



HAL
open science

Étude sur l'amélioration du fonctionnement des machines électriques tournantes : contrôle de la stabilité, des ondulations du couple et exploitation du champ rayonné pour le diagnostic

Remus Pusca

► To cite this version:

Remus Pusca. Étude sur l'amélioration du fonctionnement des machines électriques tournantes : contrôle de la stabilité, des ondulations du couple et exploitation du champ rayonné pour le diagnostic. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université d'Artois, 2022. tel-04549871

HAL Id: tel-04549871

<https://univ-artois.hal.science/tel-04549871v1>

Submitted on 17 Apr 2024

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.

RAPPORT DE SYNTHÈSE

présenté à

L'UNIVERSITÉ d'ARTOIS

en vue d'obtenir

LE DIPLOME D'HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES

Spécialité : Génie Electrique

par

Remus PUSCA

Maître de conférences à l'Université d'Artois

Titre :

Etude sur l'amélioration du fonctionnement des machines électriques tournantes : contrôle de la stabilité, des ondulations du couple et exploitation du champ rayonné pour le diagnostic

Soutenu le 20 octobre 2022 devant le Jury composé de:

M. BELKHAYAT Driss	Professeur, Université Cadi Ayyad, Marrakech	Examineur
M. BETIN Franck	Professeur, Université de Picardie Jules Verne	Rapporteur
M. CHAMAGNE Didier	Professeur, Université Bourgogne Franche-Comté	Président
M. NICHITA Cristian	Professeur, Université Le Havre,	Rapporteur
M. ROMARY Raphael	Professeur, Université d'Artois	Examineur
M. TOUNZI Abdelmounaïm	Professeur, Université de Lille	Rapporteur

Univ. Artois, UR 4025, Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE),
Béthune, F-62400, France

AVANT-PROPOS

Ce mémoire présente un bilan de mes travaux d'enseignement et de recherche effectués à l'Université d'Artois depuis ma nomination comme Maître de conférences en 2003 quand j'ai intégré le Département GEII à IUT de Béthune pour effectuer ma charge d'enseignement et le Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE) pour continuer mon activité de recherche. Le bilan que je vais présenter est structuré en deux parties qui présentent de manière complémentaire ma biographie et mes travaux de recherche dans le laboratoire qui m'a accueilli. Après une première partie consacrée à ma biographie qui regroupe mes activités d'enseignement et de recherche ainsi que mes responsabilités scientifiques et pédagogiques, la deuxième partie du mémoire présente sous la forme de trois chapitres, les sujets de recherche sur lesquels j'ai travaillé au sein de LSEE. Les trois sujets traitent de problématiques présentes dans les machines électriques et s'intègrent dans les thématiques du laboratoire développées au cours des années, qui sont : le diagnostic des défauts basé sur des principes d'injection ou d'analyse du champ magnétique, la conception et l'utilisation des machines électriques dans des applications particulières ainsi que l'amélioration de leur efficacité énergétique.

Ainsi, le premier chapitre de ce mémoire traite des problématiques de stabilité de la génératrice asynchrone en mode isolé auto-excité par une modélisation de la machine en régime non saturé afin de définir un intervalle optimal d'utilisation. Le fonctionnement de la machine dans l'intervalle optimal conduit à une stabilisation « naturelle » de différents paramètres en sortie de la génératrice, permet d'éviter son décrochage rapide et d'améliorer le régime transitoire.

Le deuxième chapitre est consacré au développement d'une nouvelle méthode de diagnostic des défauts dans les machines à courant alternatif, basée sur l'analyse du champ magnétique de dispersion. Cette méthode utilise le déséquilibre magnétique créé par un défaut de court-circuit entre spires dans le bobinage statorique pour détecter la présence du défaut. Elle a aussi l'avantage d'être non invasive et de ne pas nécessiter la connaissance de l'état sain de la machine.

Dans le troisième chapitre de ce mémoire nous nous pencherons sur le développement d'une méthodologie permettant de réduire les ondulations du couple dans une machine synchrone à aimants permanents en présence d'un défaut de manque de spires sur une phase ou d'un court-circuit entre spires. Cette méthodologie est basée sur la modification de l'alimentation de la machine par une commande adaptée qui injecte une composante inverse du courant dans ses phases afin de réduire la composante harmonique principale de couple.

Le mémoire se termine par quelques perspectives sur les développements futurs que je souhaiterais mener en lien avec les thématiques présentées.

Les résultats scientifiques et les figures présentés dans ce mémoire sont principalement issus du travail d'équipe avec les doctorants et stagiaires que j'ai eu plaisir de co-encadrer et plus particulièrement des travaux des thèses des docteurs E. Touti, A. Ceban, E. Bahri. Je garde un très bon souvenir de notre collaboration, du temps passé ensemble dans le laboratoire pour vérifier telle ou telle chose et de l'amitié qui s'est créée entre nous durant toutes ces années, c'est pourquoi je tiens à les en remercier vivement. Ces travaux m'ont permis d'avancer dans les différents projets de recherche afin de présenter aujourd'hui ce mémoire, qu'ils sachent qu'il est aussi le leur.

REMERCIEMENTS

Le rapport d'activité présenté dans ce mémoire a pour but d'obtenir le diplôme « d'Habilitation à Diriger des Recherches » et permettre ainsi une évolution de la carrière. Bien que la démarche soit individuelle, les travaux présentés dans ce mémoire sont le fruit de multiples collaborations et d'un travail d'équipe mené avec les doctorants, stagiaires et collègues au sein du laboratoire ou du département. C'est pourquoi je tiens à remercier très sincèrement Messieurs les Directeurs successifs du laboratoire *Jean François BRUDNY* et *Monsieur Jean Philippe LECOINTE*, pour avoir su favoriser l'émergence d'une recherche « locale » et pour les conditions optimales de travail.

Je tiens également à assurer de ma profonde reconnaissance à *Monsieur Raphael ROMARY*, Professeur à l'Université d'Artois et chercheur au LSEE pour la confiance qu'il m'a accordée tout au long des années de travail en commun, pour ses qualités scientifiques et humaines et pour m'avoir constamment soutenu dans mon projet d'Habilitation.

J'adresse aussi mes plus vifs remerciements aux membres de jury qui m'ont fait l'honneur de juger ce modeste travail:

Monsieur Driss BELKHAYAT, Professeur à l'Université Cadi Ayyad de Marrakech et chercheur au Laboratoire des Systèmes Electriques, Efficacité Energétique et Télécommunications (LSEET).

Monsieur Franck BETIN, Professeur à Université de Picardie Jules Verne, et chercheur au Laboratoire des Technologies Innovantes (LTI).

Monsieur Didier CHAMAGNE, Professeur à l'Université Bourgogne-Franche-Comté et chercheur au Département Energie du FEMTO-ST.

Monsieur Cristian NICHITA, Professeur émérite à l'Université Le Havre et chercheur au Groupe de Recherche en Electrotechnique et Automatique du Havre (GREAH).

Monsieur Abdelmounaïm TOUNZI, Professeur à l'Université de Lille- Science et Technologie et chercheur au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP).

Je présente mes sincères remerciements à l'ensemble des doctorants et stagiaires que j'ai encadrés. Ces quelques lignes sont insuffisantes mais qu'ils sachent que sans leur aide, ce travail n'aurait simplement pas pu avoir lieu.

Mes remerciements vont également à l'ensemble des collègues du LSEE et d'IUT pour avoir contribué à créer une ambiance de travail agréable et leur permanente disponibilité à participer à d'enrichissantes discussions scientifiques ou autres, conduisant ainsi à un climat très propice pour l'accomplissement de ce travail.

Enfin, à l'heure où je rédige ces quelques lignes, mes pensées vont naturellement à mon épouse *Corina*, à nos deux enfants, *Paul* et *Julien* ainsi qu'à *mes parents* qui ont su m'accorder leur soutien sans limites. Je leur adresse toute mon affection.

SOMMAIRE

Avant-Propos	2
Remerciements	3
Liste des figures	9
Liste des tableaux	14

PARTIE I

SYNTHESE BIOGRAPHIQUE	15
I. Curriculum vitae	16
II. Synthèse de la carrière	17
III. Activité d'enseignement	19
<i>III.1 Présentation de l'activité d'enseignement</i>	19
<i>III.2 Présentation synthétique des enseignements</i>	19
<i>III.3 Responsabilités pédagogiques et collectives</i>	21
<i>III.4 Diffusion, rayonnement, activités internationales</i>	23
IV. Activité scientifique	25
<i>IV.1 Présentation synthétique des thématiques de recherche</i>	25
<i>IV.2 Encadrement doctoral et scientifique</i>	27
<i>IV.2.1 Liste des thèses soutenues</i>	27
<i>IV.2.2 Liste des thèses en cours</i>	29
<i>IV.2.3 Encadrement de stages recherche</i>	29
<i>IV.3 Diffusion et rayonnement</i>	31
<i>IV.4 Responsabilités scientifiques</i>	34
<i>IV.5 Responsabilités collectives</i>	40
Annexe 1 Liste de publications	41
<i>1 Publications dans des revues internationales à comité de lecture RICL</i>	41
<i>2 Actes des conférences internationales à comité de lecture CICL</i>	43
<i>3 Actes des conférences nationales à comité de lecture CNCL</i>	48
<i>4 Publications dans des revues nationales à comité de lecture RNCL</i>	49
<i>5 Actes à caractère pédagogique</i>	49
<i>6 Chapitre d'ouvrage</i>	49
Annexe 2 Liste des enseignements	51

PARTIE II

SYNTHESE DES TRAVAUX DE RECHERCHE 60

Chapitre I

I. ETUDE SUR LA STABILITE ET LE CONTROLE D'UNE GENERATRICE ASYNCHRONE EN SITE ISOLE 61

Nomenclature 62

I.1 Introduction 63

I.2 Modélisation de la Génératrice Asynchrone Auto-Excitée 64

I.3 Fonctionnement de la GAAE en présence d'une charge résistive 66

I.3.1 Identification du point de fonctionnement de la GAAE 67*I.3.1.1 Identification des points de fonctionnement de la GAAE pour une capacité C maintenue constante* 69*I.3.1.2 Identification des points de fonctionnement de la GAAE pour une résistance R maintenue constante* 70*I.3.1.3 Identification des points de fonctionnement de la GAAE pour R et C variable avec le produit RC constant* 71*I.3.1.4 Identification des points de fonctionnement de la GAAE pour un fonctionnement à fréquence quasi constante* 72*I.3.2 Identification de la tension aux bornes de la GAAE* 75

I.4 Fonctionnement de la GAAE en présence d'une charge résistive- inductive 76

I.4.1 Identification de la pulsation et du glissement pour une charge R-L 76*I.4.2 Identification de la tension aux bornes de la GAAE pour une charge R-L* 77*I.4.3 Détermination du point de fonctionnement de la GAAE pour une charge R-L* 78*I.4.3.1 Solution analytique avec une approche négligeant les éléments parasites* 78*I.4.3.2 Solution numérique* 78*I.4.3.3 Solution graphique* 79*I.4.4 Fonctionnement de la GAAE à fréquence quasi constante* 81*I.4.4.1 Cas d'un fonctionnement sans loi de commande* 81*I.4.4.2 Cas d'un fonctionnement avec loi de commande* 82*I.4.5 Identification de la tension aux bornes de la GAAE pour une charge R-L* 84*I.4.6 Modélisation de la GAAE pour un fonctionnement sur une charge R-L* 84*I.4.6.1 Formalisme du vecteur espace* 85*I.4.6.2 Mise en équation relative au récepteur* 86*I.4.6.3 Implémentation numérique de la GAAE* 89*I.4.7 Présentation des résultats pour un fonctionnement sur une charge R-L* 91*I.4.7.1 Régulation de la puissance sur l'arbre* 92*I.4.7.2 Stabilisation de la tension* 93*I.4.7.3 Stabilisation de la fréquence* 94*I.4.7.4 Etude de l'amorçage et du décrochage* 98

I.5 Contrôle de la puissance réactive 100

I.5.1 Variation de la puissance réactive 102*I.5.1.1 L'influence de l'angle de commande* 102*I.5.1.2 Prise en compte du régime déformant* 106*I.5.2 L'intervalle d'utilisation du gradateur.* 109

I.6 Fonctionnement de la GAAE en présence d'un bus continu 110

I.6.1 Etude de stabilité de la génératrice non connectée au bus continu 111*I.6.2 Etude de stabilité de la génératrice connectée au bus continu* 112

1.6.2.1 <i>Comportement pour une variation de la charge</i>	113
1.6.2.2 <i>Limite de décrochage</i>	114
1.6.3 <i>Discussions sur les résultats</i>	115
I.7 Conclusion	115
I.8 Références	118
Annexe 1	120

Chapitre II

II. DIAGNOSTIC DES MACHINES ELECTRIQUES TOURNANTES	121
Nomenclature	122
II.1 Introduction	123
II.2 Diagnostic des machines électriques par champ magnétique	123
1.2.1 <i>L'origine du champ magnétique externe des machines à courant alternatif</i>	124
1.2.2 <i>Capteurs utilisés pour la mesure du champ de dispersion</i>	125
II.3 Diagnostic pour défauts statoriques	126
1.3.1 <i>Modélisation du champ de dispersion</i>	127
1.3.1.1 <i>Calcul de la perméance</i>	128
1.3.1.2 <i>Calcul de la force magnétomotrice statorique</i>	129
1.3.1.3 <i>Calcul de l'induction statorique</i>	130
1.3.1.4 <i>Calcul de la force magnétomotrice rotorique</i>	130
1.3.1.5 <i>Calcul de l'induction rotorique</i>	132
1.3.1.6 <i>Calcul du champ radial</i>	133
1.3.2 <i>Modélisation du défaut de court-circuit entre spires</i>	135
1.3.2.1 <i>F.m.m créée par le courant de court-circuit</i>	136
1.3.2.2 <i>L'induction créée par le courant de court-circuit</i>	137
1.3.2.3 <i>Recherche des composantes sensibles au court-circuit pour MA et MS</i>	138
1.3.2.4 <i>L'influence de la charge sur les composantes sensibles</i>	142
1.3.3 <i>Validation expérimentale</i>	145
1.3.3.1 <i>Présentation du banc de test pour la machine asynchrone</i>	145
1.3.3.2 <i>Machine asynchrone en fonctionnement moteur</i>	146
1.3.3.3 <i>Machine asynchrone en fonctionnement générateur</i>	148
1.3.3.4 <i>Machine synchrone en fonctionnement générateur</i>	149
1.3.3.5 <i>Machine asynchrone en fonctionnement générateur auto excité</i>	152
1.3.3.6 <i>Précautions pratiques</i>	155
II.4 Conclusion	156
II.5 Références	158
Nomenclature	161

Chapitre III

III. MINIMISATION ACTIVE DES ONDULATIONS DE COUPLE D'UNE MSAPS EN PRESENCE D'UN DEFAUT	161
Nomenclature	162
III.1 Introduction	163
III.2 Mise en évidence des harmoniques du couple dans une MSAPS	163
1.2.1 <i>Calcul de la perméance</i>	164

III.2.2	Calcul de la force magnétomotrice statorique	165
III.2.3	Calcul de l'induction statorique	167
III.2.4	Calcul de l'induction rotorique	169
III.2.5	Calcul du couple électromagnétique	170
III.2.5.1	Le couple en cas de machine saine	171
III.2.5.2	Le couple en cas de machine en défaut	172
III.3	Compensation des ondulations du couple	175
III.3.1	Présentation du modèle du bobinage statorique	176
III.3.2	Détermination du courant inverse en cas de défaut	177
III.3.2.1	Courant en cas de court-circuit statorique	178
III.3.2.2	Courant en cas de manque de spires	178
III.3.3	Minimisation des ondulations du couple avec l'injection du courant inverse	179
III.3.4	Détermination du courant d'alimentation pour une commande vectorielle	185
III.3.4.1	Adaptation du vecteur espace courant au cas de déséquilibre statorique	185
III.3.4.2	Vecteur espace du courant équivalent	187
III.3.5	Détermination du couple électromagnétique	188
III.3.5.1	Calcul du flux statorique	188
III.3.5.2	Couple en cas de court-circuit	189
III.3.5.3	Couple en cas de manque de spires	189
III.3.5.4	Couple moyen en présence du vecteur courant inverse	190
III.4	La commande de la MSAPS	191
III.4.1	Modélisation de la MSAPS pour une étude en régime dynamique	192
III.4.2	Modélisation d'une MSAPS en cas de manque de spires	194
III.4.2.1	Equations électriques d'une machine synchrone à aimants	194
III.4.2.2	Couple électromagnétique de la MSAPS	195
III.4.2.3	Equation mécanique	195
III.4.2.4	Paramètres de calcul	195
III.4.2.5	Schéma bloc du modèle de la MSAPS	197
III.4.2.6	Détermination des courants de référence en cas de défaut	197
III.4.2.7	Mise en œuvre de la régulation de la vitesse rotorique	198
III.4.2.7.1	Cas de machine saine	200
III.4.2.7.2	Cas de machine en défaut sans correction	202
III.4.2.7.3	Cas de machine en défaut avec correction	204
III.4.3	Modélisation d'une MSAPS en cas de court-circuit entre spires	208
III.4.3.1	Equations électriques d'une machine synchrone à aimants	209
III.4.3.2	Couple électromagnétique de la MSAPS	211
III.4.3.3	Equation mécanique	211
III.4.3.4	Schéma bloc du modèle de la MSAPS	211
III.4.3.5	Mise en œuvre de la régulation de la vitesse rotorique	212
III.4.3.5.1	Cas de machine en défaut de court-circuit sans correction	213
III.4.3.5.2	Cas de machine en défaut de court-circuit avec correction	216
III.4.3.5.3	Résultats expérimentaux	220
III.4.4	Rapport du courant direct et du courant inverse	223
III.5	Conclusion	225
III.6	Références	227
IV.	CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	230

Liste des figures

Figure.1.1: Schéma monophasé équivalent de la GAEE débitant sur une charge quelconque.	64
Figure.1.2: Diagramme vectoriel associée au schéma monophasé équivalent de la GAEE 66
Figure.1.3: Schéma monophasé équivalent de l'aérogénérateur débitant sur une charge résistive R..	67
Figure.1.4: Points de fonctionnement pour une charge R et C donnée 69
Figure.1.5: Points de fonctionnement pour une charge R variable et une valeur de la capacité $C=C_0$ inchangée a) $R=103\Omega$ b) $R=72.5\Omega$ 70
Figure.1.6: Points de fonctionnement pour une charge C variable et une valeur de la résistance R_0 inchangée a) $C=30\mu F$ b) $C=43\mu F$ 71
Figure.1.7: Points de fonctionnement pour une modification suivant la loi $RC=cst$. Les deux valeurs de la charge sont $R_1=72.5\Omega$, $C_1=43\mu F$ et $R_2=103\Omega$, $C_2=30\mu F$ 71
Figure.1.8: Points de fonctionnement pour une modification suivant la variation des paramètres de façon différente : A0 point de départ $R_0=82.5\Omega$, $C_0=37.5\mu F$, A1 point donné par $R_1=72.5\Omega$, $C_1=43\mu F$ et A2 point donné par $R_2=103\Omega$, $C_2=C_0=37.5\mu F$ 72
Figure.1.9: Points de fonctionnement pour une modification suivant la loi $RC=cst$: A0 point de départ $R_0=82.5\Omega$, $C_0=37.5\mu F$, A1 point donné par $R_1=72.5\Omega$, $C_1=43\mu F$ et A2 point donné par $R_2=103\Omega$, $C_2=30\mu F$ 73
Figure.1.10: Variation du point de fonctionnement à $P_w=3.1kW$, $RC=cst$ pour $R=14.6\Omega$, $C=99\mu F$, puis $R=16.9\Omega$ et $C=85.5\mu F$ 74
Figure.1.11: Evolution de la tension et du courant pour deux modifications différentes de charge a) variation avec produit $RC=cst$. $R_0=16.9\Omega$ et $C_0=85.5\mu F$, $R_1=14.6\Omega$, $C_1=99\mu F$ b) variation avec $C=C_0=85.5\mu F$ cst . $R_0=16.9\Omega$ et $R_1=14.6\Omega$, (échelle : 0.8 secondes / division)	75
Figure.1.12: Schéma monophasé équivalent de l'aérogénérateur débitant sur une charge R-L	76
Figure.1.13: Points de fonctionnement pour une charge $R_0=82.5\Omega$, $C_0=87.5\mu F$ et $L=167mH$	80
Figure.1.14: Points de fonctionnement pour une variation de charge résistive avec $R_0=110\Omega$, $C_0=87.5\mu F$ et $L=167mH$ a) $R=88\Omega$ (-20%) $C=C_0=87.5\mu F$ b) $R=132\Omega$ (+20%) $C=C_0=87.5\mu F$	82
Figure.1.15: Points de fonctionnement pour une variation de charge résistive avec $R_0=110\Omega$, $C_0=87.5\mu F$ et $L=167mH$ a) $R=88\Omega$ (-20%) $C=94\mu F$ b) $R=130\Omega$ (+20%) $C=C_0=83\mu F$	83
Figure.1.16: Distribution des enroulements statoriques et rotoriques dans l'espace électrique	84
Figure.1.17: Changement de référentiel	85
Figure.1.18: Schéma de la machine asynchrone dans le référentiel rotorique	86
Figure.1.19: Schéma équivalent monophasé d'une machine asynchrone	88
Figure.1.20: Schéma d'implémentation du courant statorique	89
Figure.1.21: Schéma d'implémentation de la tension statorique	90
Figure.1.22: Schéma d'implémentation de l'équation mécanique : a) couple électromagnétique, b) vitesse du rotor	90
Figure.1.23: Schéma d'implémentation du courant rotorique	91
Figure.1.24: Schéma global de l'implémentation numérique sur Matlab-Simulink de la GAEE	91
Figure.1.25: Schéma bloc du banc de test expérimental utilisé	92
Figure.1.26: Régulation de la puissance en sortie de l'arbre moteur de la MCC	93
Figure.1.27: Système FC-TCR pour la réalisation d'une capacité variable	93
Figure.1.28: Variation de la tension statorique et de la pulsation rotorique pour une variation de puissance avec régulation R et C a) tension et pulsation b) zoom à $t=10s$	95
Figure.1.29: Variation de la tension statorique et de la pulsation rotorique pour une variation de puissance avec $C=cst$ a) tension et pulsation b) zoom à $t=10s$	96

Figure.1.30: Variation de la tension statorique et de la fréquence pour une puissance constante et diminution de la charge vue par la machine à $R=130 \Omega$ et $C =83\mu F$ a) évolution de la tension b) zoom à $t=7.7s$ avec mesure de la période	96
Figure.1.31: Variation de la tension statorique et de la fréquence pour une puissance constante et augmentation de la charge vue par la machine à $R=88 \Omega$ et $C =94\mu F$ a) évolution de la tension b) zoom à $t=5.5 s$ avec mesure de la période	97
Figure.1.32: Variation du module vecteur espace tension $ \vec{v}^s $ et la pulsation rotorique ω' pendant l'amorçage de la GAAE	98
Figure.1.33: Variation de la tension composée U^s pendant l'amorçage de la GAAE a) résultat simulé avec GAAE en charge, b) résultat expérimental avec la charge R-L déconnectée	99
Figure.1.34: Variation de la tension composée U^s pendant le décrochage de la GAAE a) résultat simulé, b) résultat expérimental	99
Figure.1.35: Procédure pour redémarrage d'une génératrice asynchrone démagnétisée suite à un décrochage	100
Figure.1.36: Régulateur de puissance réactive FC-TCR	101
Figure.1.37: Gradateur triphasé avec charge de réglage Z_R a) schéma du gradateur connecté à la charge inductive b) image de la tension et du courant dans le 1er mode de fonctionnement	102
Figure.1.38: Gradateur monophasé avec charge de réglage Z_R a) schéma du gradateur connecté à la charge inductive b) image de la tension et du courant dans le 1er mode de fonctionnement.	103
Figure.1.39: Formes d'onde de la tension aux bornes de la charge Z_R et du courant qui la traverse pour a) angle de commande $\psi \approx 99^\circ$, b) angle de commande $\psi \approx 120^\circ$	104
Figure.1.40: Variation des capacités en fonction de l'angle de retard à l'amorçage ψ	108
Figure.1.41: Banc de test pour validation du contrôle de la puissance réactive	109
Figure.1.42: Variation de la tension réduite aux bornes de Z_R en fonction de l'angle de retard à l'amorçage ψ	110
Figure.1.43: Structure du générateur asynchrone auto-excité connecté à un système multi source de faible puissance	111
Figure.1.44: Variation de la tension statorique pour une augmentation de la charge R sans connexion du GAAE au bus continu a) résultats de simulation, b) résultats expérimentaux	112
Figure.1.45: Banc expérimental utilisé pour la connexion de la GAAE bus continu	113
Figure.1.46: Variation de la tension avec le changement de R pour la GAAE connectée au bus continu a) résultats de simulation, b) résultats expérimentaux.	114
Figure.1.47: Décrochage de la GAAE connectée au bus continu pour une charge $R=37 \Omega$, a) résultats de simulation b) résultats expérimentaux.	115
Figure.2.1: Répartition de lignes de flux de fuite dans une machine électrique.	124
Figure.2.2: Mesure du champ de dispersion autour de la machine	125
Figure.2.3: Capteur bobiné réalisé au laboratoire a) photo du capteur b) réponse fréquentielle	126
Figure.2.4: Répartition du bobinage triphasé statorique pour deux paires de pôles ($p=2$) et m^s encoches par pôle	127
Figure.2.5: Modèle géométrique de la denture du stator et du rotor	128
Figure.2.6: Force magnéto motrice créée par n^s spires d'une section élémentaire d'ouverture diamétrale	129
Figure.2.7: Evolution de la force magnéto motrice créée par une barre rotorique	131
Figure.2.8: Section de la machine avec paramètres géométriques et capteur de position à l'extérieur	134
Figure.2.9: L'évolution du coefficient d'atténuation k_H^{ts} en fonction de la polarité H	134
Figure.2.10: Modèle d'enroulement statorique avec y spires en court-circuit	136
Figure.2.11: Déphasage entre le courant de court-circuit et le courant de la Phase 1 du stator.	136
Figure.2.12: F.m. m générée par la section considérée en court-circuit	137

- Figure.2.13: Diagramme vectoriel des harmoniques d'induction a) fonctionnement à vide b) fonctionnement en charge 143
- Figure.2.14: Présentation de quatre positions de mesure pour deux capteurs de champ magnétique fixés à 180° autour de la machine. 144
- Figure.2.15: Variation de l'amplitude de la raie sensible 850Hz en cas d'une MAS a) cas d'une machine saine b) cas d'une machine en défaut. Mesure pour deux capteurs de champ magnétique fixés à 180° autour de la machine. 144
- Figure.2.16: Banc expérimental équipé avec une machine asynchrone a bobinage modifié permettant la création de court-circuit entre spires a) banc de test b) capteurs de champ magnétique décalés à 180° autour de la machine c) vue du stator avec le bornier des enroulements de court-circuit accessibles d) schéma du bobinage statorique. 145
- Figure.2.17: Signal délivré par le système d'acquisition PULSE en cas de machine saine a) force magnétomotrice donnée par le capteur 1 b) spectre de la force magnétomotrice 147
- Figure.2.18: Variation de la raie spectrale 850Hz mesurée par deux capteurs placés en position 1 et 2 autour de la machine. Cas de fonctionnement en moteur « sain » a) mesure en Pos.1 b) mesure en Pos.2 147
- Figure.2.19: Variation de la raie spectrale 850Hz mesurée par deux capteurs placés en position 1 et 2 autour de la machine. Cas de fonctionnement en moteur avec défaut de court-circuit statorique a) courant de court I_{cc} limité à 8.2 A b) courant de court I_{cc} limité à 15.3 A c) variation de la charge pour un capteur en Pos. 1 et $I_{cc} = 15.3$ A d) variation de la charge pour un capteur en Pos. 2 et $I_{cc}=15.3$ A 148
- Figure.2.20: Variation de la raie spectrale 850Hz mesurée par deux capteurs placés en position 1 et 2 autour de la machine. Cas de fonctionnement en générateur a) machine saine b) machine en défaut de court-circuit statorique avec $I_{cc} = 8.2$ A c) zoom de la variation en cas de défaut pour une mesure en Pos. 1 d) zoom de la variation en cas de défaut pour une mesure en Pos. 2 149
- Figure.2.21: Schéma du bobinage de la machine synchrone 10kW avec rotor à pôles lisses a) bobinage du rotor b) bobinage du stator. 150
- Figure.2.22: Machine synchrone MS1 modifiée pour permettre la réalisation des défauts de court-circuit statorique, rotorique et d'excentricité. 151
- Figure.2.23: Banc de test pour la machine synchrone MS1 modifiée utilisée pour les défauts de court-circuit entre spires 151
- Figure.2.24: Variation de la raie spectrale 750Hz mesurée par deux capteurs placés en position 1 et 2 autour de la machine synchrone. Cas de fonctionnement en générateur a) machine saine b) machine en défaut de court-circuit statorique avec $I_{cc} = 5$ A c) zoom de la variation en cas de défaut pour une mesure en Pos. 1 d) zoom de la variation en cas de défaut pour une mesure en Pos. 2 152
- Figure.2.25: Générateur asynchrone auto-excité connecté à une charge résistive R équilibrée et déséquilibrée 153
- Figure.2.26: Variation de l'amplitude pour l'harmonique de rang 17 en cas de variation de charge a) machine saine avec charge résistive équilibrée b) machine saine avec charge résistive déséquilibrée 153
- Figure.2.27: Signaux mesurés par les capteurs de flux autour de la génératrice asynchrone (MA2) pour une charge équilibrée a) fem mesurée en position 1, b) fem mesurée en position 2, c) spectre du signal délivré par le capteur de flux en position 1. 153
- Figure.2.28: Signaux mesurés par les capteurs de flux autour de la génératrice asynchrone (MA2) pour une charge déséquilibrée a) fem mesurée en position 1, b) fem mesurée en position 2 154
- Figure.2.29: Présentation de trois positions de mesure possibles (A, B et C) autour de la machine 156
- Figure.3.1: Modèle simplifié des encoches pour une MSAPS 165
- Figure.3.2: Modèle de bobinage pour une MSAPS saine : a) configuration d'une bobine élémentaire dans les encoches du circuit statorique b) la force magnétomotrice créée par une encoche c) évolution de la f.m.m pour une valeur maximale de courant de 1A 167
- Figure.3.3: Distribution spatiale de l'induction statorique $B_s^*(\alpha^s)$ pour une machine saine et un courant maximal de 1A: a) évolution angulaire dans le référentiel statorique b) spectre des harmoniques 168

Figure.3.4: Variation de l'induction rotorique pour une MS à aimants permanents, dans un référentiel rotorique	169
Figure.3.5: Evolution du couple électromagnétique pour une MSAP saine, a) évolution temporelle b) spectre du couple	171
Figure.3.6: Spectre de l'induction statorique pour une MSAP avec défaut de manque de spires	172
Figure.3.7: L'évolution du couple électromagnétique pour la MSAPS avec défaut de manque de spires a) évolution temporelle du couple b) spectre du couple.	173
Figure.3.8: Spectre de l'induction statorique pour la MSAPS avec défaut de court-circuit entre $1/3 n_c$ spires et un $I_{cc}=6A$.	173
Figure.3.9: Evolution du couple électromagnétique pour la MSAPS avec défaut de court-circuite entre $1/3 n_c$ spires et un $I_{cc}=6A$ a) évolution temporelle du couple b) spectre du couple	174
Figure.3.10: Evolution des harmoniques d'espace de l'induction statorique B_s^2 (a) et de la fréquence du couple (b) pour une MSAPS avec un manque de spires alimentées par un système équilibré	174
Figure.3.11: Evolution des harmoniques d'espace de l'induction statorique B_s^2 (a) et de la fréquence du couple (b) pour une MSAPS avec manque de spires alimentées par un système déséquilibré	175
Figure.3.12: Schéma du bobinage statorique avec modélisation du défaut.	176
Figure.3.13: Evolution des harmoniques d'espace de l'induction statorique B_s^2 (a) et de la fréquence du couple (b) pour une MSAPS avec manque de spires après injection du courant inverse	179
Figure.3.14: Banc de test expérimental (a) schéma bloc du banc (b) photo du banc	180
Figure.3.15: Schéma du bobinage statorique de la MSAPS avec les accès extérieurs sur la boîte de connexion pour réaliser des défauts a) schéma du bobinage triphasé b) vue éclatée du bobinage concentrique avec 36 encoches c) photo de la boîte de connexion avec 3 points d'accès $1/3$, $2/3$ et $3/3$ de la section.	181
Figure.3.16: Formes d'ondes pour une machine saine (mode 1) a) tensions et courants équilibrés b) spectre des vibrations tangentielles avec $0.01mV/mms-2$ et l'harmonique 100 Hz à $2.97mV$	182
Figure.3.17: Formes d'ondes pour une machine en défaut (mode 2) a) tensions équilibrées et courants déséquilibrés b) spectre des vibrations tangentielles avec $0.01mV/mms-2$ et l'harmonique 100 Hz à $8.94mV$	182
Figure.3.18: Formes d'ondes pour une machine en défaut (mode 3) a) courants équilibrés et tensions déséquilibrées b) spectre des vibrations tangentielles avec $0.01mV/mms-2$ et l'harmonique 100 Hz à $3.84mV$	183
Figure.3.19: Formes d'ondes pour une machine en défaut (mode 4) a) courants faiblement déséquilibrés avec déphasage de I_b b) spectre des vibrations tangentielles avec $0.01mV/mms-2$ et l'harmonique 100 Hz à $3.19mV$	183
Figure.3.20: Schéma de bobinage avec présence de court-circuit sur la phase A	186
Figure.3.21: Modèle de la bobine élémentaire en défaut de court-circuit	186
Figure.3.22: Modélisation du défaut de court-circuit : MSAP saine alimentée par association de deux vecteurs espace de courants	188
Figure.3.23: Variation du couple électromagnétique calculé par la méthode analytique et par la méthode vectorielle	190
Figure.3.24: Modèle électrique d'une MSAPS saine	192
Figure.3.25: Schéma statorique du MSAPS dans le cas de manque de spires	193
Figure.3.26: Schéma bloc du modèle de la MSAPS en cas de défaut de manque de spires	197
Figure.3.27: Schéma bloc d'une boucle de régulation de vitesse	198
Figure.3.28: Implémentation de la boucle de régulation de la vitesse sans correction du défaut de manque de spires	199
Figure.3.29: Implémentation de la boucle de régulation de vitesse avec correction du défaut de manque de spires	200
Figure.3.30: Résultats de simulation pour une machine saine en présence d'une variation du couple résistant a) évolution des courants de référence et des courants mesurés b) évolution du couple de référence et électromagnétique de la MSAPS c) spectre du couple électromagnétique d) vitesse de référence et vitesse de la MSAPS e) évolution de la puissance	202

- Figure.3.31: Résultats de simulation pour une machine saine en présence d'une variation du couple résistant a) évolution des courants de référence et des courants mesurés b) évolution du couple de référence et du couple électromagnétique de la MSAPS c) spectre du couple électromagnétique d) vitesse de référence et vitesse de la MSAPS e) évolution de la puissance 204
- Figure.3.32: Résultats de simulation pour une machine en défaut de manque de spires de 2/3 de la section élémentaire ; présence d'une correction et d'une variation du couple résistant a) évolution des courants de référence et des courants mesurés b) évolution du couple de référence et du couple électromagnétique de la MSAPS c) spectre du couple électromagnétique d) vitesse de référence et vitesse de la MSAPS e) évolution de la puissance 206
- Figure.3.33: Schéma statorique du MSAPS en cas de court-circuit entre spires 208
- Figure.3.34: Schéma bloc du MSAPS en cas de défaut de court-circuit entre spires 212
- Figure.3.35: Implémentation de la boucle de régulation de la vitesse avec correction du défaut de court-circuit entre spires 212
- Figure.3.36: Schéma bloc du générateur des courants de référence pour assurer la correction en cas de défaut de court-circuit 213
- Figure.3.37: Résultats de simulation pour une machine en défaut de court-circuit de 2/3 spires d'une section élémentaire sur la phase A sans correction et en présence d'une variation du couple résistant a) évolution des courants de référence et des courants mesurés b) évolution du couple de référence et du couple électromagnétique de la MSAPS c) spectre du couple électromagnétique d) vitesse de référence et vitesse de la MSAPS, e) évolution du courant de court-circuit f) évolution de la puissance 216
- Figure.3.38: Résultats de simulation pour une machine en défaut de court-circuit de 2/3 spires d'une section élémentaire sur la Phase A avec correction par injection d'une composante inverse du courant a) évolution des courants de référence et des courants mesurés b) évolution du couple de référence et du couple électromagnétique de la MSAPS c) spectre du couple électromagnétique d) vitesse de référence et vitesse de la MSAPS, e) évolution du courant de court-circuit f) évolution de la puissance 218
- Figure.3.39: Résultats expérimentaux pour la MSAPS en défaut de court-circuit de 2/3 spires d'une section élémentaire a) alimentation par un système triphasé de courants équilibrés b) alimentation par un système triphasé de courants déséquilibrés c) spectre de la vibration tangentielle pour les courants équilibrés d) spectre de la vibration tangentielle pour les courants déséquilibrés. 221
- Figure.3.40: Rapport I_d/I_i calculé à partir du modèle dynamique pour un défaut de manque de spires de 2/3 d'une section élémentaire de la MSAPS en présence d'une correction 224
- Figure.3.41: Rapport I_d/I_i calculé à partir du modèle dynamique pour une machine en charge de 2Nm et un défaut court-circuit entre 2/3 spires d'une section élémentaire sous l'action d'une correction. 224

Liste des tableaux

Tableau.1. 1: Résultats des points de fonctionnement obtenus par simulation et par mesure.	74
Tableau.1. 2: Variation de la pulsation en fonction de la charge pour une puissance de la GAAE maintenue constante	74
Tableau.1. 3: Paramètres utilisés dans le modèle numérique correspondant aux paramètres identifiés pour la GAAE	89
Tableau.1. 4: Evolution de la pulsation statorique, du glissement et de la tension en fonction de la charge pour une puissance à l'entrée de l'arbre $P=-1695W=cst$	94
Tableau.1. 5: Valeurs correspondantes pour différents angles de retard à l'amorçage	107
Tableau.2. 1: Valeurs du rang et de la polarité d'une composante d'induction pour une machine saine	133
Tableau.2. 2: Valeurs du rang et de la polarité d'une composante d'induction pour une machine en présence de court-circuit entre spires.	138
Tableau.2. 3: Composantes générées par la machine asynchrone saine	139
Tableau.2. 4: Composantes générés par la machine asynchrone en défaut de court-circuit entre les spires statoriques.	139
Tableau.2. 5: Composantes générées par la machine synchrone saine	141
Tableau.2. 6: Composantes générées par la machine synchrone en défaut	141
Tableau.3. 1: Valeurs numériques des paramètres constructifs de la MSAPS	164
Tableau.3. 2: Harmoniques d'espace de l'induction rotorique de la MSAPS	169
Tableau.3. 3: Présence des harmoniques de couple électromagnétique générés par les harmoniques d'espace de l'induction statorique et rotorique	171
Tableau.3. 4: Résultats de simulation et résultats expérimentaux pour une MSAPS en cas de défaut par manque de spires ou une machine saine pour une alimentation avec courants déséquilibrés (d) et courants équilibrés (eq.). Evolution des harmoniques de vibrations pour une injection d'un courant inverse (in),	184
Tableau.3. 5: Inductances et résistances calculés pour la MSAPS saine et en défaut de manque de spires de 2/3 de la section élémentaire.	196
Tableau.3. 6: Grandeurs électriques et mécaniques de la MSAPS obtenues pour la machine saine, la machine avec défaut de manque de 2/3 spires d'une section élémentaire (SE) sans correction et avec correction.	207
Tableau.3. 7: Inductances et résistances calculées pour la MSAPS saine et en défaut de court-circuit de 2/3 de la section élémentaire.	209
Tableau.3. 8: Grandeurs électriques et mécaniques de la MSAPS obtenues par simulation pour la machine saine, la machine avec défaut de court-circuit de 2/3 spires de la section élémentaire (SE) sans correction et avec correction	219
Tableau.3. 9: Résultats expérimentaux obtenus pour la MSAPS avec défaut de court-circuit de 2/3 spires de la section élémentaire pour un fonctionnement en boucle fermée.	223
Tableau.3. 10: Rapport des courants direct et inverse pour une alimentation en boucle ouverte et différents cas de défaut pour une machine en charge	224

PARTIE I

SYNTHESE BIOGRAPHIQUE

CURRICULUM VITAE

Nom patronymique : **PUSCA**

Prénom : **Remus**

Date et lieu de naissance : 20/02/1972 à Medias, Roumanie

Nationalité : Française.

Situation de famille : Marié – 2 enfants

Adresse personnelle : 20 rue du Nouveau Monde, 62232 Annezin

Téléphone personnel: 06 70 90 97 27

Etablissement actuel : IUT de Béthune, Université d'Artois, 1230 rue d'Université, 62400 Béthune

Laboratoire de rattachement : Laboratoire Systèmes Electrotechnique et Environnement (LSEE – EA 4025).

Section de CNU : 63

Téléphone professionnel : 03 21 63 23 41.

E-mail: remus.pusca@univ-artois.fr



Profession : Maître de Conférences HC

Expérience professionnelle :

1996-1998 : Enseignant chercheur à l'Université Technique de Cluj-Napoca, Département Traitements Thermiques

1999-2003 : Chercheur au Centre de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Belfort (CREEBEL) et au Laboratoire de Recherche en Électronique, Électrotechnique et Systèmes (L2ES)

Sept. 2003 : Nomination en tant que Maître de Conférences (63ème section) à l'Université d'Artois, IUT de Béthune, Département GEII
Actuellement Maître de Conférences HC (depuis le 1/09/2021).

Education et Formation :

1990-1995 : Obtention du diplôme d'ingénieur en Génie Electrique, Université Technique de Cluj Napoca

1995-1996 : Service National

1996-1997 : DEA en Génie Electrique, Université Technique de Cluj- Napoca

1999- 2002 : Préparation d'une thèse de Doctorat en Science pour l'Ingénieur, Université de Franche-Comté

Titre de la thèse: "Contribution au pilotage d'une plate-forme mobile d'essais de constituants d'une chaîne de traction électrique. Conception d'un simulateur et système temps réel".

Membres du jury de thèse:

F. BADIN	(Président)	A. BERTHON (Directeur de thèse)
J. FAUCHER	(Rapporteur)	G.FRIEDRICH (Rapporteur)
Y. AIT AMIRAT	(Co-encadrant)	Y. TREHEN (Examineur)
J. DHERS	(Invité)	

Autres : Titulaire de la PEDR depuis octobre 2015.

II. Synthèse de la carrière

J'ai obtenu mon doctorat le 13/12/2002 à Université de Franche- Comté au sein du Laboratoire d' Electronique, Electrotechnique et Systèmes (L2ES) unité mixte de l'Université de Franche-Comté et de l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard sous la direction du Pr. Alain Berthon, et co-encadré par MCF. Youcef AIT-Amirat.

Mon activité de recherche portait sur la conception d'un simulateur et système temps réel de contrôle de la traction pour le pilotage d'une plate-forme mobile d'essais de constituants d'une chaîne de traction électrique (le banc ECCE) un véhicule hybride série à quatre roues motrices indépendantes, un travail qui s'inscrit dans le cadre plus vaste de la thématique véhicule automobile électrique.

Mon activité d'enseignement a débuté en 1996 comme Maître Assistant à l'Université Technique de Cluj-Napoca, Roumanie, dans le Département de Traitements Thermiques suite à un concours auquel j'ai participé. Bien que de formation génie électrique j'ai su m'intégrer dans l'équipe et pendant deux ans j'ai enseigné en tant que chargé de cours sur les installations de chauffage thermique aux étudiants ingénieurs den 4ème et 5ème année et j'ai encadré deux projets de diplôme. J'ai également participé à un projet dans le domaine de chauffage industriel et traitement thermique avec l'entreprise Ceramica-Turda. En octobre 1998, suite à un choix personnel, j'ai quitté ce poste pour venir en France et préparer une thèse.

J'ai commencé mes activités dans l'enseignement supérieur français en tant que doctorant-vacataire durant mes trois années de thèse (1999 à 2002) au sein de l'Université Franche-Comté et l'Université de Technologie de Belfort Montbéliard (UTBM). Pendant cette période j'ai assuré en tant que vacataire des travaux pratiques (TP) en programmation Pascal, Matlab et assembleur sur le microcontrôleur Motorola 68HC11 aux élèves ingénieurs (environ 60 heures par an).

J'ai débuté ma carrière de Maître de Conférences à l'Université d'Artois en 2003 avec comme affectation principale l'IUT de Béthune au sein du département de Génie Electrique et Informatique Industrielle. Depuis mon arrivée, mes activités sont réparties dans les trois types d'enseignement: cours magistral (CM), Travaux Dirigés (TD) et Travaux Pratiques (TP). J'essaie aussi de faire participer des doctorants du laboratoire de recherche (LSEE) pour assurer des TP, lorsque leur contrat le leur permet. A ces enseignements présentiels, s'ajoutent l'encadrement et le suivi des projets tuteurés et des stages, en DUT GEII. Ce travail consiste à suivre régulièrement l'avancée du projet, à rendre visite aux stagiaires au sein de l'entreprise, ou de laboratoires à l'étranger, à les aider dans la gestion de leur projet et à assister à la soutenance orale de fin d'année. Il faut souligner que ce travail d'encadrement est bénévole et participe pleinement au bon fonctionnement de la formation.

Entre 2013 et 2018, j'ai pris la responsabilité pédagogique de la formation DUMSE (Diplôme Universitaire en Maintenance des Systèmes Electriques) de l'IUT de Béthune. La fonction de responsable pédagogique consistait à piloter l'équipe formée de 14 enseignants et enseignants-chercheurs, 1 Biats (une secrétaire), 7 enseignants vacataires, un professionnel industriel et un groupe de 12 à 16 étudiants.

Concernant l'aspect recherche, mon laboratoire de rattachement est le Laboratoire Systèmes Electrotechnique et Environnement (LSEE), créé en 1993 par F. Notelet et JF. Brudny. Dès mon arrivée à Béthune en septembre 2003, j'ai intégré LSEE dont la thématique initiale était l'étude des bruits et vibrations des machines électriques. Cette thématique a évolué au cours des années vers le diagnostic et l'efficacité énergétique des machines électriques avec un démarrage difficile car le LSEE était un petit laboratoire cherchant une reconnaissance, avec

peu de doctorants, pas d'implication dans des projets majeurs. Malgré tout, j'ai pu participer au Programme Futurelec 1 : Réseaux Electriques du Futur, piloté par le Pôle MEDEE ainsi qu'à un programme AUF en 2007 et j'ai pu obtenir mon premier co-encadrement doctoral en 2008 avec une soutenance en 2012 [T1].

L'arrivée à LSEE m'a ouvert de nouvelles perspectives dans le domaine des machines électriques où je me suis impliqué d'abord dans les problématiques de stabilité des alternateurs asynchrones en site isolé ainsi que leur influence sur la stabilité des micro- réseaux et à partir de 2008 dans le domaine du diagnostic de défauts dans les machines électriques à base de champ magnétique ou d'utilisation des observateurs puis à l'association de la commande – convertisseur – machine afin d'améliorer leur sûreté de fonctionnement et/ ou l'efficacité énergétique. J'ai également participé au développement de bancs et de méthodes de tests adaptés ainsi qu'au développement de collaborations avec d'autres laboratoires en France et à l'étranger. Parallèlement à cette activité, j'ai continué les travaux sur les problématiques de stabilité des alternateurs asynchrones en site isolé commencés en 2006 avec J.F. Brudny. Le cœur de ma compétence en recherche est donc d'être capable d'analyser un système pour proposer une méthodologie adaptée aux besoins diagnostic préventif, fiabilité de fonctionnement, commande adaptée à un fonctionnement particulier.

En 2011, je suis élu au CNU 63^{ème} section, puis je suis réélu en 2015 et en 2019. J'ai obtenu la PEDR en 2015 et 2019.

Durant ma carrière, je me suis également impliqué dans les relations internationales. J'ai contribué à initier, entretenir ou développer des collaborations avec la Roumanie (Bucarest, Bacau, Pistesti, Craiova, Cluj-Napoca), la République Moldave (Chisinau), le Maroc (Marrakech, Oujda), l'Algérie (Biskra, El-Oued.), la Tunisie (Monastir). Ces collaborations concernent aussi bien l'enseignement (accords Erasmus) ou la recherche par le biais de thèses en cotutelle et co-encadrement [T2, T3, T4, T5, T10].

III. Activité d'enseignement

III.1. Présentation de l'activité d'enseignement

En septembre 2003, j'ai été recruté en tant que MCF à l'Université d'Artois au département Génie Electrique et Informatique Industrielle (GEII) de l'IUT de Béthune. Dès ma nomination, j'ai participé activement à la vie du département par l'encadrement des nombreux projets tuteurés et en assurant la responsabilité de plusieurs modules d'enseignement. Cela concerne les étudiants en 1^{ère} et 2^{ème} année Formation Initiale (FI) et Formation par Apprentissage (FA).

Je suis également intervenu à la Faculté Sciences Appliquée de Béthune (FSA) en Licence en Ingénierie Electrique (LIE) pour donner de cours d'automatisme ainsi que dans la formation continue DUMSE (Diplôme Universitaire en Maintenance des Systèmes Electriques) de l'IUT de Béthune en tant qu'enseignant et responsable pédagogique.

Mes activités d'enseignement sont réparties dans les trois types d'enseignement : Cours magistral (CM), Travaux Dirigés (TD) et Travaux Pratiques (TP). Au cours de mes dix-sept années de service au sein de l'IUT de Béthune je suis intervenu dans plusieurs modules d'enseignement présentés de façon synthétique par la suite, cependant mes principaux enseignements au sein de l'IUT de Béthune portent sur les modules d'électrotechnique et réalisations électriques.

En tant que responsable de plusieurs modules d'enseignement ainsi que co-responsable avec mon collègue François Maegh du laboratoire de travaux pratiques en électrotechnique et énergétique pour les étudiants en première année, j'ai rédigé et complété plusieurs polycopies de cours, TD et sujets de TP. J'ai également réalisé ou participé à la réalisation des maquettes de TP utilisées dans les laboratoires du département pour l'enseignement en 1^{er} et 2^{ème} année de DUT.

Toujours en tant que co-responsable du laboratoire d'électrotechnique, j'ai progressivement initié et participé à la modernisation du matériel didactique (demande de devis, installation des nouvelles tables de TP, armoires, nouvelles maquettes, etc...) ainsi que à la mise en sécurité du matériel existant (prises de terre, bornes de connectique, caches de protections, etc...) ou l'entretien du matériel.

Concernant l'enseignement, je me suis toujours investi et je continue de le faire de manière importante dans l'évolution des enseignements dont j'ai la charge, veillant en permanence à les garder en adéquation avec les exigences du métier et en accord avec le public concerné.

Depuis 2003 je m'investis de manière importante chaque année aux Portes Ouvertes de l'IUT et pour la Journée Découverte, afin de présenter le département et le Laboratoire d'Electrotechnique et Energétique aux candidats. Par ailleurs, entre 2003-2015, j'ai participé au recrutement des étudiants en première année GEII, en évaluant leurs dossiers de candidatures.

III.2. Présentation synthétique des enseignements

Pendant une dizaine d'années, j'ai pris en charge un nombre important de cours, TD et de TP, en formation initiale et formation par apprentissage dans différents modules qui sont donnés dans l'Annexe 2. Depuis l'année 2015, je suis titulaire de la PEDR et ma charge d'enseignement a été réduite et limitée à 50 h supplémentaires.

Enseignement en IUT :

- Cours, TD, TP d'Electrotechnique et d'électronique de puissance
- Cours, TD, TP, Réalisation électrique et programmée

- Cours, TD, TP, Entraînements électriques
- Cours, TD, TP, Systèmes du 2^{ème} ordre, filtres
- Cours, TD, TP, Machines à courant continu
- Cours, TD, TP, Réseaux électriques
- TD, Machines à courant alternatif
- TD, TP Autocad
- TD, TP Informatique embarquée
- TD, TP architecture des systèmes à processeurs
- TP Equipement électrique
- TP Etudes et réalisation
- TP Convertisseurs et machine à courant alternatif
- TP Energies renouvelables
- Projets tuteurés

Enseignement en formation continue

- TD, TP d'Equipements électriques pour le DUMSE (de 2011 à 2015)
- TD, CAO (Schemaplic, Autocad) pour le DUMSE (de 2011 à 2015)
- TD, TP, d'Electrotechnique pour le DUMSE (de 2011 à 2015)

Enseignement à la Faculté des Sciences Appliquées de Béthune (Université d'Artois)

- Cours d'automatisme L3 (de 2005 à 2008)
- Encadrement des projets de fin d'étude en M2.

Enseignement à l'Université Vasile Alexandri (Bacau, Roumanie)

- Cours sur la thématique énergétique et les réseaux électriques données aux étudiants de niveau M2 en mai 2014 suite à une mission d'enseignement Erasmus.

Le détail horaire de ces enseignements est donné dans l'Annexe 2.

Je suis ou j'ai été responsable de tous les modules soulignés dans le tableau présenté dans l'Annexe 2 dont certains j'ai pris la responsabilité dès mon arrivée à IUT. Pour tous ces modules, j'ai préparé, rédigé et mis à jour différents polycopiés de cours, de TP et des séries de TD et je les ai fait évoluer en adaptation avec les besoins industriels actuels. J'ai également veillé à coordonner et à vérifier le bon déroulement des TP et TD enseignés par d'autres collègues pour les modules dont j'ai eu la responsabilité.

En cours magistral, j'aborde les notions fondamentales théoriques en combinant l'écriture au tableau et les présentations PowerPoint. Pour les TD, je commence par des exercices d'application pratique sur des cas réels et pour certains modules (Réalisation Electrique et Programmée, Outils logiciels, Informatique embarquée, Filtres,) je réalise des TD-TP sur ordinateur afin de développer l'autonomie des étudiants, et leur apprendre à concevoir des schémas électriques et préparer les travaux pratiques.

Dans le cadre des travaux pratiques, les étudiants effectuent des études sur différents types de machines électriques (moteurs, alternateurs, transformateurs, etc...) ou des systèmes électriques (circuits de démarrage, freinage, moteurs, programmation horaire, armoire BT, etc...) après avoir préparé leurs TP, chez eux à l'aide d'un polycopie distribué à la première séance de cours.

Etant donné que pendant les TP de réseaux électriques et d'électrotechnique les étudiants travaillent avec une tension de 400V, je commence toujours la première séance de l'année avec les consignes de sécurité et la conduite à tenir dans le laboratoire pendant le déroulement des travaux pratiques.

J'interviens également en TD et TP d'informatique embarquée en DUT GEII dont le responsable de module est mon collègue P. Y. Cresson. Il s'agit de former les étudiants de première année à la programmation en langage C de microprocesseurs PIC 18F45K22.

Ma démarche pédagogique s'appuie sur trois étapes : pourquoi faire cela ?, comment le faire ?, quelles connaissances sont nécessaires ? J'ai remarqué qu'en appliquant cette démarche on permet aux étudiants de mieux comprendre et d'augmenter leur motivation pour le module enseigné surtout en 1^{er} année quand les étudiants manquent de maturité et de méthode d'apprentissage. L'effectif des étudiants dans mon département se répartit en 2 groupes de TD en première année et 1 à 2 groupes TD en deuxième année. J'arrive donc à connaître tous les étudiants ce qui me permet de mieux les encadrer et pour ceux qui sont en difficulté parfois, les aider en dehors de leurs séances de cours.

Durant ma carrière, j'ai aussi effectué d'autres enseignements pour le service Formation Continue de l'IUT, ainsi qu'à la Faculté des Sciences Appliquées de l'Université d'Artois. La liste est donnée ci-dessous.

Enseignement à la Faculté des Sciences Appliquées de Béthune (Université d'Artois):

- 2005-2008 Licence en Ingénierie Electrique LIE: Electronique, Cours d'automatisme (en 2003 j'ai obtenu une double qualification dans les sections 63 et 61).
- Encadrement des projets de fin d'étude en M2. Il s'agit ici d'encadrement des stages recherche en général de mars à juin avec un ou deux étudiants.

Enseignement en Formation Continue pour l'IUT de Béthune:

- Diplôme Universitaire en Maintenance des Systèmes Electriques: Equipements électriques, Electrotechnique (TD, TP 4 années) et Conception Assistée par Ordinateur (CAO) (TD, 4 années).

Encadrement de projets tuteurés

- J'ai également consacré une partie de mon activité d'enseignement à l'encadrement de projets tuteurés. Ce mode d'enseignement est pour moi un élément très formateur car cela oblige l'étudiant à aller chercher l'information par lui-même et à se poser des questions. Depuis mon arrivé en 2003 au département GEII j'ai encadré plus d'une trentaine des projets tuteurés avec des étudiants en 1^{er} et 2^{ème} année FI. Cet encadrement supposait une présence effective une après-midi / semaine auprès des étudiants pour les diriger dans la réalisation pratique (environ 50h/ ans). A partir de 2017 les projets tuteurés ont été groupés sur une à deux semaines et j'ai continué à prendre part à un encadrement groupé avec plusieurs de mes collègues.

III.3. Responsabilités pédagogiques et collectives

Pour cette année, je suis le responsable pédagogique de 2 modules d'enseignement:

- 1ère année: Module ENER1 R1-10, Energie, formation initiale.
- 1ère année: SAE1-01, Concevoir des systèmes électriques, formation initiale et apprentissage

Pour les autres années, les modules dont j'ai eu la responsabilité sont soulignés dans l'Annexe 2.

- Entre 2013 et 2018, j'ai pris la responsabilité pédagogique de la formation DUMSE (Diplôme Universitaire en Maintenance des Systèmes Electriques) de l'IUT de Béthune.

La formation proposée par le service de formation continue de l'université et financée par la région Hauts de France recevait sous sélection, chaque année, 12 à 16 personnes (de niveau Baccalauréat) en recherche d'emploi, pour une reformation professionnelle. A la fin de la formation, un diplôme universitaire BAC+1 était délivré avec un taux moyen de réussite et d'insertion professionnelle d'environ 80%. Pendant ma direction, j'ai développé les relations avec les partenaires de la formation (Eiffage Energie à Verquin, Lycées Pierre Mendès France à Bruay) en augmentant leurs interventions dans la formation, j'ai modifié la maquette pédagogique pour la faire évoluer en fonction des besoins des industriels et j'ai élargi le rayonnement de la formation en la faisant plus connaître envers les professionnels de la région afin d'augmenter le taux d'insertion des étudiants dans le milieu industriel. J'ai apprécié les échanges que j'ai eus avec ce public car leurs remarques où leurs anecdotes professionnelles se rapportant au sujet, ont souvent été très constructives pour l'évolution de la formation.

La fonction de responsable pédagogique consistait à piloter une équipe formée de 14 enseignants et enseignants-chercheurs, 1 Biatss (une secrétaire), 7 enseignants vacataires et un professionnel industriel ainsi que les étudiants. J'ai dû organiser et présider la commission de recrutement, programmer les cours et les interventions des formateurs sur le logiciel VT de l'IUT, encadrer les étudiants, organiser les visites de stage et les jurys de soutenances, être la personne ressource auprès des étudiants et parfois remplacer les intervenants absents quand une autre solution n'était pas possible.

En septembre 2018, cette formation a été arrêtée suite à la réduction des budgets de formation continue par la région Haut de France.

Participation aux conseils, et jurys

- membre du conseil de département
- - membre du jury de stages de fin d'année en DUT FI (formation initiale) 1/ an
- -membre du jury de stages de fin d'année en DUT APP (formation par apprentissage) 1/ an

Encadrement des stages

- Depuis ma prise de fonction au sein de l'IUT, chaque année j'ai encadré des étudiants (entre 1 et 2 par an) en stage de 2ème année de DUT GEII. J'effectue systématiquement une visite sur place en entreprise durant la période de stage (stage d'une durée variant de 8 à 12 semaines). Il en est de même pour les apprentis que j'accompagne pendant les 2 années de préparation au DUT GEII. J'effectue en outre 2 et 3 visites par an pour chaque apprenti. La formation par l'apprentissage est particulièrement développée à l'IUT de Béthune où les 6 départements de l'établissement, pratiquent ce type de formation.
- Je participe aussi à l'encadrement d'étudiants étrangers. Ci-dessous, je donne une liste non exhaustive des projets proposés aux étudiants étrangers venus faire leur stage de fin d'études, en France, à l'IUT de Béthune.
- 2009 *Viorel BANU*, étudiant, (bac+4) à Université Vasile Alexandri (Bacau- Roumanie) février- mai 2009 « Réalisation et commande à base de microprocesseur d'un système de propulsion électrique intégré dans un mini-sous-marin ». Stage Erasmus de 3 mois.
- 2012 *Alexandru TIRON* étudiant, (bac+4) à l'Université de Bacau, stage à l'IUT de Béthune et au laboratoire LSEE, février- mai 2012, Sujet de mémoire: "Compensation statique de puissance réactive pour une éolienne fonctionnant dans un site isolé". Stage Erasmus de 3 mois
- 2012 *Daniel TEPES*, étudiant, (bac+4) à l'Université Eftimie Murgu Reșița (Ro), stage à IUT de Béthune et au laboratoire LSEE, février- mai 2012, Sujet de mémoire : "Méthode

globale de diagnostic des machines électriques alimentées par convertisseurs statiques".
Stage Erasmus de 3 mois, co-encadrement avec mon collègue C. Demian.

III.4. Diffusion, rayonnement, activités internationales

Pour promouvoir le Département GEII de l'IUT et l'Université d'Artois, une liste non exhaustive de mes implications est donnée ci-dessous :

Participation au rayonnement du département et de l'université

- J'ai présenté sous forme d'animation PowerPoint et poster à raison d'environ deux interventions par an les différentes possibilités d'études à l'Université d'Artois dans différents forums, salons de lycées, fêtes de la science, etc...



Suite aux difficultés des collégiens de 3^{ème} pour trouver des stages en 2020-2021, j'ai été invité au collège St Vaast de Béthune pour leur présenter les différents domaines d'activité en génie électrique.

- 2008 Co-encadrant avec mon collègue Patrick Favier du projet robot et participation avec les étudiants à la coupe de France de Robotique des IUT GEII 2008, 3^{ème} prix.

Développement des relations internationales : Concernant les relations internationales je me suis toujours investi et je continue à le faire de manière importante dans le développement des échanges Erasmus et de la recherche entre l'Université d'Artois et d'autres universités.

- 2005 Mise en place et coresponsabilité d'une collaboration internationale entre l'Université d'Artois et l'Université Technique de Cluj-Napoca,(Roumanie). Mise en place d'une collaboration Erasmus.
- 2008 Mise en place et coresponsabilité d'une collaboration internationale entre l'Université d'Artois et l'Université Technique de Bacau (Roumanie). Mise en place d'une collaboration Erasmus
- 2009 Mise en place et coresponsabilité d'une collaboration internationale entre l'Université d'Artois et l'Université Technique de Moldavie (Moldavie).
- 2012 Mise en place et coresponsabilité d'une collaboration internationale entre l'Université d'Artois et l'Université de Pitesti (Roumanie). Mise en place d'une collaboration Erasmus
- 2013 Mise en place et coresponsabilité d'une collaboration internationale entre l'Université d'Artois et l'Université Polytechnique de Bucarest (Roumanie).

- 2019 Mise en place et coresponsabilité d'une collaboration internationale entre l'Université d'Artois et l'Université de Craiova (Roumanie). Mise en place d'une collaboration Erasmus+

Ce développement a nécessité beaucoup d'investissement de ma part afin d'assurer l'accueil des enseignants en visite et l'encadrement des étudiants étrangers reçus en échange Erasmus (projets de fin d'étude) dans notre département. J'ai également organisé (ou participé à) des réunions d'informations avec nos étudiants candidats pour les départs Erasmus, et je me suis déplacé pour donner des cours ou participer au jury de soutenance de nos étudiants réalisant leur stage de fin d'étude à l'étranger. Ces activités m'ont donné des opportunités à la fois en enseignement et en recherche et ont permis des échanges réciproques des étudiants presque chaque année. Le retour de ces échanges a toujours été positif et les étudiants ont été ravis d'avoir choisi ces stages.

Séjours à l'étranger/ accueil:

En mai 2014 j'ai effectué un déplacement dans une mission Erasmus d'enseignement à l'Université Vasile Alexandri (Bacau) en collaboration avec Pr. Livinti Petru, enseignant sur le thème de l'énergétique et réseaux électriques. Ce dernier est venu à l'IUT de Béthune, plusieurs fois. Cette collaboration nous a permis de travailler ensemble sur 2 projets financés par l'AUF.

Depuis mon arrivé à l'IUT de Béthune j'ai accueilli plusieurs enseignants étrangers dans le cadre de différents types d'échanges. Une liste non exhaustive est présente ci-dessous :

- Mai 2019, 2018, 2017, 2016, 2015, 2014, 2013, 2012, 2010, 2009 Pr. Livinti Petru de l'Université Vasilé Alexandri (Bacau, Roumanie). Plusieurs de nos étudiants sont partis en stage de fin d'année à Bacau et des étudiants en licence ou master sont venu en échange à l'université d'Artois.
- Mars 2019 Pr. Mandache Lucian de l'Université de Craiova. Un échange des étudiant prévu en avril-juin 2020a été annulé un mois avant le départ à cause du Covid.
- Décembre 2017 Pr. Zichil Valentin de l'Université Vasilé Alexandri (Bacau).
- Septembre 2018 Pr. Pica Constantin de l'Université Technique de Cluj-Napoca.
- Septembre 2016 Pr. Iorgulescu Maria de l'Université de Pitesti.
- Juin 2014 et oct 2012, Pr. Virgiliu Fireteanu de l'Université Politehnica de Bucarest
- Septembre 2014 Pr. Cazacu Dumitru de l'Université de Pitesti.
- Mai 2012 Pr. Nuca Ilie l'Université Technique de Moldavie (Moldavie).
- Octobre 2010 Pr. Maier Virgil de l'Université Technique de Cluj-Napoca. Plusieurs de nos étudiants sont partis en stage de fin d'année à Cluj.
- Octobre 2010 Pr. Pavel Sorin de l'Université Technique de Cluj-Napoca.

IV. Activité scientifique

Mes activités de recherche se déroulent au sein du " Laboratoire Systèmes Electrotechnique et Environnement " (LSEE) de l'Université d'Artois qui se situe à la Faculté des Sciences Appliquées (FSA) sur le site de Béthune. Ce laboratoire dirigé par le Professeur J.P. LECOINTE est constitué de 14 enseignants-chercheurs permanents.

J'ai intégré ce laboratoire en septembre 2003 après avoir soutenu ma thèse (le 13 /12/2002) à l'Université de Franche- Comté (Belfort). Ma thèse a porté sur la modélisation et la commande d'une chaîne de traction électrique sur une plate-forme mobile (véhicule électrique).

Lors de mon arrivée à Béthune en tant que MCF en 2003, je me suis investi dans les thématiques du laboratoire en menant des études des modélisations ainsi que des tests sur des bancs d'essais que j'ai développés ou mis en place.

La thématique de recherche développée par LSEE est centrée sur la machine électrique et ses constituants avec l'objectif d'accroître ses performances et prédéterminer sa capacité de fonctionnement. Les recherches effectuées ont un fort caractère expérimental et sont menées en partenariat avec de nombreux industriels.

IV.1 Présentation synthétique des thématiques de recherche

En septembre 2003, j'ai intégré l'équipe COD : « Conception – Optimisation – Diagnostic » du Laboratoire « Systèmes Electrotechniques et Environnement » (LSEE) de l'Université d'Artois sur le pôle de Béthune dirigé par le Professeur J.F. Brudny. Depuis septembre 2003, j'ai suivi l'évolution du laboratoire et je me suis investi sur **3 thématiques de recherche** :

1) **Pendant la période 2003-2005**, mes activités de recherche ont été dirigées vers l'étude sur la continuité d'alimentation et l'amélioration de la qualité des réseaux de distribution électrique. L'analyse de la continuité a été faite sur des modèles proposés en utilisant le logiciel Alpes spécialement conçu par Tractebel. Mon travail consistait à développer un système de simulation permettant de modifier les modèles des réseaux électriques de distribution afin d'améliorer la disponibilité du réseau (en réduisant le temps d'interruption de tous les utilisateurs et d'intervention des équipes de dépannage) et d'estimer son coût. Cette étude concernait une collaboration entre LSEE, L2EP, Tractebel & Suez dans le cadre du Programme régional Futurelec 1 : Réseaux Electriques du Futur piloté par le Pôle MEDEE. Le projet a pris fin en décembre 2005.

2) **A la fin du projet (2005)**, mes recherches ont été orientées vers l'utilisation des machines électriques dans les générateurs éoliens. Le choix a été fait sur la machine asynchrone triphasée (MAS), une solution intéressante pour les sites isolés lorsque la demande de puissance est relativement limitée. Les objectifs fixés portent sur la recherche des expressions analytiques fiables, mais également aisément exploitables, de la pulsation de fonctionnement et du glissement de la machine en prenant en compte tous les éléments qui le définissent. L'étude nous a conduits à introduire la notion de zone de fonctionnement contrôlée d'une MAS où ces expressions analytiques permettent de définir une stratégie très simple de réglage de la tension et de la fréquence. Cela a permis de définir une procédure de régulation de tension qui conduit alors à un fonctionnement avec une fréquence quasi constante de sorte que, vue du récepteur, la MAS se comporte pratiquement comme une machine synchrone sans qu'il soit nécessaire d'introduire une boucle de régulation en fréquence. Le comportement de la machine et la régulation des paramètres évoqués, pour une généralisation de la charge, constitue le sujet de la thèse [T2], que j'ai co-encadré. Les études réalisées ont fait l'objet de : 2RI, 3CI.

3) **A partir de 2008**, je me suis investi également dans une nouvelle thématique de recherche. Elle concerne la modélisation et l'exploitation des phénomènes générés par les harmoniques d'induction dans les machines électriques tournantes en vue d'applications dans les domaines variés des bruits et vibrations, des pertes fer et des émissions électromagnétiques. Pour ces derniers j'ai contribué au développement des nouvelles applications de diagnostic par des méthodes non invasives. Il a été privilégié la modélisation analytique de ces phénomènes, validés ensuite par expérimentation et par des méthodes numériques de type éléments finis. La modélisation analytique présente l'avantage d'apprécier l'origine des phénomènes étudiés et de mettre en évidence les causes prépondérantes. Ces causes se retrouvent dans le spectre qui caractérise l'induction dans la machine et leur influence concerne les machines asynchrones et synchrones.

Les méthodes développées pour le diagnostic consistent à déterminer dans un premier temps les caractéristiques de l'induction magnétique dans la machine, à partir de la connaissance de sa géométrie et de l'alimentation électrique et ensuite, de modéliser sous forme de développements en série de Fourier les signaux en prenant en compte les paramètres de construction et les caractéristiques de la source d'alimentation. L'originalité des procédures de diagnostic développées réside dans analyse du champ de dispersion en utilisant différents états de charge de la machine. Les procédures développées viennent éliminer le principal inconvénient présenté par les autres méthodes de diagnostic déjà connues : la comparaison avec un état supposé sain et connu. L'analyse porte principalement sur le champ magnétique de dispersion, plus particulièrement ses composantes axiales et radiales qui présentent des sensibilités différentes aux défauts. Ces nouvelles applications ont été développées dans les thèses [T1], et [T6] que j'ai co-encadrées. Les études réalisées ont fait l'objet de : 5 RI, 10CI, 1RN, 2 OS. D'autres travaux visent à appliquer ces méthodes pour la détection de défauts de type court-circuit entre les tôles statoriques ou l'estimation des paramètres dans les machines électriques tournantes.

Ma thématique actuelle au laboratoire LSEE est centrée sur le diagnostic des machines électriques, principalement par l'analyse de champs magnétiques rayonnés ainsi que le contrôle des machines et systèmes électriques, l'objectif étant d'augmenter leurs performances, de sécuriser leur fonctionnement et/ou d'améliorer la rentabilité économique en présence des défauts. Cette préoccupation autour de la machine électrique doit répondre au contexte technico économique actuel où l'objectif est un coût de maintenance optimal, une quantification de l'état de la machine, de la durée de vie restante et si possible une prolongation du fonctionnement en présence des défauts.

Pour conclure sur l'ensemble de ma carrière en génie électrique, mes activités de recherche peuvent se décomposer en deux orientations :

La première concerne :

- l'analyse et la commande robuste des machines électriques fonctionnant en conditions particulières : génératrices asynchrones auto excitées fonctionnant en sites isolés, systèmes de réduction active des harmoniques de couple

La deuxième porte sur :

- l'analyse et l'exploitation des flux de dispersion généré par les harmoniques d'induction d'entrefer des machines électriques tournantes en vue de proposer des applications pour la détection des défauts par des méthodes non invasives.

- la définition d'une méthode « globale » de diagnostic qui ne nécessite pas de connaître un état antérieur sain (comparaison de signatures) et où la charge est un facteur essentiel pour la caractérisation du défaut.

Dans le cadre de mes travaux j'ai participé à plusieurs projets et encadrements:

- 21 projets et contrats;
- 12 stages recherche;
- 10 thèses, dont 7 soutenues, 3 en cours.

En termes de productions scientifiques, le tableau ci-dessous résume les différents types d'articles, la liste détaillée est donnée dans l'Annexe 1:

Articles	RICL	RNCL	Conf. Inter avec actes	Conf. Nat avec actes	Chapitre d'ouvrage
Total publié	27	6	56	7	3

Je suis titulaire de la PEDR depuis 2015.

Les perspectives de recherche envisagées sont exposées à la fin du mémoire.

IV.2 Encadrement doctoral et scientifique

Nombre de thèses soutenues et nombre de thèses en cours :

7 thèses soutenues et 3 thèses en cours

IV.2.1 Liste des thèses soutenues

T1. Andrian CEBAN. "Méthode globale de diagnostic des machines électriques". Début Octobre 2008. Date de soutenance : 2 février 2012; Financement : Bourse MRT.

Jury : M.E.H Benbouzid, N. Takorabet, V. Fireteanu, R. Pusca, R. Romary. Co-encadrement: R. Romary (50%), R. Pusca (50%),

A l'issu des travaux de thèses, il y a eu 3 publications dans des revues internationales, 6 articles présentés lors de conférences internationales et un chapitre de livre, **valorisation: (3 RI), 6 CI, 1Ch.**

Position actuelle : Ingénieur Génie Electrique, Jacobs, Aix-en –Provence

Publications associées: RI4, RI5, RI8, CI7, CI8, CI9, CI10, CI11, CI13, OS1.

T2. Ezzeddine TOUTI. "Sur la définition d'une stratégie de contrôle tension-fréquence d'une génératrice asynchrone fonctionnant en mode îloté". Début Janvier 2009, Financement : Enseignant en poste à l'ESSTT, et membre du laboratoire C3S de Tunis, Tunisie. Soutenance le 16 décembre 2013 à l'ESSTT, Tunisie.

Co-encadrement: J.F. Brudny (50%), R. Pusca (50%) pour l'Université d'Artois, M. A. Châari pour l'ESSTT de Tunis, valorisation: (2 RI), 3 CI.

Jury : F. MSAHLI (Tu), F. MIMOUNI (Tu), M. GHARIANI (Tu), J.F. BRUDNY, A. CHAARI (Tu). Doctorant inscrit uniquement en Tunisie avec co-encadrement au LSEE (3 périodes de 1 mois au LSEE).

Position actuelle: Maître de conférences, College of Engineering, University of Northern Border, Arar, 1321, Saudi Arabia;

Publications associées : RI7, RI9, CI12, CI19, CI23.

T3. Mohamed Ali ZEDDINI "Contribution à l'amélioration des performances énergétiques d'un aérogénérateur fonctionnant en site isolé", Date de début : Janvier 2009, Financement : Enseignant Technologue à l'Institut Supérieur des Études Technologiques (ISET) du Kef, Université de Monastir et membre du laboratoire ESIER de Monastir, Tunisie. Soutenance le 24 septembre 2016 à l'ENIM, Monastir, Tunisie. **valorisation: (1 RI), 2 CI.**

Co-encadrement: M. F Mimouni et A. Sakly pour l'Université de Monastir, co-encadrement R. Pusca (50%) , J.F. Budny (50%) pour l'Université d'Artois.

Jury: Abdellatif MTIBAA (Tu), Lotfi KRICHEN (Tu), Othman HASNAOUI (Tu) , Med Faouzi MIMOUNI (Tu) , Med Nejib MANSOURI (Tu)

Doctorant inscrit uniquement en Tunisie avec co-encadrement au LSEE (2 périodes de 1 mois en 2014 et 2015 au LSEE).

Position actuelle : Enseignant en Arabie Saoudite

Publications associées: RI11, CI21, CI28.

T4. Amal GUEZMIL. « Sur la synthèse et l'implémentation des observateurs d'état pour le diagnostic et la commande de la machine asynchrone». Date de début : Janvier 2013, Financement assistante contractuelle à l'Institut Supérieur des Études Technologiques et membre du laboratoire ESIER à l'ENIM. Soutenance le 22 décembre 2017 à l'ENIM, Monastir, Tunisie, **valorisation: (4RI), 1CI.**

Co-encadrement: M. F. Mimouni et Mme. H. Berriri,, pour l'Université de Monastir, co-encadrement R. Pusca (50%), R. Romary (50%) pour l'Université d'Artois.

Jury: Anis SAKLY (Tu), Faouzi BACHA (Tu), Kamel BEN OTHMEN (Tu), Hedi YAHYA, (Tu)

Doctorante inscrite uniquement en Tunisie avec co-encadrement au LSEE (2 mois en 2016 au LSEE).

Position actuelle: Responsable essais électrotechniques, Nidec PSA emotors, Carrières sous Poissy, France

Publications associées : RI14, RI15, RI19, RI20, CI29.

T5. Elmehdi BAHRI. « Minimisation active des contraintes générées par les défauts dans les machines électriques. Application à la MSAPS ». Thèse en cotutelle avec L'université Cadi Ayyad de Marrakech au Maroc. Thèse démarrée en 1 mars 2013, soutenue le 27/06/2017.

Encadrement : R. ROMARY (50%), R. PUSCA (50%) pour la France, D. BELKHAYAT pour le Maroc. **valorisation: (2RI), 4CI, 1 RN**

Jury : A. DJERDIR, F. BETIN, M. CHENNANI, S. MOREAU, D. BELKHAYAT, R. PUSCA, R. ROMARY.

Position actuelle : Enseignant au Maroc

Publications associées : RI13, RI17, CI22, CI25, CI30, CI31, RN4.

T6 Miftah IRHOUMAH, « Diagnostic des machines électriques par fusion d'information ». Début : novembre 2015. Financement : Le service des affaires culturelles de l'ambassade de Libye à Paris. Thèse démarrée en 1 novembre 2015, soutenue le 25/03/2019. La soutenance

initialement prévue en décembre 2018 a dû être reporté suite au décès de la mère du doctorant en fin de rédaction. **valorisation: (2RI), 4CI, 1 RN, 1OS**

Encadrement : R. ROMARY (30%), R. PUSCA (40%), E. LEFEVRE (30%).

Jury : Humberto HENAO, François AUGER, Sana JELASSI, Eric LEFEVRE, David MERCIER, Remus. PUSCA, Raphael ROMARY.

Position actuelle : Post-doc, LSEE Univ Artois.

Publications associées : RI16, RI21, CI33, CI42, CI47, CN4, RN6, OS3.

T7 Younes AZZOUG, « Commande tolérante aux défauts d'un entraînement électrique à courant alternatif ». Début 1 septembre 2017. Thèse en cotutelle avec l'Université Mohamed Khider de Biskra en Algérie soutenue le 11 janvier 2021. Encadrement : R. ROMARY (50%), R. PUSCA (50%) pour la France. M. SAHRAOUI pour l'Algérie, **valorisation: (3RI), 3CI, 1 CN**.

Position actuelle: Enseignant contractuel à l'Université d'Artois

Publications associées : RI22, RI23, RI24, CI39, CI45, CI46, CN6.

IV.2.2 Liste des thèses en cours

T8 Hugues Fabrice ZANGO Thèse CIFRE avec la société Brunone, « Machine électrique performante à rotor externe et convertisseur intégré pour un fonctionnement en environnement sévère » Début Juin 2019, soutenance prévue en décembre 2022

Publications associées : la société souhaite déposer un brevet avant publication.

Encadrement : J.P. LECOINT (30%), R. PUSCA (30%), M. HECQUET (30%), G. PARENT (10%).

T9 Sara JAMMOUL Thèse CIFRE avec la société Mitsubishi Electric R&D Centre Europe (MERCE), « Impact du contrôle boucle fermée sur le diagnostic des machines synchrones à aimants permanents » Début Janvier 2022, soutenance prévue en Janvier 2025.

Publications associées :

Encadrement : R. Romary (40%), R. PUSCA (30%), M. G Bueno Mariani (30%),

T10. Ahmed BELKHADIR. « Commande adaptative pour la réduction active des effets dus aux défauts des machines électriques et leur diagnostic : application aux machines rapides pour véhicules électriques ». Thèse en cotutelle avec L'université Cadi Ayyad de Marrakech au Maroc. Thèse démarrée en 1mars 2022, soutenance prévue en mars 2025.

Encadrement : R. ROMARY (50%), R. PUSCA (50%) pour la France, D. BELKHAYAT, Y ZIDANI pour le Maroc.

Publications associées : CI53, CI56

IV.3 Encadrement de stages recherche

- 2012 Djedidi MAHER M2 Génie électrique à l'Université d'Artois
- 2013 Eddalzi BOUBKER étudiant en Ecole d'Ingénieurs CESI Nord Arras, 4eme année
- 2014 Alexandru Ionel CONSTANTIN M2 Génie électrique à l'Université Polytechnique de Bucarest

- 2014 *Aiman EL MALLOULI* M2 et *Yassine AIT ICHOU* M2 Génie électrique à l'Université d'Artois
 - 2015 *Mimouna ABIDE* M2 et *Omar SOUILEM* M2 à l'Université d'Artois,
 - 2016 *Tudor ADAM* M2 à l'université Vasile Alexandri de Bacau,
 - 2016 *Mahdi SELLAH* M2 à l'Université d'Artois,
 - 2017 *Nada ZOUZOU* M2 Génie électrique à UFR STGI Université Franche Comte,
 - 2017 *Tarek AMEID* doctorant à l'Université Mohamed Khider de Biskra en Algérie
 - 2018 *Nadir BOUGABA* M2 à l'Université d'Artois.
 - 2020 *Sirius MBOUNGUEU WOUNAGANG* M2 à l'Université d'Artois.
-
- Djedidi MAHER étudiant en master M2 Génie électrique à l'Université d'Artois, stage au laboratoire LSEE, mars-juin 2012, Sujet de mémoire : "Amélioration des performances d'une machine synchrone par action sur l'alimentation".
 - Eddalzi BOUBKER étudiant en Ecole d'Ingénieurs CESI Nord Arras, stage recherche de 1 mois au laboratoire LSEE, mai-juin 2013, "Conception et réalisation des capteurs bobinés pour la mesure du champ électromagnétique de dispersion"
 - Alexandru Ionel CONSTANTIN étudiant en master M2 Génie électrique à l'Université Polytechnique de Bucharest, stage de 2 mois au laboratoire LSEE, mars- mai 2014, "Study of faults in induction motors by finite element analysis of the proximity magnetic field".
 - Aiman EL MALLOULI, étudiant en master M2 Génie électrique à l'Université d'Artois
 - Yassine AIT ICHOU étudiant en master M2 Génie électrique à l'Université d'Artois "Mesure du couple à partir du flux de dispersion" janvier-mai 2014,
 - Mimouna ABIDE étudiant en master M2 Génie électrique à l'Université d'Artois
 - Omar SOUILEM étudiante en master M2 Génie électrique à l'Université d'Artois "Exploitation des raies de denture dans le champ de dispersion pour déterminer la vitesse et de la puissance de la machine asynchrone" Stage au laboratoire LSEE octobre 2014-mars 2015.
 - *Tudor ADAM* étudiant en master M2 Génie électrique à l'université Vasile Alexandri de Bacau, « Elaboration des modes mathématiques pour systèmes hybrides de production d'énergie électrique et algorithmes de control ». Stage au laboratoire LSEE, novembre- décembre 2016, dans le cadre du Projet AUF.
 - *Mahdi SELLAH* étudiant en master M2 Génie électrique à l'Université d'Artois, « Caractérisation de l'impédance équivalente à l'onde de choc du turbo-alternateur 125 MW ». Stage au laboratoire LSEE, mars- juin 2016.
 - *Nada ZOUZOU* étudiante en master M2 Génie électrique à UFR STGI Université Franche Comte, "Contribution à la détection de défauts électriques des turbo-alternateurs " Stage au laboratoire LSEE, mars- juillet 2017.
 - *Tarek AMEID*, doctorant à l'Université Mohamed Khider de Biskra en Algérie. « Détection des défauts de cassure de barres pour la machine asynchrone » Stage au laboratoire LSEE, novembre- décembre 2017 pour déterminations expérimentales dans le cadre de sa thèse.
 - *Nadir BOUGABA* étudiant en master M2 Génie électrique à l'Université d'Artois. Projet de stage : "Ruban Aluminium pour les machines électriques " Stage au laboratoire LSEE, février-juin 2018.

- *Sirius MBOUNGUEU WOUNAGANG* étudiant en master M2 Génie électrique à l'Université d'Artois. Projet de stage : Diagnostic d'une machine synchrone triphasé, au laboratoire LSEE, et LGI2A, mars-juillet 2020.

IV.3 Diffusion et rayonnement

Activités de reviewing

- J'ai effectué **35 relectures** d'articles scientifiques dans des **journaux** internationaux de rang A et **19 relectures** d'articles pour des **congrès** dont une liste non exhaustive est donnée ci-dessous:

Expertises pour des articles de revues (35)

IEEE Transaction on Vehicular Technology on Industrial Electronics, (1 en 2008, 1 en 2012)
IEEE Transaction on on Industrial Electronics (2 en 2008, 2 en 2012, 3 en 2015, 9 en 2017, 1 en 2018)
 IEEE Tans. on Energy Conversion : 1 en 2015, 2 en 2016, 1 en 2017, 1 en 2018
 Energies : 1 en 2017, 1 en 2018
 Applied Science, 1 en 2017
 Open Physics, 1 en 2020
 IET Electric Power Applications, 4 en 2020
 Microprocessors and Microsystems, 1 en 2020
 Measurement, 1 en 2020
 Elsevier-Mathcom, 1 en 20219

Expertises pour des conférences (19)

- 1) 1 pour ICEM 2012
- 2) 2 pour ECAI 2011, 1 pour ECAI 2015, 1 pour ECAI 2017, 1 pour ECAI 2018
- 3) 3 pour ICATE 2016, 1 pour ICATE 2018,
- 4) 1 pour IECON 2017
- 5) 1 pour SDEMPED 2017
- 6) 2 pour SIELMEN 2017
- 7) 1 pour SAFETY 2018
- 8) 3 en EPNC 2018
- 9) 1 pour IECON 2019, 1 pour IECON 2020,
- 10) **1 pour IEMDC 2019**
- 11) 3 pour ICEM 2020

Chairman (9)

J'ai été chairman pour 9 sessions

- 1) - chairman d'une session orale : *EWHEV* : **ECAI 2011** — 4th International Conference en Electronics, Computers and Artificial Intelligence (Pitesti, Romania)
- 2) - chairman d'une session orale *spéciale* : *Diagnosis of AC Machines Based Complex Electromecanical Systems* , IECON2012, -3^{8th} Annual conference on IEEE Industrial Electronics Society (Montreal, Canada)
- 3) - chairman d'une session orale : *RS6-A4 Stator Faults* : **SDEMPED 2013** - 4th International Symposium on Diagnostic for Electric Machines, Power Electronics and Drives (Valencia, Spain).
- 4) - chairman d'une session orale : *TI2PEHV*: **ECAI 2013** - 5th International Conference en Electronics, Computers and Artificial Intelligence (Pitesti, Romania)

- 5) - chairman d'une session orale: *in EI 2014* - 9th International Conference on Industrial Power Engineering (Bacau, Roumanie)
- 6) - chairman pour la session orale International Workshop on Finite Elements in Electrical Engineering lors de la conférence ECAI 2015 (Electronics Computers and Artificial Intelligence) qui s'est tenue à Bucarest (Roumanie) en juin 2015.
- 7) - chairman pour la session orale **ECAI KEYNOTE LECTURES** lors de la conférence ECAI 2015 (Electronics Computers and Artificial Intelligence) qui s'est tenue à Bucarest (Roumanie) en juin 2015.
- 8) - chairman pour la session orale **Electronic Circuits & Equipment** lors de la conférence ECAI 2015 (Electronics Computers and Artificial Intelligence) qui s'est tenue à Bucarest (Roumanie) en juin 2015.
- 9) - chairman d'une session orale **EMD 2 (Electrical Machines and Drives)** lors de la conférence ICATE 2018 (International Conference on Applied and Theoretical Electricity) qui s'est tenue à Craiova (Roumanie) en octobre 2018.

Conférence invité (1)

- 1) En juin 2015 j'ai effectué une présentation orale en qualité de conférencier invité à la conférence ECAI 2015 (Bucarest).

Participation à une session spéciale (2)

- 2) Participation à la session spéciale "*Diagnostic of AC Machine Based Complex Electromechanical Systems*" *IECON2012*, article CI15. [O]
- 3) Papier envoyé au Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD), March, 2013 Pierre and Marie Curie University - Paris, France, article. CI20 présenté en session orale par R. Romary.

Rapports d'évaluation pour soutenances de thèse (2)

- Avril 2015- Rapport d'évaluation sur les travaux de recherche présentés par Ing. Ioan Viorel BANU en vue d'une soutenance de thèse de doctorat « Cercetari privind integrarea surselor fotovoltaice in retelele electrice » à l'Université Gheorghe Asachi, de Iasi, (Roumanie)
- Juillet 2017 – Rapport d'évaluation sur les travaux de recherche présentés par Ing. Florin Marian V. NEDEFF en vue d'une soutenance de thèse de doctorat « Studii si cercetari cu privire la posibilitatea de crestere a confortului acustic intr-o incapere destinata vorbirii » à l'Université Vasile Alexandri de Bacau, (Roumanie).

Comités de sélection

- Participation au comité de sélection pour un poste 63MCF à IUT de Béthune GEII et laboratoire LSEE en mai 2009.
- Participation au comité de sélection pour un poste 63MCF à IUT de Thionville-Yutz, l'Université de Lorraine et laboratoire LMOPS en mai 2018.

Vulgarisation scientifique

- Participation annuelle aux journées portes ouvertes de l'IUT de Béthune, Université d'Artois. Au sein de mon établissement j'ai mené des actions de vulgarisation scientifique dans le cadre de la journée Portes Ouvertes mais aussi lors de visites de collégiens et de lycéens dans mon IUT. Pour ces occasions, j'essaie d'obtenir leur intérêt pour le génie électrique par le biais des bancs d'expérimentation en conversion d'énergie. Des bancs

d'instrumentation moderne sur des machines électriques doivent dissiper dans l'esprit des jeunes les préjugés négatifs dont souffre le génie électrique.

Présentation orale + expérimentations.

Public ciblé: collégiens et lycéens.

- Fête de la science: L'Université d'Artois, IUT de Béthune a mis en place du 10 au 12 octobre **2018** pour à la fête de la science une manifestation destinée aux collégiens, elle a donné l'occasion de présenter de façon ludique et pédagogique les activités développées en recherche et en enseignement par des maquettes de TP. Une telle manifestation a mobilisé un grand nombre d'enseignants car il s'agit d'accueillir pendant trois jours des nombreux groupes de collégiens (ramenés en bus de toute la région) pour les familiariser et leur présenter les opportunités existantes dans le domaine de GE. J'ai fait des présentations à cette manifestation. La rencontre avec un public néophyte est un exercice délicat mais toujours enrichissant.

Présentation orale + expérimentations.

Public ciblé: collégiens.

Durée: Atelier de 15 minutes répétitif en continu pendant 2x3.5 h / sur deux demi-journées.

- J'ai participé en **2015**, **2016** et **2017** à la journée d'orientation organisée par plusieurs lycées de la région avec l'objectif d'attirer plus de candidats vers le domaine technique. J'ai présenté sous forme d'animation PowerPoint et poster les différentes possibilités d'études et de recherche (machines électriques, énergie renouvelable, robotique) dans le domaine électrique à l'Université d'Artois.

Participation à l'organisation de colloques, conférences, journées d'étude (3)

- IWTSO 2010 - International Workshop on Sustainable Development, IUT de Béthune, Octobre 2010: Aide à l'organisation avec d'autres collègues d'IUT (accueil, préparation, accompagnement, hébergement, etc).
- ISEF 2009 - International Symposium on Electromagnetic Fields In Mechatronics Electrical and Electronic Engineering, Arras, septembre 2009 : Aide à l'organisation avec les autres membres du laboratoire. Ma contribution a été de nature logistique pour cette conférence (accueil, transport, accompagnement, hébergement, etc).
- EPNC 2018 Electromagnetic Phenomena in Non-linear Circuits, Arras, juin 2018, Aide à l'organisation avec les autres membres du laboratoire. Ma contribution a été de nature logistique pour cette conférence (accueil, transport accompagnement, hébergement, etc..).

Participation à un réseau de recherche

- Membre du GDR - SEEDS (CNRS), Socle diagnostic depuis 2010. Participation au projet DECART financé par SEEDS en sept. 2015 pour sur un an.. Le projet concernait la détection de défauts par mesure de champ magnétique extérieur des machines à aimants permanents et a été réalisé en collaboration avec les laboratoires FEMTO ST et IRTES SET de Belfort.

IV.4 Responsabilités scientifiques

1) Implication dans les collaborations internationales

J'ai activement contribué au développement des relations internationales du LSEE et de l'Université en participant à la création des partenariats avec plusieurs universités étrangères permettant de faciliter les échanges d'étudiants et d'enseignants, mais également les thèses en cotutelle. La mise en place de ces collaborations a nécessité plusieurs déplacements mais également l'accueil des collaborateurs étrangers (Tunisie, Maroc, Roumanie, Algérie, Moldavie, Arabie-Saoudite) ainsi que l'organisation des réunions de travail.

Mise en place des accords

- *Université de Bacau, Roumanie* : Mise en place et coresponsabilité avec R. Romary de la collaboration entre l'Université d'Artois et l'Université de Bacau (Roumanie) en 2009 et un renouvellement en 2014. Depuis 2009, l'IUT de Béthune et LSEE accueillent des étudiants roumains dans le cadre de stage de fin d'année, M2, L3. J'ai également encadré 3 étudiants de l'Université de Bacau financés par des bourses Erasmus, venus pour réaliser leurs projets de fin d'études. Suite au contact développé, en novembre 2011, LSEE a accueilli 1 étudiant en thèse venu de Bacau. Publications associées : CI14, CI32, CI40.
- *Université Technologique de Moldavie, Chisinau* : Mise en place et coresponsabilité avec R. Romary et J. F. Brudny d'une coopération entre l'Université d'Artois et l'Université Technique de Moldavie (Moldavie). Suite à cet accord, plusieurs échanges entre les enseignants des deux établissements ont eu lieu. R. Romary, J.F. Brudny, R. Pusca sont allés à Chisinau et I. Nuca est venu en tant que Prof. Invité à LSEE. Depuis 2009, LSEE a accueilli 4 étudiants moldaves en thèse dont Andrian Ceban, thèse financé par une bourse MRT que j'ai co-encadré, Publications associées : CN1, RN2, RN3.
- *Université Polytechnique de Bucarest* en Roumanie : Mise en place et coresponsabilité avec R. Romary d'une convention de collaboration avec cette université. Cela s'est d'abord traduit par l'accueil du Pr. Fireteanu à l'Université d'Artois en tant que professeur invité pendant 5 mois en 2011. Le Pr. Fireteanu a contribué à nos recherches avec ses compétences en modélisation par éléments finis dans des applications de calcul du champ extérieur des machines électriques. Suite à cette convention, nous avons accueilli en stage en 2014 un étudiant de master 2 en génie électrique de l'UBP. Publications associées : RI6, RI8, CI9, CI10, CI17, CI18, CI26.
- J'ai initié en octobre **2018** la mise en place d'une convention cadre entre l'Université d'Artois et l'Université de Craiova pour faciliter les relations et les échanges des enseignants-chercheurs, et étudiants entre les deux universités.
- J'ai initié en novembre **2018** la mise en place d'une convention cadre entre l'Université d'Artois et l'Université de Pitesti pour faciliter les relations et les échanges des enseignants-chercheurs, et étudiants entre les deux universités.
- *Université Caddi Ayyat de Marrakech au Maroc* : Accueil du professeur Driss BELKHAYAT au laboratoire, une semaine en 2015-2016-2017. Une thèse en cotutelle a été soutenue en juin 2017 [T5]. Autre personne impliquée au LSEE : R.ROMARY., Publications associées : RI13, RI17, CI22, CI25, CI31, RN4
- *Université Mohamed Khider de Biskra en Algérie* : Accueil du professeur Arezki MENACER en novembre 2016 (2 semaines) et en novembre 2017 (1 semaine). Démarrage d'une thèse en cotutelle en septembre 2017. Autre personne impliquée au LSEE : R.ROMARY. Publications associées : CI35, CI37.

Accueil des chercheurs étrangers

- Accueil de M. Abdellah CHAOUCH, enseignant chercheur à l'Université technologique d'Oran en Algérie, pour un stage de 1 mois en avril 2015. Thématique : diagnostic des machines électriques. Autres personnes impliquées au LSEE : R.ROMARY, JP. LECOINTE. Publications associées : RI12.
- Accueil de M. Abderrahim ALLAL, maître assistant à l'Université Chahid-Hamma-Lakhdar d'El Oued en Algérie pendant 1 mois en novembre 2015. Thématique : diagnostic des machines électriques. Déterminations expérimentales dans le cadre de sa thèse. Autre personne impliquée au LSEE : R.ROMARY. Publications associées : CI44, CN7.
- Accueil de M. Petru LIVINTI professeur à l'Université Vasile Alexandri de Bacau (Roumanie) en novembre 2016 (1 semaine) et en novembre 2017 (1 semaine). Autres personnes impliquées au LSEE : R.ROMARY. Thématique : diagnostic des machines électriques. Publications associées : CI32.
- Accueil de M. Petru LIVINTI professeur à l'Université Vasile Alexandri de Bacau (Roumanie) en novembre 2018 (1 semaine). Autres personnes impliquées au LSEE : R.ROMARY. Thématique : diagnostic des machines électriques. Publications associées : CI40.
- Accueil de M. Constantin PICA enseignant chercheur à l'Université Technique de Cluj-Napoca, (Roumanie) en septembre 2018 (2 semaines). Thématique : Efficacité énergétique. Autres personnes impliquées au LSEE : R.ROMARY, J. P. LECOINTE,
- Accueil du Professeur V. Fireteanu de l'Université Polytechnique de Bucarest, 5 mois en 2011, 1 mois en 2013, 1 semaine en 2014. Le Professeur Virgiliu FIRETEANU de l'Université Polytechnique de Bucarest est venu plusieurs fois dans nos institutions. Cela m'a permis, de travailler avec lui et deux autres collègues du LSEE (R. ROMARY et S.AIT-AMAR) sur une méthode de diagnostic de défaut des machines électriques. A l'issue de cette collaboration avec lui, nous avons rédigé 2 articles pour des revues internationales [RI6, RI8] et 5 autres pour des congrès internationaux, avec des comités de lecture. Autres personnes impliquées au LSEE : R.ROMARY, CI9, CI10, CI17, CI18, CI26.
- Accueil du Professeur Nuca ILIE Université Technologique de Moldavie à Chisinau ; 1 mois en 2010, 1 mois en 2011, Autres personnes impliquées au LSEE : R.ROMARY, CN1, RN2, RN3.
- Accueil du Professeur Driss Belkhat de Université Caddi Ayyat de Marrakech au Maroc, 1 mois en 2013. Autres personnes impliquées au LSEE : R.ROMARY, T5. RI13, RI17, CI22, CI25, CI30, CI31, RN4.
- Accueil du Professeur M. Mircea RADULESCU de l'Université Technique de Cluj-Napoca (Roumanie) en juin 2017 (4 jours) en tant que professeur invité. Thématique : conception de machines électriques tournantes. Autres personnes impliquées au LSEE : R. ROMARY.
- Accueil du Professeur Noureddine BESSOUS de l'Université d'EL Qued, Algerie déplacement prévue en septembre 2020. Le déplacement prévu en septembre 2020 a été reporté en septembre 2022 en raison du COVID. Un travail commun sur la détection de la dégradation des roulements à billes par l'utilisation du champ magnétique extérieur a été initié avec cette université. Autres personnes impliquées au LSEE : R.ROMARY. CI49, CI50, CI51, CI52.

2) Participation à des comités scientifiques de conférences

- Membre du comité scientifique de l' "International Conference on Industrial Power Engineering", CIEI, qui s'est tenue à Bacau, (Roumanie) en 22-24 mai 2014.

- Membre du comité scientifique de la conférence CIEI 2016 qui s'est tenue à Bacau (Roumanie) en juin 2016. <http://ciei.ub.ro/2016>
- Membre du comité scientifique de la conférence ICATE 2016 qui s'est tenue à Craiova (Roumanie) en octobre 2016.
<http://elth.ucv.ro/icate/icate16/committees/technical-program-committee/>
- Membre du comité scientifique de la conférence CIEI 2018 qui s'est tenue à Bacau (Roumanie) en juin 2018. <http://ciei.ub.ro/2018>
- Membre du comité scientifique de la conférence ICATE 2018 qui s'est tenue à Craiova (Roumanie) en octobre 2018.

3) Participation à des projets et contrats de recherche. (20)

Projet régional

- 2003-2005 Participation au projet « Réseaux Electriques du Futur » en collaboration avec le L2EP, Tractebel & Suez dans le cadre du Programme Futurelec 1 qui a pris fin en décembre 2005. Budget prévu pour l'Université d'Artois : 200k€. 10 personnes de LSEE impliqués dans le projet, CI4, CI5.

Projets AUF (Agence Universitaire de la Francophonie)

- Juillet 2007- décembre 2009 Participation au projet SICSUREN (Système intelligent de contrôle des sources renouvelables de l'énergie électrique) avec l'objectif d'élaborer des algorithmes de contrôle basés sur le contrôle vectoriel des générateurs électriques, le contrôle robuste d'ordre non-entier ou l'usage des systèmes de contrôle fuzzy. LSEE a eu en charge la réalisation des essais. J'ai été coordonnateur du projet pour l'Université d'Artois et j'ai réalisé une implémentation dSPACE du modèle. Autres personnes impliquées à l'Université d'Artois J.F. BRUDNY pour LSEE et JPh. LECOINTE. Responsable du projet : Prof. Livinti Petru de l'Université Vasile Alecsandri de Bacau. Des réunions de travail ont eu lieu chez les partenaires (déplacement à Bacau en décembre 2008), et également à l'Université d'Artois (Accueil du Prof. Livinti en mai 2008 et mai 2009). Budget 12.8 k€ pour l'ensemble des participants. 4 personnes, CI14
- Juillet 2016-décembre 2017 : Participation au projet AUF « Système multi- sources de petite puissance pour l'alimentation d'un site isolé » piloté par l'Université Vasile Alecsandri de Bacau en Roumanie (porteur Petru LIVINTI). Autres partenaires du projet : l'Université technique de Chisinau en Moldavie (Pr. I. NUCA) et l'Université d'Artois (R. PUSCA, R. ROMARY). J'ai été collaborateur du projet pour l'Université d'Artois. Autres personnes impliquées à l'Université d'Artois : R. ROMARY responsable du projet pour LSEE. Des réunions de travail ont eu lieu chez les partenaires (déplacement à Bacau en décembre 2017), et également à l'Université d'Artois (Accueil du Prof. P. Livinti en novembre 2016 et novembre 2017). Budget 9.3 k€ pour l'ensemble des participants, CI32, CI40.

Projet Européen (déposé- non obtenu) 2017

- Projet Européen H2020-WIDESPREAD-05-2017-Twinning, "Industrial marketing research for advanced technologies in sustainable applications-MARgATE". Partenaires : Université de Cluj Napoca (porteur), Université libre de Bruxelles, Brose fahrzeugteile gmbh, pôle MEDEE et l'Université d'Artois. J'ai été collaborateur du projet pour l'Université d'Artois.

Autres personnes impliquées à l'Université d'Artois : Pr. R. ROMARY responsable du projet, R. PUSCA et C. DEMIAN collaborateurs. Projet déposé en novembre 2017. Budget prévu pour l'Université d'Artois : 95k€. Le projet n'a pas reçu les points nécessaires en Mars 2018 (9 points reçus et 10 nécessaires) mais il sera retravaillé pour le prochain appel aux projets.

Projet grant soutenu par Northern Border University 2016 (1 an)

L'université de Northern Border d'Arabie Saoudite a financé en 2016 des projets collaboratifs entre différents laboratoires. Nous avons bénéficié d'un financement grant No. 4675-ENG-2016-1-6-F suite aux collaborations avec le département scientifique de recherche de Northern Border University, Arar, KSA (porteur du projet) qui a apporté ses compétences dans la modélisation numérique des machines tournantes pour le diagnostic des machines électriques.

- Projet « Modelling of an Isolated Induction Generator Considering Saturation Effect » Partenaires : Northern Border University (porteur). J'ai été l'initiateur et le collaborateur du projet pour l'Université d'Artois. Autres personnes impliquées à l'Université d'Artois : Pr. R. ROMARY responsable du projet. Budget prévu pour l'Université d'Artois : 5600 SAR (soit environ 1,3k€). RI18,

Projet KSA International Collaboration Grant Application Arabie Saoudite 2018 (déposé-non obtenu)

- Projet « Integration of a wind turbine based on a double-fed Induction generator in a multi-source system for feeding an isolated site » financé par le département de recherche du ministère de l'éducation d'Arabie Saoudite,. Partenaires : Northern Border University (porteurs du projet) : Chercheurs impliqués pour Northern Border University Kingdom of Saudi Arabia : ALMUTIRY Muhannad, MCF, TOUTI Ezzeddine, MCF. Personnes impliquées à l'Université d'Artois : Pr. R. ROMARY responsable du projet pour LSEE, **R. PUSCA** initiateur et coordonnateur du projet. Projet déposé en novembre 2018. Budget prévu pour l'Université d'Artois : 138k€. Projet classé deuxième. Il sera retravaillé pour le prochain appel aux projets.

Projet A2U (Artois –UPJV –ULCO) 2018

La région a financé le projet exploratoire collaboratif « RAME » entre trois laboratoires de la région Haute de France : les laboratoires impliqués LSEE de l'Université d'Artois, (porteur du projet), le laboratoire LTI de l'Université Amiens Picardie Jules Verne et le laboratoire UDSMM de l'Université Littoral Côte d'Opale. Chaque laboratoire apporte sa compétence dans l'étude proposée qui consiste à analyser la limite de fonctionnement d'un nouveau conducteur pour machine électrique, formé par un ruban d'aluminium anodisé en continu dans une approche allant du matériau au système en passant par le composant.

- « RAME - Ruban Aluminium anodisé pour Machines Electriques » Personnes impliquées: VELU Gabriel (Pr) PUSCA Remus (MC) pour LSEE, HENAO Humberto (Pr) BETIN Franck (Pr) YAZIDI Amine (MC) pour LTI, LEROY Gérard (Pr) ROPA Patrick (IR) pour UDSMM. LSEE a eu en charge la création des bobines à la réalisation des essais et la modélisation de la bobine. Début 01/1/2018- fin 31/12/2018. Budget: 10k€.

Projet OCTE1 avec CRITTM2A 2021

- Développement et implantation de modèles analytiques de moteurs électriques pour un banc de test P-HiL Projet OCTE1 (optimiser la gestion énergétique et le dimensionnement de la chaîne de traction au juste nécessaire) en collaboration avec CRITTM2A, et Vincent Mallard porteur du projet. Le concerne le développement de modèles analytiques de machines électriques tournantes de types synchrones et asynchrones. Il s'agit de proposer des modèles de machines de manière à les émuler dans le cas de fonctionnement sain, pour lequel la machine ne présente pas de défaut;-avec des défauts mécaniques de type excentricité;-avec des court-circuit électriques tels que des court-circuits inter-spires. Budget LSEE : 80k€. R. PUSCA, R. ROMARY, M. ROSSI (porteur)

Projet OCTE2 avec CRITTM2A 2021

- Développement et implantation de modèles analytiques de moteurs électriques pour un banc de test P-HiL, Le WP2 vise à implanter dans le système sélectionné par le CRITTM2A (Banc AVL ou OPAL RT) les modèles développés dans l'OCTE2. Budget LSEE : 48.5k€. M. ROSSI (porteur), R. PUSCA.

Projet interne GDR SEEDS 2015

- Le GDR SEEDS finance des projets internes basés sur des collaborations inter-laboratoire. J'ai participé au projet DECART « Détection de défauts par mesure de champ magnétique extérieur des machines à aimants permanents à rotor extérieur pour les transports », réalisé en collaboration avec les laboratoires FEMTO ST et IRTES SET de Belfort. J'ai réalisé la mise en place du banc d'essai et les mesures du champ magnétique. Début : septembre 2015 – fin : septembre 2016. Personnes impliquées : R. ROMARY (porteur du projet LSEE), R. PUSCA (LSEE), A. DJERDIR (IRTES-SET), Y. AIT-AMIRAT (FEMTO ST), A. N'DIAYE (IRTES-SET). Publication associée : CI38, budget total 12k€.

Contrats de recherche

- Contrat avec EDF R&D « Analyse du champ rayonné par des machines synchrones de production d'électricité, application aux centrales hydroélectriques » Janvier- Décembre 2018. L'objet de ce contrat a été d'analyser les données de mesure de champ externe sur les machines des centrales hydrauliques Bissorte et Curbans en se référant à la théorie développée au LSEE sur la détection des défauts par mesure du champ externe. Je suis collaborateur au contrat (réalisation des mesures, analyse): Personnes impliquées : R. Romary, R. PUSCA pour LSEE, T. JACQ pour EDF (R&D). 10k€.
- Contrat avec la société Wavely réalisé en novembre 2018- mars 2019 « Mesures acoustiques de machines en défaut ». Personnes impliquées : R. Romary, R. PUSCA (réalisation des mesures, analyse) Budget pour LSEE 2.1k€.
- Contrat avec EDF R&D « Analyse du champ rayonné par des machines synchrones de production d'électricité, application aux centrales hydroélectriques » Septembre 2019. L'objet de ce contrat a été d'analyser les données de mesure de champ externe sur les machines de la centrale hydraulique d'Oraison en se référant à la théorie développée au LSEE sur la détection des défauts par mesure du champ externe. Je suis collaborateur au contrat (réalisation des mesures, analyse): Personnes impliquées : R. ROMARY, R. PUSCA pour LSEE, T. JACQ pour EDF (R&D). 3k€.

- Contrat avec la société EOMIS réalisé en juillet 2020 « Mesures acoustiques de machines en défaut ». Personnes impliquées : R. ROMARY, R. PUSCA, (réalisation des mesures, analyse des résultats) 1.3k€.
- Contrat avec la société BRUNONE pour la réalisation d'une machine électrique performante à rotor externe et convertisseur intégré pour application en environnement sévère. Contrat dans le cadre d'une thèse CIFRE T8 que je co-encadre, personnes impliquées : J.P. LECOINTE, (porteur) R. PUSCA, M. HECQUET, G. PARENT, 45 k€. (travail sur l'alimentation par PV et la commande de la machine).

Bonus Qualité Recherche (BQR) 2011 et 2017

L'université d'Artois finance des projets collaboratifs entre différents laboratoires de l'université. Nous avons bénéficié d'un financement BQR suite à de collaborations avec un laboratoire d'automatique (LGI2A-Béthune) qui a apporté ses compétences dans les méthodes d'intelligence artificielle pour le diagnostic des machines électriques. Avec ce laboratoire, nous avons eu une thèse en codirection, T6.

- 2011-2012 R. PUSCA, R. ROMARY, D. MERCIER (LGI2A), E. LEFEVRE (LGI2A). Projet BQR " Fusion d'informations pour l'aide au diagnostic de machines électriques ". Début 1/9/2011- fin 31/8/2012. Travaux effectués avec le LGI2A (Laboratoire de Génie Informatique et d'Automatique de l'Artois). Subvention pour LSEE : 4.2k€. Publications associées : CI15.
- Janvier-décembre 2017, R. PUSCA, R. ROMARY, D. MERCIER (LGI2A), E. LEFEVRE (LGI2A). Projet BQR « Diagnostic de défauts de court-circuit dans le bobinage de machines électriques ». Début 01/1/2017- fin 31/12/2017. Travaux effectués avec le LGI2A (Laboratoire de Génie Informatique et d'Automatique de l'Artois). Subvention pour LSEE : 4.5k€. Publications associées : CI34, CI36, CI42.

Activité contractuelle dans le cadre du CPER 2015-2021

- Dans le cadre du Contrat de Plan État-Région (CPER) 2015-2020, j'interviens avec le Pr. R. ROMARY responsable de la tâche 7 du projet relative à la réalisation d'un démonstrateur de 40kW sur le projet CE2I (Convertisseur d'Energie Intégré Intelligent - <http://ce2i.pole-medee.com>) porté par l'université de Lille1 (porteur B. SEMAIL). Les laboratoires partenaires du projet sont : le L2EP, le LAMIH, l'URIA, le LSEE. L'objectif du projet est de produire un ensemble de solutions imbriquées multidisciplinaires pour la conception d'un convertisseur électromécanique avec le convertisseur électronique intégré et à haute fiabilité. Le démonstrateur est la vitrine du projet, il doit intégrer les innovations dans le domaine de l'électronique de puissance, des matériaux (magnétiques, isolants), de la thermique, de la conception de machines électriques et de leur commande. Le déroulement du projet est décomposé en plusieurs phases, associées à des programmations budgétaires.
- J'ai participé dans la Phase 4 (2019-2020), 321k€ pour la mise en place du « démonstrateur ». Personnes impliquées à l'Université d'Artois J.P. LECOINTE (porteur) R. ROMARY, R.PUSCA, R.COUSSEAU, F. BALAVOINE, G. BAUW.
- Je participe à la Phase 5 (2020-2021) 631k€ pour l'installation, les tests et la validation du prototype. Personnes impliquées à l'Université d'Artois J.P. LECOINTE (porteur) R. ROMARY, R.PUSCA, R.COUSSEAU, H. ICHOU, M. IRHOUMAH

En plus du démonstrateur, le LSEE a aussi en charge la tâche relative à la fiabilité structurelle qui traite essentiellement des matériaux isolants.

IV.5 Responsabilités collectives

1. Présentation générale des responsabilités

Depuis novembre 2011, j'exerce des responsabilités collectives à l'échelle nationale :

- 2011-2015 Membre élu en octobre 2011 au CNU, Section 63
- 2015-2019 Membre élu en octobre 2015 au CNU, Section 63
- 2019-à présent Membre élu en octobre 2019 au CNU, Section 63
- J'ai participé à 2 comités de sélection MCF 63 en mai 2009 et en mai 2018

- Entre 2016 et 2020, je me suis occupé avec mon collègue Cristian Demian de la gestion de Salle B0 16 (Bruits et vibration) du laboratoire LSEE. Notre rôle a été de veiller à la bonne utilisation du matériel et de la salle par les doctorants et les permanents. Depuis septembre 2020, un personnel Biatsa a été recruté pour assurer la gestion de toutes les salles et du matériel du laboratoire car la dotation en matériel et en surface de travail a considérablement augmenté.

2. Autres

Participation aux activités de l'établissement

- En 2013 avec mon collègue Patrick Favier nous avons dimensionné et équipé l'abri vélos à l'entrée de l'IUT de Béthune avec une installation photovoltaïque.
- Entre 2015 et 2017 j'ai fait partie du groupe de travail sur les solutions techniques concernant la partie Energies Renouvelables du Projet EITRE : Ecosystème Intégré pour le Transition et la Réhabilitation Energétiques. Ce projet, développé par l'Université d'Artois et l'IUT de Béthune, a eu comme principal objectif de faire l'éco-rénovation de deux bâtiments de l'IUT; 6300m² de plancher, budget global estimé à 18,8 M€. Ce projet concernait la transition énergétique de l'Université, des sujets de recherche pour doctorants et des pratiques innovantes en pédagogie active. J'ai fait des propositions sur l'intégration des générateurs éoliens et la gestion des énergies. En mars 2017 le projet a été arrêté par le ministère car il n'a pas obtenu suffisamment de soutien financier.
- Depuis juin 2020, suite à la sollicitation de la mairie de Camblin Châtelain, je suis impliqué dans un projet (pilote par Patrick Martin) pour la réhabilitation « verte » de l'ancien moulin de la commune. Avec mes collègues (PY Cresson, F. Maeght, Eric Lefebvre et Sonia Ait Amar) nous travaillons sur la partie production et mesure d'énergie électrique nécessaire à l'alimentation du bâtiment.

Annexe 1

Liste des publications

Liste classée des publications

Articles dans les revues internationales	RICL :	27
Articles dans les congrès internationaux	CICL :	56
Articles dans les congrès nationaux	CNCL:	7
Articles dans les revues nationales	RNCL:	6
Chapitres d'ouvrage :		3

1 Publications dans des revues internationales à comité de lecture RICL

RI.1 R.Pusca; Y. Ait-Amirat, A. Berthon, J.-M. Kauffmann. "Fuzzy-logic-based control applied to a hybrid electric vehicle with four separate wheel drives " IEE Proceedings - Control Theory and Applications 2004, Vol. 151, Issue1 pp. 73-81.

RI.2 J.F. Brudny, R. PUSCA, H. Roisse. "Wind turbines using self-excited three phase induction generators: an innovative solution for voltage-frequency control". European Physical Journal-Applied physics, EPJ-AP, EDP 19 July 2008, Volume 43, N° 2, pp. 173–187.

RI.3 J.Ph. Lecionte, R. Pusca, B. Cassoret, J.F. Budny. "Automated reduction of radial vibrations for switched reluctance machines". COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 2010, Vol. 29, N°4, pp. 1125-1134. FI : 0.46

RI.4 R. Pusca, R. Romary, A. Ceban, J. F. Brudny. "An online universal diagnosis procedure using two external flux sensors applied to the AC electrical rotating machines". Revue Sensors, ISSN 1424-8220, Sensors 2010 (10), doi:10.3390/s100807874. Consultable en ligne, Vol. 10, November 2010, pp. 10448-10466.

RI.5 A. Ceban, R. Pusca, R. Romary. "Study of rotor faults in induction motors using external magnetic field analysis". IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 59, N°5, May 2012, pp. 2082-2093.

RI.6 V. Fireteanu, R. Romary, S. Ait-Amar, R. Pusca, "Finite element analysis of the rotor faults in squirrel cage induction motors and of the mechanical power evaluation through the neighbouring magnetic field", Applied Computational Electromagnetics Society (ACES) Journal Newsletter, Vol. 27, N°4, December 2012, pp. 8-27.

RI.7 E. Touti, R. Pusca, A. Chaaari "Dimmer Control for Voltage Transient Performance Improvement in Isolated Wind Turbine", Wulfenia Journal, Vol.20, N°4, Apr 2013, pp. 108-117. ISSN:1561-882,

RI.8 R. Pusca, R. Romary, V. Fireteanu, A. Ceban. "Finite Element analysis and experimental study of the near magnetic field for detection of rotor faults in induction motors". Progress In Electromagnetics Research, PIERB, Vol. 50, 2013, pp. 37-59.

RI.9 E. Touti, **R. Pusca**, J.P. Manata, J.F. Brudny, A. Caari "On the use of a dimmer for a robust frequency-voltage control of a self-excited three-phase induction wind generator". *Journal of Power Electronics*, Vol.14, N°3, May 2014, pp. 580-591.

RI.10 H. Henao, G.A. Capolino, M.F.Cabanas, F. Filippetti, C. Buzzese, E. Strangas, **R.Pusca**, J. Estima, M.R.Guasp, and S. Hedayati-Kia Trends in Fault Diagnosis for Electrical Machines , *IEEE Industrial Electronics Magazine*, June 2014, pp. 31-42.

RI.11 Mohamed. Ali Zeddinia, **Remus Pusca**, Anis Saklya, M. Faouzi Mimounia : “PSO-based MPPT control of wind-driven Self-Excited Induction Generator for pumping system”, Elseiver, *Renewable Energy*, vol. 95, September 2016, pp. 162–177.

RI.12 A. Chaouch, A. Bendiabdellah, **R. Pusca**, R. Romary, J.P. Lecoite, “Mixed Eccentricity Fault Diagnosis in Saturated Squirrel Cage Induction Motor using Instantaneous Power Spectrum Analysis”, *Przeglad Elektrotechniczny*, (electrical review) R. 92 NR 7/2016, pp. 116-120. <https://doi:10.15199/48.2016.07.26>

RI.13 E. Bahri, **R. Pusca**, R. Romary, D. Belkhat, “Torque ripple reduction in a surface permanent magnet synchronous machine with stator inter-turn short circuit”. *European Journal of Electrical Engineering*, Vol. 18, N° 5-6, 2016, pp. 293-317. doi:10.3166/ejee.18.293-317

RI.14 A. Guezmil, H. Berriri, **R. Pusca**, A. Sakly, R. Romary, M.F. Mimouni, "Detecting Inter-Turn Short-Circuit Fault in Induction Machine Using High Order Sliding Mode Observer: simulation and experimental verification", *Springer, Journal of Control, Automation and Electrical Systems (JCAE)*, vol. 28, N°4, August 2017, pp. 532-540. <https://doi.org/10.1007/s40313-017-0314-2>.

RI.15 A. Guezmil, H. Berriri, **R. Pusca**, A. Sakly, R. Romary, M.F. Mimouni, “Experimental Investigation of Passive Fault Tolerant Control for Induction Machine Using Sliding Mode Approach,” *Asian Journal of Control*, Wiley, Vol. 21, No. 1, January 2018, pp. 1–13. <https://doi.org/10.1002/asjc.1753>

RI.16 M. Irhoumah, **R. Pusca**, E. Lefevre, D. Mercier, R. Romary, C. Demian, “Information fusion with belief functions for detection of inter-turn short circuit faults in electrical machines using external flux sensors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 65, N°3, march 2018, pp. 2642-2652, <https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2745408>

RI.17 E. Bahri, **R. Pusca**, R. Romary, D. Belkhat, “A new approach for torque ripple reduction in a faulty Surface Permanent Magnet Synchronous Motor by inverse current injection”. *Springer, Electrical Engineering*, Vol. 100, N°2, June 2018, pp. 565-579. <https://doi.org/10.1007/s00202-017-0529-z>.

RI.18 E. Touti, H. Kraim, **R. Pusca**, R. Romary "Modèleing of an Isolated Induction Generator Considering Saturation Effect" *AEE (Archives of Electrical Engineering)*. Vol. 67(4), 2018, pp.755–772.

RI.19 Amal Guezmil, Hanen. Berriri, **Remus Pusca**, Anis. Sakly, Raphael Romary and Med Faouzi. Mimouni, “High order sliding mode observer based backstepping fault tolerant control for induction motor.”, *Asian Journal of Control*, Wiley, Vol. 21, No. 1, January 2019, pp. 33–42. <https://doi.org/10.1002/asjc.2016>

RI.20 Amal Guezmil, Hanen Berriri, **Remus Pusca**, Anis Sakly, Raphael Romary & Mohamed Faouzi Mimouni, Unknown Input Observer-Based Fault Diagnosis in Induction Machine: Theory and Experiment, *Electric Power Components and Systems*, 46:11-12, 2019, pp.1351-1363, DOI: 10.1080/15325008.2018.1485062

RI.21 M. Irhoumah, **R. Pusca**, E. Lefevre, D. Mercier and R. Romary, "Detection of the Stator Winding Inter-Turn Faults in Asynchronous and Synchronous Machines Through the Correlation Between Harmonics of the Voltage of Two Magnetic Flux Sensors," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 3, pp. 2682-2689, May-June 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2899560.

RI.22 Azzoug Y, Sahraoui M, **Pusca R**, Ameid T, Romary R, Marques Cardoso AJ. "Current sensors fault detection and tolerant control strategy for three-phase induction motor drives." *Electr Eng Electr. Eng.*, vol. 103, no. 2, pp. 881–898, Oct. 2021, doi: 10.1007/s00202-020-01120-5.

RI.23 Azzoug Y, Sahraoui M, **Pusca R**, Ameid T, Romary R, Cardoso AJM. "High-performance vector control without AC phase current sensors for induction motor drives: Simulation and real-time implementation." *ISA Trans.*, vol. 109, pp 295–306, Mar. 2021, doi: 10.1016/j.isatra.2020.09.021.

RI.24 Azzoug Y, **Pusca R**, Sahraoui M, Ammar A, Ameid T, Romary R, Cardoso AJM. "An Active Fault-Tolerant Control Strategy for Current Sensors Failure in Induction Motor Drives Using a Single Observer for Currents Estimation and Axes Transformation," *European Journal of Electrical Engineering*, 2021, vol.23, no.6 pp.467-474, doi: 10.18280/ejee.230606.

RI.25 Touti, E.; Zayed, H.; **Pusca, R.**; Romary, R. "Dynamic Stability Enhancement of a Hybrid Renewable Energy System in Stand-Alone Applications". *Computation* 2021, vol. 9, no. 2, pp.14. <https://doi.org/10.3390/computation9020014>.

RI.26 **Pusca, R.**; Romary, R., Touti, E., Livinti, P., Nuca, I., Ceban, A. "Procedure for Detection of Stator Inter-Turn Short Circuit in AC Machines Measuring the External Magnetic Field", *Energies* 2021, vol. 14, pp. 1132. <https://doi.org/10.3390/en14041132>

RI.27 M. Irhoumah, **R. Pusca**, E. Lefèvre, D. Mercier, and R. Romary, "Stray Flux Multi-Sensor for Stator Fault Detection in Synchronous Machines," *Electronics*, 2021, vol. 10, no. 18, pp. 2313, , doi: 10.3390/electronics10182313.

2 Actes des conférences internationales à comité de lecture CICL

CI.1 **Remus Pusca**, Youcef Ait-Amirat and Alain Berthon, "Slip Control Strategy of an Electrical Four Wheel Drive Vehicle", in *Proc.EVS18*, Berlin, 2001; pp. 85,1-6 [O].

CI.2 **R. Pusca**, Y. Ait-Amirat, A. Berthon and J. M. Kauffman, "Fuzzy logic based control for electric vehicle with four separate traction drives," *Vehicular Technology Conference. IEEE 55th Vehicular Technology Conference. VTC Spring 2002 (Cat. No.02CH37367)*, Birmingham, AL, USA, vol.4, 2002, pp. 2089-2096. doi: 10.1109/VTC.2002.1002991.

CI.3 **R. Pusca**, Y. A. Amirat and A. Berthon, "Fuzzy logic speed estimator to drive a four electric wheels truck," *The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPERC 2004.*, Xi'an, China, Vol.3, 2004, pp. 1448-1453.

CI.4 H. ROISSE, O. NINET, V. AUTIER, **R. PUSCA**, X. GUILLAUD, J.F. BRUDNY "Electrical Machines in French Wind Energy Context" SME 2004, XL International Symposium on Electrical Machines SME 2004,15-18 June, Hajnówka, Po [O].

CI.5 H. ROISSE, V. ROGEZ, **R. PUSCA**. "Wind machine integration in an isolated grid , Study of voltage and frequency controls" EESEMC, December 9th, 2004. Varsovie, PL, [O].

CI.6 J.Ph. LECOINTE, **R. PUSCA**, B. CASSORET, J.F. BRUDNY. "Automation of a process for reducing radial vibrations of switched reluctance machines". ISEF 2009 –XIV International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering, ARRAS, France, September 2009, CD ROM, Ref. ID_228. [P]

CI.7 A. CEBAN, **R. PUSCA**, R. ROMARY. "Eccentricity and rotor broken bars faults – Effects on the external axial field". International Conference on Electrical Machines, ICEM 2010, ROME, Italie, 6-8 September 2010, paper N° RF-010588, [O]

CI.8 A. CEBAN, **R. PUSCA**, R. ROMARY. "Supervision of Electric Traction Motors by External Magnetic Field Analysis". ECAI 2011 - International Conference – 4th Edition Electronics, Computers and Artificial Intelligence, June- July 2011, PITESTI, Romania. Vol. 4, pp. 49-58, [O].

CI.9 A. CEBAN, V. FIRETEANU, R. ROMARY, **R. PUSCA**, P. TARAS, "Finite Element Diagnosis of Rotor Faults in Induction Motors based on Low Frequency Harmonics of the Near-Magnetic Field". 8th international Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED 2011, Bologne, Italie, September 2011. Paper N° 48, [O]

CI.10 V. FIRETEANU, P. TARAS, R. ROMARY, **R. PUSCA**, A. CEBAN. "Effects of rotor faults on operation parameters and the low frequency harmonics of the magnetic field outside induction motors". ISEF 2011, XV International Symposium on Electromagnetic Fields, MADERA, Portugal, September 2011, CD ROM, PS4.9, [P].

CI.11 A. CEBAN, **R. PUSCA**, R. ROMARY, J.P. LECOINTE. "Diagnosis of inter-turn short circuit fault in induction machine". International Conference on Electromechanic and Power Systems, SIELMEN 2011, CHISINAU, Moldavie, October 2011, pp. 420-426, [O].

CI.12 E.TOUTI, **R. PUSCA**, J.P. MANATA, J.F. BRUDNY, A. CHÂARI. "Active and reactive power regulation in remote site equipped with self-excited induction generators". 12th International conference on sciences and techniques of automatic control and computer engineering - STA'2011, SOUSSE, Tunisia, December 2011, pp. 593-607, [O].

CI.13 **R. PUSCA**, R. ROMARY, A. CEBAN, "Detection of Inter-turn Short Circuits in Induction Machines Without Knowledge of the Healthy State", 2-5 September ICEM 2012, Marseille, France (ICEM) 2012, XIXth International Conference en Electrical Machines Page(s): 1637-1642, [O].

CI.14 P. LIVINTI, **R. PUSCA**, "Control of an Electric Drive System in the LabVIEW Programming Environment" 4-6 July 2012, Bilbao, Spain, REV 2012, 9th International Conference on Remote Engineering and Virtual Instrumentation, Page(s) 1-6, [P].

CI.15 **R. PUSCA**, C. DEMIAN, D. MERCIER, E. LEFEVRE, R. ROMARY "Improvement of a diagnosis procedure for AC machines using two external flux sensors based on a fusion process with belief functions", 25-28 October 2012, Montreal, Canada, IECON2012, -38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Page(s) 5078-5083, [O].

CI.16 E. TOUTI, **R. PUSCA**, J.F. BRUDNY, A. CHÂARI (PR, Tu). "A fuzzy Logic and Numerical Frequency Control of a Self-Excited Asynchronous Generator in Remote Site". IET Electric Power Applications - IEEE International Conference on Control, Decision and Information Technologies, CODIT 2013. 6-8 Mai, 2013, pp. 536–542, Hammamet, Tunisia, IEEE Conference Publications Digital Object Identifier: 10.1109/CoDIT.2013.6689601. [O].

CI.17 V. FIRETEANU, A-I. CONSTANTIN, R. ROMARY, **R. PUSCA**, S. AIT-AMAR. "Finite Element Investigation of the Short-Circuit Fault in the Stator Winding of Induction Motors and Harmonics of the Neighboring Magnetic Field", August 2013, SDEMPED13, Valencia, Spain, IEEE International Symposium on Diagnostics, Power Electronics and Drives, pp. 337-342. [O].

CI.18 R. ROMARY, **R. PUSCA**, A. V. FIRETEANU (PR, Ro). "Finite Element Analysis of Electromagnetic and Mechanical Effects of Rotor Faults in Induction Motors". International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI 2013) IEEE Conference Publications, 27-27 June 2013, PITESTI, Romania, Vol. 1, Digital Object Identifier: 10.1109/ECAI.2013.6636208, pp. 57-65. [O]

CI.19 E. TOUTI, **R. PUSCA**, J.F. BRUDNY, A. CHÂARI, "Asynchronous Generator Modèle for Autonomous Operating Mode, Numerical Implementation and Startup Problematic". International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI 2013), IEEE Conference Publications, 27-27 June 2013, PITESTI, Romania, Digital Object Identifier: 10.1109/ECAI.2013.6636208 pp. 27-32. [O]

CI.20 R. ROMARY, **R. PUSCA**, J.-P. LECOINTE, and J.-F. BRUDNY, "Electrical machines design control and diagnosis," in IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD), Pierre and F. Marie Curie University Paris, France, March 11-12, 2013, pp. 247–256, [O].

CI.21 M.A. ZEDDINI, **R.PUSCA**, A.SAKLY, M.F. MIMOUNI, MPPT control of wind pumping plant using induction generator" 20-20 December, 2013, Sousse, Tunisia, 14th International Conference on Science and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA), IEEE Conference Publications Digital Object Identifier: 10.1109/STA.2013.6783168, pp 438-442. [P].

CI.22 E. BAHRI, **R. PUSCA**, R. ROMARY, D. BELKHAYAT, " Minimization of Torque Ripple Caused by a Stator Winding Dissymmetry in a Surface Permanent Magnet Synchronous Machine (SPMSM). " 2-5 September ICEM 2014, BERLIN, Germany (ICEM) 2014, XXth International Conference en Electrical Machines pp. 221-226, [P].

CI.23 E. TOUTI, **R. PUSCA**, J.F. BRUDNY, A. CHÂARI, "Enhancement of the Voltage and Frequency at the Self Excited Induction Generator outputs by Adjusting Terminal Capacitor " 22-24 May, 2014, BACAU, Roumanie, 9th International Conference on Industrial Power Engineering, pp. 199-208. [O]

CI.24 R. ROMARY, O. NINET, **R. PUSCA**, "Reduction of Iron Losses in Induction Machine by Harmonic Flux Density Minimization" 22-24 May, 2014, BACAU, Roumanie, 9th International Conference on Industrial Power Engineering, pp. 209-214, [O].

CI.25 E. BAHRI , **R. PUSCA**, R. ROMARY, D. BELKHAYAT, " Minimization of Torque Ripple Caused by a Stator Winding Dissymmetry in a Surface Permanent Magnet Synchronous Machine (SPMSM)." ICEM 2014, Berlin, Germany, 2-5 September, pp. 221-226.

CI.26 V. FIRETEANU, R. ROMARY, **R. PUSCA**, “Detection of Short-Circuit Faults in Induction Machines through Harmonics of the Neighboring Magnetic Field. Experimental and Finite Element Investigations”. 2015 International Conference on Applied System Innovation (ICASI 2015), 22-27 may 2015, OSAKA, Japan, Paper N° 1113/ pp. 337-340.

CI.27 **R. PUSCA**; R. ROMARY “Advances in diagnosis of electrical machines through external magnetic field” 7th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI2015), Bucharest, 25-27 Juin, 2015, pp. 5-12, [O].

CI.28 Mohamed Ali Zeddini; **Remus Pusca**, Mohamed Najib Mansouri; Mohamed Faouzi Mimouni “TSK fuzzy controller of wind-turbine self-excited induction generator for remote site applications “ 2015 16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA2015), Monastir, Tunisia 21-23 Dec., 2015, pp. 499-506 [P].

CI.29 A. Guezmil, **R. Pusca**, H. Berriri, A. Sakly, R. Romary, M.F. Mimouni, “Online Observer-Based Inter-Turn Short-Circuit Fault Detection And Identification In Induction Machine”, 10th International Conference on Industrial Power Engineering, CIEI2016, Bacau, Romania, 2-4 June 2016, pp. 1-7 [O].

CI.30 E. Bahri, D. Belkhat, **R. Pusca** and R. Romary, "Torque ripple control in faulty surface permanent magnet synchronous motor," **2016 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE)**, Craiova, 6-8 October 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICATE.2016.7754648. [O].

CI.31 E. Bahri, D. Belkhat, R. Romary and **R. Pusca**, "Active control of torque ripple in a faulty surface permanent magnet synchronous motor. Case of stator inter-turn short circuit," **2016 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)**, Marrakech, 2016, pp. 1-7, doi: 10.1109/CISTEM.2016.8066814 [O].

CI.32 P LIVINTI, R. ROMARY, **R. PUSCA**, T. ADAM, “Fuzzy logic system for controlling the speed of a DC Servomotor with permanent magnets”. 4th MacroTrend Conference, Paris, 20-21 December 2016, pp.73-83. [O].

CI.33 M. Irhoumah, **R. Pusca**, E. Lefevre, D. Mercier, R. Romary, “Detection of stator fault in synchronous generator without the knowledge of the healthy state”, Electrimacs 2017, Toulouse, France, 4-6 juillet 2017, Paper ID137, [O].

CI.34 M. Irhouma, **R. Pusca**, E. Lefevre, D. Mercier, R. Romary, “Diagnosis of Induction Machines Using External Magnetic Field and Correlation Coefficient”, Sdemped 2017, Tinos, Grèce, 29 aout - 1 sept 2017, Paper 954 [O].

CI.35 H. Cherif, A. Menacer, R. Romary, **R. Pusca**, “Dispersion field analysis using Discrete Wavelet Transform for inter-turn stator fault detection in Induction Motors” Sdemped 2017, Tinos, Grèce, 29 aout - 1 sept 2017, Paper 901, [O].

CI.36 M. Irhouma, **R. Pusca**, E. Lefevre, D. Mercier, R. Romary “Information fusion of external flux sensors for detection of inter-turn short circuit faults in induction machines”, IECON 2017, Beijing, Chine, 29 oct. – 1 nov. 2017. pp. 8076-8081. [O].

CI.37 T. Ameid, A. Menacer, R. Romary, **R. Pusca**, H.Talhaoui, “DWT for Rotor Bars Fault Detection Applied to Backstepping Control Induction Motor Drive in Low-Speed”, IECON 2017, Beijing, Chine, 29 oct. – 1 nov. 2017 pp. 8059-8064. [O].

CI.38 A. N'Diaye, Y. Ait-Amirat, A. Djerdir, **R. Pusca** and R. Romary, "Fault Detection through Magnetic Field Measurement of Permanent Magnet Machines with Reversed Structure," **2017 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)**, Belfort, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/VPPC.2017.8330884. [O].

CI.39 Azzoug Y, Menacer A, **Pusca R**, Romary R, Ameid T, Ammar A. "Fault Tolerant Control for Speed Sensor Failure in Induction Motor Drive based on Direct Torque Control and Adaptive Stator Flux Observer." 2018 Int. Conf. Appl. Theor. Electr., IEEE; 2018, p. 1–6. doi:10.1109/ICATE.2018.8551478. [O].

CI.40 R. Romary, **R. Pusca**, E. Touti, V. Cazac, P. Livinti and I. Nuca, "Integration of a Self-Excited Induction Generator in a Low Power Multisource Remote Site," **2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)**, Alexandroupoli, 2018, pp. 257-262, doi: 10.1109/ICELMACH.2018.8507257. [O].

CI.41 G.A. Capolino, R. Romary, H. Hénao, **R. Pusca**, "State of the Art on Stray Flux Analysis in Faulted Electrical Machines". Workshop on Electrical Machine Design, Control and Diagnosis, WEMDCD2019, 22-23 Avril 2019, Athènes, Grèce, pp. 181-191. [O].

CI.42 M. Irhoumah (D), **R. Pusca**, E. Lefevre, D. Mercier, R. Romary, "Information fusion with Correlation Coefficient for detecting inter-turn short circuit faults in asynchronous machines", SDEMPED 2019, Toulouse, France, 27-30 Aout 2019. [P].

CI.43 Ameid T, Talhaoui H, Ammar A, Azzoug Y, **Pusca R**, Romary R, et al. "Hardware Implementation of Modified Backstepping Control for Sensorless Induction Motor Drive." IECON 2019 - 45th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc., IEEE; 2019, pp. 1077–82.

doi:10.1109/IECON.2019.8926795. [O].

CI.44 A. Allal, R. Romary, **R. Pusca**, B. Chetate, A. Khechkhouche, Z. Driss, "Comparative study of diagnostic techniques of the induction motor by analyzing the normalized spectrum by the healthy spectrum", ICME'2019, Monastir, Tunisie, Décembre 2019. [O].

CI.45 Azzoug Y, **Pusca R**, Sahraoui M, Ammar A, Romary R, Marques Cardoso AJ. "A Single Observer for Currents Estimation in Sensor's Fault-Tolerant Control of Induction Motor Drives." 2019 Int. Conf. Appl. Autom. Ind. Diagnostics, 25-27 September 2019, Elazig, Turkey IEEE; 2019, pp. 1–6. doi:10.1109/ICAAID.2019.8934969. [O].

CI.46 Azzoug Y, Sahraoui M, **Pusca R**, Ameid T, Romary R, Cardoso AJM. "A Variable Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Without Current Sensors." 2020 IEEE 29th Int. Symp. Ind. Electronics, IEEE; 2020, pp. 1523–8. doi:10.1109/ISIE45063.2020.9152572. [O]. video

CI.47 M. Irhoumah, **R. Pusca**, E. Lefèvre, D. Mercier, and R. Romary, "Adapted coil sensors for measuring the external magnetic field of electrical machines", ICEEIT 2020 (International Conference on Electrical Engineering and Information Technology), Benghazi, Libya, 3-5 Mar 3, 2020.

CI.48 R. Cousseau, R. Romary, **R. Pusca** and E. Semail, "Two-Slot Coil Pitch For Five-Phase Integrated Permanent Magnet Synchronous Machine, "2020 International Conference on Electrical Machines" (ICEM), Gothenburg, 2020, pp. 1615-1620, doi: 10.1109/ICEM49940.2020.9271037. [O]. video

CI.49 S. Sbaa, N. Bessous, **R. Pusca** and R. Romary, "A comparative study dedicated to rotor failure detection in induction motors using MCSA, DWT, and EMD techniques," 2020

International Conference on Electrical Engineering (ICEE), Istanbul, Turkey, 2020, pp. 1-11, doi: 10.1109/ICEE49691.2020.9249774. [O] video.

CI.50 R. Pusca, R. Romary, N. Bessous and S. Sbaa, "Comparative Study between Two Diagnostic Techniques Dedicated to the Mechanical Fault Detection in Induction Motors," 2020 International Conference on Electrical Engineering (ICEE), Istanbul, Turkey, 2020, pp. 1-8, doi: 10.1109/ICEE49691.2020.9249884. [O]. video

CI.51 Bessous N., **Pusca R.**, Romary R. and Saba S., "Rolling Bearing Failure Detection in Induction Motors using Stator Current, Vibration and Stray Flux Analysis Techniques," IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Singapore, 2020, pp. 1088-1095, doi: 10.1109/IECON43393.2020.9254401. [O] video

CI.52 W. Bentrach, N. Bessous, S. Sbaa, **R. Pusca** and R. Romary, "A Comparative Study between the adaptive wavelet transform and DWT Methods Applied to an Outer Raceway Fault Detection in Induction Motors based on the Frequencies Analysis," *2020 International Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, Istanbul, Turkey, 2020, pp. 1-7, doi: 10.1109/ICEE49691.2020.9249925. [O] video

CI.53 A.Belkhadir, D. Belkhatat, Y. Zidani, **R. Pusca**, R. Romary, O-Ali Dabaj, « Analytical Modelling and Torque Ripple Reduction for Permanent Magnet Synchronous Motor with Stator Winding Unbalance Fault », The First International Conference in Mechanical Industrial Energy System and Automotive Technology (ICMIESAT2021), 25-26 Juin, Oujda, Marocco, 2021 [O].

CI.54 M. Irhoumah, **R. Pusca**, E. Lefevre, D. Mercier and R. Rromary, "Evaluation of the voltage supply unbalance and detection of the short-circuit faults in induction machine through the neighboring magnetic field," 2021 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE), 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICATE49685.2021.9465061.

CI.55 R Cousseau, R. Romary, F. Balavoine, M. Irhoumah, **R. Pusca**, « Comparative Study of Permanent Magnet Synchronous Machine vs Salient Pole Synchronous Machine in High Temperature Application. », 20th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering, ISEF 20-23 September, Cracovia, Poland. 2021, [O].

CI.56 A.Belkhadir, D. Belkhatat, Y. Zidani, **R. Pusca**, R. Romary, « Torque Ripple Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor using Adaptive Ant Colony Optimization,» 8th International Conference on Control Decision and Information Technologies, (CoDIT2022), 17-20 May, Istanbul, Turkey, 2022, [O].

3 Actes des conférences nationales à comité de lecture CNCL :

CN.1 R. PUSCA, J.P. MANATA, J.F. BRUDNY, I. NUCA (PR, MO). "Générateurs asynchrones en site isolé : sur une stratégie de contrôle tension-fréquence". EF09, COMPIEGNE, France, Septembre 2009, ref. P44. [P]

CN.2 D. MERCIER, E. LEFEVRE, **R. PUSCA**, C. DEMIAN, R. ROMARY, " Etude préliminaire de l'application de la fusion d'informations pour de défauts de bobinage de machines à courant alternatif " 21e Rencontres Francophones sur la Logique Floue et ses Applications (LFA 2012), Compiègne, France, pp.87-94, Novembre 15-16, 2012. [O].

CN.3 M. Irhouma, **R. Pusca**, E. Lefevre, D. Mercier, R. Romary, « Diagnostic de machines électriques utilisant six capteurs de champ extérieur », JCGE 2107, Arras, France, 30 mai – 1 juin, 2017.[P].

CN.4 M. Irhoumah, **R. Pusca**, E. Lefèvre, D. Mercier, and R. Romary, “Utilisation de deux capteurs de champ extérieur pour la détection des défauts de type court-circuit entre spires dans les machines synchrones,” in SGE juillet, Nancy, France, 2018, pp. 1–8. [P]

CN.5 Azzoug Y, Menacer A, Romary **R, Pusca R**, Ameid T. “Etude et Implantation Expérimentale de la Commande Vectorielle Sans Capteurs de Courant d’un Moteur à Induction à Base d’un Observateur Adaptatif.” 2018 Symposium de Génie Electrique (SGE 2018), 3-5 juillet, Nancy, France, 2018, pp. 1–8. [P]

CN.6 Azzoug Y, **Pusca R**, Sahraoui M, Romary R. “Commande Directe du Couple Tolérante aux Défauts des Capteurs de Courant pour l’Entraînement d’un Moteur à Induction.” 2019 Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique 11-14 juin, Ile d’Oléron, France, 2019, [P].

CN.7 A. Allal, R. Romary, **R. Pusca**, B. Chetate, B. Razika « Diagnostic des défauts statoriques des génératrices à induction d’une éolienne par les variations spectrales de l’amplitude du fondamental ». National symposium on green energies NSGE’10, 9 June, University of El Qued, Algeria, 2019, [P].

4 Publications dans les revues nationales à comité de lecture RNCL :

RN.1. D. Thailly, R. Romary, **R. Pusca**, J.F. Brudny. "Correlation between radial vibrations and external radial magnetic field in induction machines. Application to electrical fault diagnosis". Annales de l'Université de Craiova (Roumanie), Annals of the University of Craiova, Electrical Series, Vol. 31 (1), 2007, pp.381-384. ISSN 1842-4805, Editura Universitaria, Craiova, Ro

RN.2 Vadim Cazac, Ilie Nuca, **Remus Pusca**. Modèleing of the temperature control system of injection molding machine. Annals of the University of Craiova, Electrical Series, Vol. 36 (1), 2012, pp.345-349, ISSN: 1842-4805, Editura Universitaria, Craiova, Ro.

RN.3 J. Rambu, V. Mihalachi, A. Rancu, AL. Motroi, V. Esanu, I. Nuca, S. Ivanov, J.F. Brudny, **R. Pusca**. "Vector control systems developments for traction asynchronous motors". Buletinul Institutului Politehnic din Iasi, Tomul LVI (LX), Fasc. 4, 2010, pp. 93-101.

RN.4 E. Bahri, **R. Pusca**, R. Romary, D. Belkhat, “Modèleing and Torque Ripple Control in Faulty SPMSM”, Annals of the University of Craiova, Electrical Engineering Series, Vol. 40(1) 2016, pp. 9–16, ISSN: 1842-4805, Editura Universitara, Craiova, Ro.

5 Actes à caractère pédagogique

RN.5 M. Irhouma, **R. Pusca**, E. Lefevre, D. Mercier, R. Romary, « Diagnostic de machines électriques utilisant six capteurs de champ extérieur », Revue 3EI, vol. 90, octobre 2017, pp. 30-36.

RN.6 M. Irhoumah, **R. Pusca**, E. Lefèvre, D. Mercier, and R. Romary, “Utilisation de deux capteurs de champ extérieur pour la détection des défauts de type court-circuit entre spires dans les machines synchrones,” La Revue 3EI, n°97 Juillet 2019, pp.20-28

6 Chapitre d’ouvrage

OS.1 **Remus PUSCA**, Raphael ROMARY, Adrian CEBAN. Chapter 14 "Use of external magnetic field for supervision and diagnosis of electrical traction motors" for Autonomous Vehicles: Intelligent Transport Systems and Smart Technologies Authors / Editors: Nicu Bizon,

Lucian Dascalescu and Naser Mahdavi Tabatabaei, NOVA Publishers 2014 - ISBN: 978-1-63321-326-5

OS.2 Ezzeddine Touti , **Remus Pusca** , J. Francois Brudny, Abdelkader Chaari, “Self-excited Induction Generator in Remote Site” Reactive Power Control in AC Power Systems, Fundamentals and Current Issues, Editors: Naser Mahdavi Tabatabaei, Ali Jafari Aghbolaghi, Nicu Bizon, Frede Blaabjerg ISBN: 978-3-319-51117-7 (Print) 978-3-319-51118-4, Chapter 13, pp: 517-545, 2017, Book series Power Systems, Springer.

OS.3 Remus Pusca, Eric Lefevre, David Mercier, Raphael Romary and Miftah Irhoumah, “Diagnosis of Electrical Machines by External Field Measurement”, Electrical Systems 1, From Diagnosis to Prognosis/ Editors: Abdenour Soualhi, Jean Monnet University, France, Hubert Razik, University Lyon I, France, Wiley 2020, ISBN : 9781786304650 Chapter 1, pp. 1-36,

Annexe 2**Liste des enseignements**

Le tableau ci-dessous présente les enseignements que j'ai réalisés à l'IUT de Béthune depuis mon arrivé en septembre 2003. Depuis l'année 2015 je suis titulaire de la PEDR et ma charge d'enseignement a été réduite et limitée à 50 h supplémentaires.

Année	GEII	Nom du module	Nombre d'heures,	Total ETD
2003-2005	FI 1ère année	Analyse des signaux et circuits électriques,	TP : 28	252
	FI 1ère année	Electrotechnique et électronique de puissance	TP : 56	
	FI 1ère année	Equipement électrique	TP : 56	
	FI 2ème année	Conversion statique de l'énergie	TP : 16	
	FI 2ème année	Entrainements électriques	CM12, TD : 18, TP : 16	
	F APP 1ère année	Analyse des signaux et circuits électriques,	TP : 56	
	F APP 1ère année	Electrotechnique et électronique de puissance	TP : 28	
	F APP 1ère année	Equipement électrique	TP : 28	
	F APP 2ème année	Systèmes informatisés : microprocesseurs	TP : 40	

Année	GEII	Nom du module	Nombre d'heures,	Total ETD
2005-2006	FI 1ère année	Distribution et sécurité des systèmes électriques	TP : 16	244
	FI 1ère année	Inductances et transformateurs	TP : 32	
	FI 1ère année	Machines à courant continu et redressement	TP : 32	
	FI 1ère année	Equipement électrique	TP : 24	
	FI 1ère année	Architecture des Systèmes à processeurs	TP : 56	
	FI 2ème année	Conversion statique de l'énergie	TP : 16	
	FI 2ème année	Entrainements électriques	CM12, TD : 18, TP : 16	

	F APP 1ère année	Distribution et sécurité des systèmes électriques	TP : 32	
	F APP 1ère année	Inductances et transformateurs	TP : 32	
	F APP 1ère année	Machines à courant continu et redressement	TP : 16	
	F APP 2ème année	Systèmes informatisés : microprocesseurs	TP : 40	

Année	GEII	Nom du module	Nombre d'heures,	Total ETD
2006-2007	FI 1ère année	Distribution et sécurité des systèmes électriques	TP : 16	270
	FI 1ère année	Inductances et transformateurs	TP : 16	
	FI 1ère année	Machines à courant continu et redressement	TP : 16	
	FI 1ère année	Equipement électrique	TP : 24	
	FI 1ère année	Etude et réalisation	TP : 28	
	FI 1ère année	Architecture des Systèmes à processeurs	TD : 20 TP : 56	
	FI 2ème année	Convertisseurs	TP : 28	
	FI 2ème année	Electrotechnique et électronique de puissance, compléments,	CM : 10, TD : 16,	
	F APP 1ère année	Distribution et sécurité des systèmes électriques	TP : 32	
	F APP 1ère année	Inductances et transformateurs	TP : 32	
	F APP 1ère année	Machines à courant continu et redressement	TP : 16	
	F APP 2ème année	Equipement électrique	TP : 16	
	F APP 2ème année	Electrotechnique et électronique de puissance, compléments,	TP : 48	

Année	GEII	Nom du module	Nombre d'heures,	Total ETD
	FI 1ère année	Equipement électrique	TP : 24	
	FI 1ère année	Etude et réalisation	TP : 28	
	FI 1ère année	Architecture des Systèmes à processeurs	TP : 28	
	FI 2ème année	Convertisseurs	TP : 28	

2007-2008	FI 2ème année	Electrotechnique et électronique de puissance, compléments,	CM : 10, TD : 16,	289
	FI 2ème année	Electronique numérique,	CM 8, TD : 10, TP12	
	F APP 1ère année	Distribution et sécurité des systèmes électriques	TP : 16	
	F APP 1ère année	Systèmes du 2 ^{ème} ordre, filtres	CM 8, TD : 8, TP12	
	F APP 1ère année	Inductances et transformateurs	TP : 32	
	F APP 1ère année	Machines à courant continu et redressement	TP : 16	
	F APP 1ère année	Equipement électrique	TP : 16	
	F APP 1ère année	Autocad, réalisation des schémas électriques	TP : 32	
	F APP 2ème année	Etude et réalisation	TP : 24	
	F APP 2ème année	Electrotechnique et électronique de puissance, compléments,	TP : 56	

Année	GEII	Nom du module	Nombre d'heures,	Total ETD
2008-2009	FI 1ère année	Equipement électrique	TP : 48	263
	FI 1ère année	Machines à courant continu et redressement	CM 8, TD : 24, TP16	
	FI 1ère année	Architecture des Systèmes à processeurs	TP : 28	
	FI 1ère année	Systèmes du 2 ^{ème} ordre, filtres	TP : 12	
	FI 2ème année	Electrotechnique et électronique de puissance, compléments,	TD : 26,	
	FI 2ème année	Electronique numérique,	TD : 18, TP12	
	F APP 1ère année	Systèmes du 2 ^{ème} ordre, filtres	CM 8, TD : 8, TP12	
	F APP 1ère année	Equipement électrique	TP : 16	
	F APP 1ère année	Autocad, réalisation des schémas électriques	TP : 32	
	F APP 2ème année	Convertisseurs et Machine à courant alternatif	TP : 12	
F APP 2ème année	Energies Renouvelables	TP : 16		

Année	GEII	Nom du module	Nombre d'heures,	Total ETD
2009-2010	FI 1ère année	Equipement électrique	TP : 24	262
	FI 1ère année	Machines à courant continu et redressement	CM 8, TD : 24, TP32	
	FI 1ère année	Architecture des Systèmes à processeurs	TP : 28	
	FI 1ère année	Systèmes du 2 ^{ème} ordre, filtres	TP : 12	
	FI 1ère année	Inductances et transformateurs	TP : 12	
	FI 2ème année	Convertisseurs et Machine à courant alternatif	TP : 16	
	FI 2ème année	Energies Renouvelables	TP : 12	
	FI 2ème année	Electrotechnique et électronique de puissance, compléments,	TD : 26,	
	FI 2ème année	Autocad, réalisation des schémas électriques	TD : 18, TP24	
	F APP 1ère année	Systèmes du 2 ^{ème} ordre, filtres	CM 8, TD : 8, TP12	
	F APP 1ère année	Equipement électrique	TP : 16	
	F APP 1ère année	Architecture des Systèmes à processeurs	TP : 24	
	F APP 1ère année	Etude et réalisation	TP : 16	
	F APP 2ème année	Convertisseurs et Machine à courant alternatif	TP : 12	
F APP 2ème année	Energies Renouvelables	TP : 16		

Année	GEII	Nom du module	Nombre d'heures,	Total ETD
	FI 1ère année	Systèmes du 2 ^{ème} ordre, filtres	TP : 12	
	FI 1ère année	Inductances et transformateurs	TP : 16	
	FI 1ère année	Machines à courant continu et redressement	CM 8, TD : 24, TP32	
	FI 1ère année	Equipement électrique	TP : 24	

2010-2011	FI 1ère année	Architecture des Systèmes à processeurs	TP : 28	238
	FI 2ème année	Electrotechnique et électronique de puissance, compléments,	TD : 26,	
	FI 2ème année	Autocad, réalisation des schémas électriques	TD : 18, TP12	
	F APP 1ère année	Systèmes du 2 ^{ème} ordre, filtres	CM 8, TD : 8, TP12	
	F APP 1ère année	Etude et réalisation	TP : 16	
	F APP 1ère année	Autocad, réalisation des schémas électriques	TP : 16	
	F APP 2ème année	Convertisseurs	TP : 28	
	F APP 2ème année	Etude et réalisation	TP : 24	

Année	GEII	Nom du module	Nombre d'heures,	Total ETD
2011-2012	FI 1ère année	Systèmes du 2 ^{ème} ordre, filtres	TP : 12	252
	FI 1ère année	Inductances et transformateurs	TP : 16	
	FI 1ère année	Machines à courant continu et redressement	CM 8, TD : 24, TP32	
	FI 1ère année	Equipement électrique	TP : 24	
	FI 1ère année	Architecture des Systèmes à processeurs	TP : 56	
	FI 2ème année	Electrotechnique et électronique de puissance, compléments,	TD : 26,	
	FI 2ème année	Autocad, réalisation des schémas électriques	TD : 18, TP12	
	F APP 1ère année	Systèmes du 2 ^{ème} ordre, filtres	CM 8, TD : 8, TP12	
	F APP 1ère année	Etude et réalisation	TP : 16	
	F APP 1ère année	Autocad, réalisation des schémas électriques	TP : 16	
DUMSE	Réseaux électriques	30 TD		

Année	GEII	Nom du module	Nombre d'heures,	Total ETD
	FI 1ère année	Inductances et transformateurs	TP : 16	

2012-2013	FI 1ère année	Machines à courant continu et redressement	CM 8, TD : 24, TP32	228
	FI 1ère année	Equipement électrique	TP : 24	
	FI 1ère année	Architecture des Systèmes à processeurs	TP : 28	
	FI 2ème année	Electrotechnique et électronique de puissance, compléments,	TD : 26,	
	FI 2ème année	Autocad, réalisation des schémas électriques	TD : 18, TP12	
	F APP 1ère année	Systèmes du 2 ^{ème} ordre, filtres	CM 8, TD : 8, TP12	
	F APP 1ère année	Etude et réalisation	TP : 16	
	F APP 1ère année	Architecture des Systèmes à processeurs	TP : 24	
	DUMSE	Equipements électriques	28 TD	

Année	GEII	Nom du module	Nombre d'heures,	Total ETD
2013-2014	FI 1ère année	Réseaux électriques	TP : 12	288
	FI 1ère année	Machines à courant continu et redressement	CM 8, TD : 24, TP20	
	FI 1ère année	Informatique embarquée	TP : 28	
	FI 1ère année	Réalisation Electrique et Programmée	CM 4, TD : 8, TP28	
	FI 2ème année	Machines à courant alternatif	TD : 26,	
	FI 2ème année	Autocad, réalisation des schémas électriques	TD : 18, TP12	
	F APP 1ère année	Réseaux électriques	CM 8, TD : 10, TP16	
	F APP 1ère année	Informatique embarquée	TP : 24	
	F APP 1ère année	Etude et réalisation	TP : 16	
	DUMSE	C.A.O.	28 TD	

Année	GEII	Nom du module	Nombre d'heures,	Total
--------------	-------------	----------------------	-------------------------	--------------

				ETD
2014-2015	FI 1ère année	Réseaux électriques	TP : 24	376
	FI 1ère année	Machines à courant continu et redressement	CM 8, TD : 24, TP20	
	FI 1ère année	Informatique embarquée	TD 20TP : 28	
	FI 1ère année	Réalisation Electrique et Programmée	CM 4, TD : 8, TP56	
	FI 2ème année	Outils logiciels pour la réalisation des schémas électriques	TP56	
	F APP 1ère année	Réseaux électriques	CM 8, TD : 10, TP16	
	F APP 1ère année	Informatique embarquée	TP : 24	
	F APP 1ère année	Etude et réalisation	TP : 16	
	F APP 2ème année	Outils logiciels pour la réalisation des schémas électriques	TP28	
	DUMSE	C.A.O.	24TD	
	DUMSE	Electrotechnique.	12TD	

Année	GEII	Nom du module	Nombre d'heures,	Total ETD
2015-2016	FI 1ère année	Réseaux électriques	TP : 12	242
	FI 1ère année	Machines à courant continu et redressement	CM 8, TD : 12, TP20	
	FI 1ère année	Informatique embarquée	TP : 28	
	FI 1ère année	Réalisation Electrique et Programmée	CM 4, TD : 4, TP28	
	FI 2ème année	Outils logiciels pour la réalisation des schémas électriques	TP56	
	F APP 1ère année	Réseaux électriques	CM 8, TD : 10,	
	F APP 2ème année	Outils logiciels pour la réalisation des schémas électriques	TP28	
	DUMSE	C.A.O.	TD 14	
PEDR				

Année	GEII	Nom du module	Nombre d'heures,	Total ETD
	FI 1ère année	Réseaux électriques	CM 10, TD : 10, TP12	

2016-2017 PEDR	FI 1ère année	Conversion d'énergie	TP 20	241
	FI 1ère année	Informatique embarquée	TD 20 TP : 28	
	FI 1ère année	Réalisation Electrique et Programmée	CM 4, TD : 8, TP28	
	FI 2ème année	Outils logiciels pour la réalisation des schémas électriques	TP56	
	F APP 2ème année	Outils logiciels pour la réalisation des schémas électriques	TP56	

Année	GEII	Nom du module	Nombre d'heures,	Total ETD
2017-2018 PEDR	FI 1ère année	Réseaux électriques	CM 10, TD : 20, TP12	241
	FI 1ère année	Conversion d'énergie	TP 20	
	FI 1ère année	Informatique embarquée	TD 20 TP : 28	
	FI 1ère année	Réalisation Electrique et Programmée	CM 4, TD : 8, TP28	
	FI 2ème année	Outils logiciels pour la réalisation des schémas électriques	TP56	
	F APP 2ème année	Outils logiciels pour la réalisation des schémas électriques	TP28	

Année	GEII	Nom du module	Nombre d'heures,	Total ETD
2018-2019 PEDR	FI 1ère année	Réseaux électriques	CM 10, TD : 20, TP12	217
	FI 1ère année	Conversion d'énergie	TP 20	
	FI 1ère année	Informatique embarquée	TP : 28	
	FI 1ère année	Réalisation Electrique et Programmée	CM 4, TD : 4, TP28	
	FI 2ème année	Outils logiciels pour la réalisation des schémas électriques	TP56	
	F APP 2ème année	Outils logiciels pour la réalisation des schémas électriques	TP28	

Année	GEII	Nom du module	Nombre d'heures,	Total ETD
2019-2020 PEDR	FI 1ère année	Réseaux électriques	CM 10, TD : 20, TP12	245
	FI 1ère année	Conversion d'énergie	TP 20	
	FI 1ère année	Informatique embarquée	TP : 28	
	FI 1ère année	Réalisation Electrique et Programmée	CM 4, TD : 4, TP28	
	FI 2ème année	Outils logiciels pour la réalisation des schémas électriques	TP56	
	F APP 2ème année	Outils logiciels pour la réalisation des schémas électriques	TP56	

Année	GEII	Nom du module	Nombre d'heures,	Total ETD
2020-2021 PEDR	FI 1ère année	Réseaux électriques	TD : 28, TP12	248
	FI 1ère année	Informatique embarquée	TD 20 TP 36	
	FI 1ère année	Outils logiciels pour la réalisation des schémas électriques	TP60	
	FI 1ère année	Réalisation Electrique et Programmée	TD : 6, TP38	
	FI 2ème année	Conversion d'énergie	TP32	
	F APP 2ème année	Conversion d'énergie	TP16	

PARTIE II

SYNTHESE DES TRAVAUX DE RECHERCHE

Chapitre I

ETUDE SUR LA STABILITE ET LE CONTROLE D'UNE GENERATRICE ASYNCHRONE AUTO-EXCITE EN SITE ISOLE

Nomenclature

b_p^s	onde d'induction tournante générée par le bobinage statorique	V'	valeur efficace des tensions de sortie
$b_p^{r'}$	onde d'induction tournante générée par le bobinage rotorique dans le référentiel statorique	β	angle pour lequel le courant dans la phase q s'annule
g	glissement	Γ_e	couple électromagnétique
J	le moment d'inertie	Γ_f	couple de frottement
L^s	L'inductance cyclique principale de l'enroulement statorique	Γ_w	couple du vent exercé par les pôles
l^s	inductance de fuite statorique	Γ_p	couple des pertes
n_e^a	tours de l'enroulement rémanent	θ_l	angle d'annulation du courant $i_3'(t)$ dans la troisième phase
n^s	tours de l'enroulement statorique	$\varphi^{s's}$	l'argument de la charge placée en parallèle avec la batterie de condensateurs
n^r	tours de l'enroulement rotorique	ρ_n	déphasage entre le courant et la tension de l'harmonique d'ordre n
P_w	puissance du vent	ψ	angle de retard à l'amorçage
p	nombre des paires des pôles	Ω'	vitesse angulaire du rotor
r^s	résistance du bobinage statorique	Ω	vitesse du champ tournant
$r^{r'}$	résistance rotorique ramenée au stator.	ω	pulsation
V_1'	valeur efficace du fondamental de tension		
V_5'	valeur efficace de l'harmonique 5 de tension		

I. ETUDE SUR LA STABILITE ET LE CONTROLE D'UNE GENERATRICE ASYNCHRONE AUTO-EXCITEE EN SITE ISOLE

I.1 Introduction

Ce chapitre présente une synthèse de problématiques que j'ai étudiées sur l'utilisation d'une génératrice asynchrone auto-excitée (GAAE) dans un site isolé et sa possible intégration dans un système multi-sources souvent présent dans le cadre de l'îlotage ainsi que les interactions entre ce système et de la génératrice. Ces problématiques ont été étudiées dans la thèse d'E. Touti que j'ai co-encadrée avec J. F. Brudny et A. Chaari et présentées sous forme d'un chapitre d'ouvrage et articles dans des conférences et revues scientifiques.

La production d'énergie sur les sites isolés est assez problématique et lorsque la demande de puissance est relativement limitée, les aérogénérateurs asynchrones triphasés souvent associés à d'autres sources d'énergie comme c'est le cas des groupes diesel [Bha97, [Gan92, Sha10] et panneaux solaires [Bha18], semblent être une alternative intéressante pour répondre à ce besoin. L'utilisation d'une génératrice asynchrone pour équiper des éoliennes est assez répandue compte tenu de son prix relativement bas, de sa robustesse [Sie98], de son entretien moins fréquent et de sa capacité de fonctionnement dans des conditions climatiques sévères. Cependant, l'utilisation de cette machine en fonctionnement auto-excitée rencontre une certaine réticence dans la mesure où son fonctionnement dans le cadre de ces applications est assez mal maîtrisé et son comportement est plus difficile à être caractérisé surtout dans le fonctionnement isolé ou autonome quand un certain nombre de problèmes apparaissent tels que le contrôle de la tension, le contrôle de la fréquence et d'auto-amorçage [Osk21].

Selon la nature des charges connectées aux bornes de la génératrice, son fonctionnement caractérisé du point de vue électrique par une tension, un courant et une fréquence, varie sur l'application d'une puissance constante à l'entrée de l'arbre moteur et dans certains cas conduit à des fortes variations de la tension, voire même à un désamorçage de la machine d'où la nécessité d'une étude approfondie sur son mode de fonctionnement. La solution souvent rencontrée dans la littérature pour remédier à ce manque est de mettre en œuvre des techniques de réglage (en utilisant des convertisseurs) relativement complexes pour contrôler la tension et la fréquence à la sortie de l'aérogénérateur [Ash18, Kal16, Lop06, Mai05, Vol13]. Cependant sur certains sites critiques soumis aux contraintes climatiques où une main d'œuvre qualifiée dans un environnement suffisamment proche n'existe pas, une autre solution est envisageable. Cela consiste dans une stratégie de réglage relativement simple qui permet, lors d'un asservissement classique de la tension, de maintenir, la fréquence des signaux quasi-constante. Cette stratégie utilise une approche analytique basée sur la notion de générateur équivalent de tension connecté au stator à une batterie de condensateurs avec le rôle de fournir la puissance réactive nécessaire à la magnétisation de la machine. Développé en [Pes03, Bru05, Roi02], avec l'avantage d'une formulation plus physique des équations de fonctionnement, ce modèle analytique est utilisé en [Bru08, Tou13] pour étudier la stabilité du GAAE en régime dynamique ainsi que d'établir les limites du fonctionnement.

Après une présentation succincte du modèle analytique pris en compte dans l'étude de la génératrice, certains résultats issus de la simulation seront détaillés et comparés avec ceux obtenus par la pratique. Plusieurs cas de fonctionnement sont considérés : tout d'abord le comportement d'une génératrice alimentant un récepteur résistif est analysé puis, celui d'une génératrice alimentant un récepteur résistif-inductif. L'influence de la saturation ainsi que

l'amorçage de la génératrice font également partie des problématiques étudiées. L'objectif principal de l'étude est l'utilisation de la GAAE fonctionnant en site isolé à fréquence quasi constante lors de l'asservissement de la tension délivrée tout en évitant son décrochage. Pour cela des procédures de réglage sont proposées, basées sur des expressions analytiques fiables de la pulsation de fonctionnement et du glissement de la GAAE en prenant en compte tous les éléments qui le définissent pour prémunir le générateur des perturbations engendrées par la variation de la charge ou de la puissance du vent. L'originalité de la procédure concerne le contrôle de la fréquence basé sur des expressions analytiques aisément exploitables, ce qui ne nécessite pas une boucle de régulation.

I.2 Modélisation de la Génératrice Asynchrone Auto-Excitée

De manière générale, un modèle de machine électrique est défini par un système d'équations faisant apparaître des grandeurs spécifiques connues ou à déterminer en fonction de la problématique étudiée. L'utilisation des modèles analytiques est le meilleur moyen pour appréhender les phénomènes physiques dans la machine, cependant, elles nécessitent des hypothèses simplificatrices. C'est le cas du modèle considéré dans cette étude qui ne prend pas en compte les pertes fer, l'effet de peau, l'influence de la température, les courants de Foucault et dans un premier temps la saturation du circuit magnétique. Dans l'analyse, le premier harmonique de distribution de la force électromotrice créé par chaque phase du stator et du rotor est considéré.

La prédétermination des tensions simples qui apparaissent au stator de la génératrice asynchrone est basée sur un schéma monophasé équivalent de type « Générateur de tension ou de Thévenin » qui caractérise la machine asynchrone à p paires de pôles en considérant la convention moteur comme présenté sur la Figure 1.1 [Roi02, Roi03].

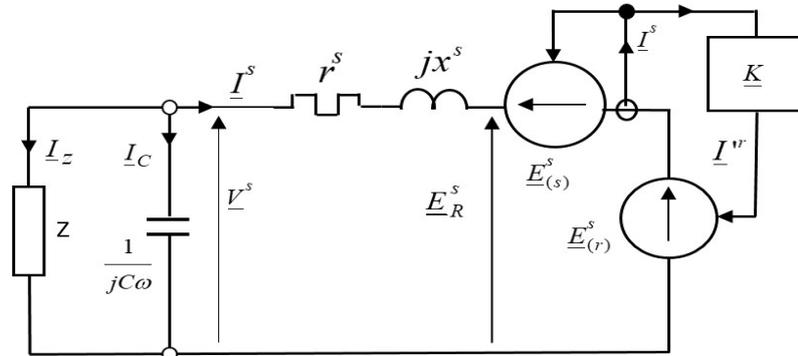


Figure 1.1 : Schéma monophasé équivalent de la GAAE débitant sur une charge quelconque

En mode isolé, l'auto-amorçage de la génératrice asynchrone n'est possible que s'il y a présence d'un champ magnétique rémanent dans la machine pris en compte dans le schéma par $\underline{E}_{(r)}^s$ et son fonctionnement si une capacité C fournit la puissance réactive nécessaire à la machine (et à la charge Z). En considérant que le bobinage statorique est parcouru par un courant triphasé sinusoïdal équilibré, le système d'équations qui décrit le schéma équivalent monophasé s'écrit sous la forme :

$$\begin{cases} \underline{V}^s = r^s \underline{I}^s + jx^s \underline{I}^s + \underline{E}_R^s \\ \underline{E}_R^s = \underline{E}_{(s)}^s + \underline{E}_{(r)}^s \end{cases} \quad (1.1)$$

avec

$$\begin{cases} \underline{E}_{(s)}^s = jX^s \underline{I}^s \\ \underline{E}_{(r)}^s = jX^s \underline{I}'^r \\ \underline{E}_R^s = jX^s \underline{I}_R^s \end{cases} \quad (1.2)$$

et les courants sont donnés par

$$\begin{cases} \underline{I}_R^s = \underline{I}^s + \underline{I}'^r \\ \underline{I}'^r = \underline{K} \underline{I}^s \\ \underline{K} = -jL^s g \omega / [r'^r + j(L^s + l'^r)g\omega] \end{cases} \quad (1.3)$$

Dans cette relation \underline{I}_R^s représente un courant fictif au stator qui crée le même effet magnétique que celui créé par \underline{I}^s et \underline{I}'^r . Le glissement g est obtenu à partir de la vitesse angulaire du rotor $\Omega' = (1-g)\Omega$ et de la vitesse de synchronisme $\Omega = \omega / p$, K est une variable donnée par $\underline{K} = \underline{I}'^r / \underline{I}^s$ et L^s l'inductance cyclique principale de l'enroulement statorique. La GAAE est caractérisée par les paramètres suivants :

$X^s = L^s \omega$ avec L^s l'inductance cyclique principale de l'enroulement statorique et ω la pulsation angulaire

$x^s = l^s \omega$ avec l^s l'inductance de fuite du bobinage statorique

$x'^r = \omega l'^r$ avec l'^r l'inductance de fuite rotorique ramenée au stator et r'^r la résistance rotorique ramenée au stator. Les inductances de fuites sont exprimées par $l^s = \lambda^s L^s$, $l'^r = \lambda^r L^s$, en considérant λ^s et λ^r petits devant l'unité.

Le diagramme vectoriel associé au schéma monophasé équivalent de la GAAE est présenté sur la Figure 1.2 où φ^s représente le déphasage de $-\underline{I}^s$ par rapport à \underline{V}^s qui évolue entre 0 et $\pi/2$. Ce diagramme est réalisé pour l'ensemble charge et condensateur connecté au stator en prenant en compte que le glissement g est négatif. Il est possible de remarquer que $-\varphi^r$ donne le déphasage de $\underline{E}_{(r)}^s = jX^s \underline{K} \underline{I}^s$ par rapport à $-\underline{I}^s$. Ce déphasage évolue entre 0 et $-\pi/2$ et peut s'exprimer par :

$$\begin{cases} \sin \varphi^r = g(X^s + x'^r) / \sqrt{r'^r{}^2 + g^2(X^s + x'^r)^2} \\ \cos \varphi^r = r'^r / \sqrt{r'^r{}^2 + g^2(X^s + x'^r)^2} \end{cases} \quad (1.4)$$

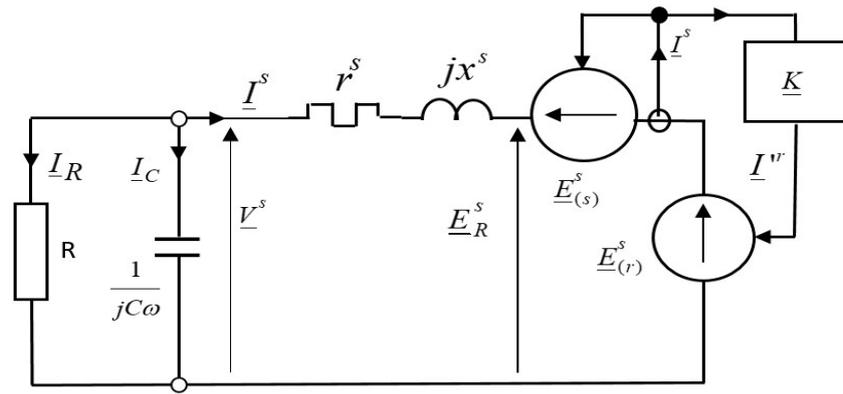


Figure 1.3 : Schéma monophasé équivalent de l'aérogénérateur débitant sur une charge résistive R

L'étude de la stabilité fréquentielle du générateur pour une variation de la charge, lorsque la puissance P_w transmise par le vent au générateur est constante passe par la détermination des expressions analytiques des ω , et g . En passant par le diagramme vectoriel associé au schéma monophasé équivalent de la génératrice asynchrone et en substituant ϕ^r , V^s et ϕ^s dans (1.5), on aboutit aux équations suivantes caractérisant le comportement de l'aérogénérateur :

$$\begin{cases} RCA' g^2 \omega^4 + E'' g^2 \omega^2 + L^{s2} r^{r'} g \omega^2 - D' RC \omega^2 + (r^s + R) r^{r'2} = 0 \\ A'' g^2 \omega^2 - Bg \omega^2 - D'' = 0 \end{cases} \quad (1.9)$$

avec

$$\begin{aligned} A'' &= L^2 (1 + \lambda^r) \{ L^s [1 - (1 + \lambda^r)(1 + \lambda^s)] - r^s RC(1 + \lambda^r) \} \\ B &= L^2 RC r^{r'} \\ E'' &= L^{s2} (1 + \lambda^r)^2 [R + r^s] \\ D'' &= [L^s (1 + \lambda^s) + r^s RC] r^{r'2} \end{aligned} \quad (1.10)$$

Les expressions de A' et D' sont obtenues à partir de A'' et D'' en négligeant la valeur de r^s ($r^s=0$). Cela conduit à obtenir:

$$\begin{aligned} A' &= L^2 (1 + \lambda^r) \{ L^s [1 - (1 + \lambda^r)(1 + \lambda^s)] \} \\ E' &= L^2 (1 + \lambda^r)^2 R \\ D' &= L^s (1 + \lambda^s) r^{r'2} \end{aligned} \quad (1.11)$$

Il faut noter que A'' et A' sont des quantités négatives alors que tous les autres termes sont positifs. L'analyse des équations du système (1.9) met en évidence que ω et g ne dépendent que de la charge R , de la capacité C et des paramètres qui caractérisent la machine. Cela suppose que pour une machine donnée (avec les paramètres imposés) celle-ci va se caler sur un point de fonctionnement indépendamment de la valeur de la puissance appliquée à l'arbre de la machine et que la fréquence du signal sera dépendante seulement du glissement lui-même dépendant de la charge.

1.3.1 Identification du point de fonctionnement de la GAEE

Les caractéristiques utilisées pour la génératrice asynchrone sont: 3kW, 380/660V, 50Hz, 1420tr/min. Des essais classiques ont conduit à définir les éléments suivants : $r^s = 8.66\Omega$, $r^{r'} =$

6Ω , $L^s = 534\text{mH}$, $l^s + l^r = 61\text{mH}$. Nous supposons pour les calculs que $l^s = 24.4\text{ mH}$ et $l^r = 36.6\text{ mH}$.

L'identification du point de fonctionnement peut être réalisée par la résolution du système d'équations (1.9). La première équation du système peut s'écrire sous la forme :

$$M_1 \omega^4 + N_1 \omega^2 + P_1 = 0 \quad (1.12)$$

avec M_1 , N_1 and P_1 donnés par

$$\begin{cases} M_1 = RCA' g^2 \\ N_1 = E'' g^2 + L^{s2} r^{rr} g - RCD' \\ P_1 = (R + r^s) r^{rr2} \end{cases} \quad (1.13)$$

A partir de (1.12) on obtient une équation du second degré en ω^2 avec deux racines ω_{11} et ω_{12} :

$$\omega^2 = -N_1 \left[1 \mp \sqrt{1 - 4M_1 P_1 / N_1^2} \right] / 2M_1 \quad (1.14)$$

La racine ω_{11} correspond au résultat obtenu du (1.14) pour un signe négatif en face du radical et ω_{12} pour un signe positif. Comme M_1 est négatif, la valeur du radical est supérieure à l'unité et ω_{11} est défini seulement si N_1 est négatif. Au contraire, en suivant le même raisonnement ω_{12} existe seulement si N_1 est positif. La limite d'existence pour chaque pulsation est donnée par la solution de la deuxième équation du système (1.13). Elle correspond à un glissement critique (négatif, car fonctionnement en génératrice) donné par l'expression :

$$g_{crit} = - \left[L^{s2} r^{rr} + \sqrt{L^{s4} r^{rr2} + 4D'RCE''} \right] / 2E'' \quad (1.15)$$

Compte tenu de (1.15), ω_{11} existe pour un glissement $g_{crit} < g < 0$ et ω_{12} pour $g < g_{crit} < 0$. La pulsation critique est obtenue à partir du (1.12) pour $N_1 = 0$ et A' négatif.

$$\omega_{crit} = \sqrt[4]{(-P_1 / M_{crit})} = \sqrt[4]{-(R + r^s) r^{rr2} / RCA' g_{crit}^2} \quad (1.16)$$

La deuxième équation du (1.9) est écrite sous la forme

$$\omega^2 = D'' / (A'' g^2 - Bg) \quad (1.17)$$

A partir de cette expression il sera retenu seulement la solution positive ω_2 donnée par

$$\omega_2 = \sqrt{D'' / (A'' g^2 - Bg)} \quad (1.18)$$

Une représentation graphique de ces expressions permet de trouver les points d'intersection correspondant aux solutions des deux équations.

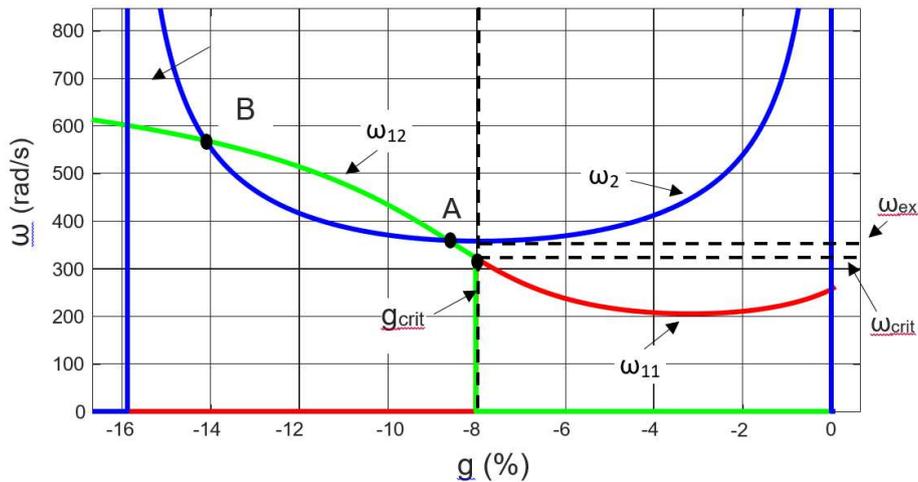


Figure 1.4 : Points de fonctionnement pour une charge R et C donnée

Compte tenu des expressions (1.14) et (1.18) les points possibles de fonctionnement (quand ils existent) sont les points d'intersection de la courbe ω_2 avec ω_{12} ou ω_{11} . La Figure 1.4 représente le cas décrit pour une charge $R_0=85\Omega$ et une capacité de $C_0=30\mu\text{F}$. Les autres paramètres de la machine sont donnés dans l'Annexe 1. La pulsation et le glissement critique sont également mis en évidence sur cette figure. On remarque que, si un point de fonctionnement existe il est caractérisé par un glissement compris entre 0 et $2g_{\min}$ avec g_{\min} le glissement correspondant à la pulsation minimale selon la courbe ω_2 qui est symétrique autour de ce point. Sur la Figure 1.4, g_{\min} n'est pas représenté pour ne pas surcharger la figure mais il n'est pas loin de g_{crit} . Il peut se déterminer en dérivant la deuxième équation du (1.9) $g_{\min} = B / 2A$. Pour l'exemple présenté, on trouve les valeurs numériques :

- $\omega_{\text{ex}} = 359.1 \text{ rad/s}$ et $g_{\text{ex}} = -8.64\%$
- $\omega_{\min} = 357.7 \text{ rad/s}$ et $g_{\min} = -7.94\%$
- $\omega_{\text{crit}} = 322.7 \text{ rad/s}$ et $g_{\text{crit}} = -8\%$

1.3.1.1 Identification des points de fonctionnement de la GAAE pour une capacité C maintenue constante

Variation de R pour $C = C_0 = 30\mu\text{F}$

L'exemple présenté sur la Figure 1.4 montre du point de vue théorique deux points de fonctionnement possible 'A' et 'B' pour la GAAE chargée par une charge résistive R . Cependant, le point 'B' est un point situé à haute vitesse de rotation qui ne correspond pas avec les performances mécaniques de la machine, par conséquent c'est un point à éviter. Il en résulte donc que lorsque R et C sont imposés, la machine va se caler sur le point A et restera fixe même si la puissance du vent au bout de l'arbre varie. Une analyse visuelle de la Figure 1.4 permet de remarquer qu'une variation du glissement dans un intervalle « raisonnable » $\sim (-10) < g < \sim (-6)$ (donc une variation de la charge) permet une fréquence aux bornes de la GAAE quasi constante. C'est ce principe qui sera proposé pour contrôler et stabiliser la GAAE.

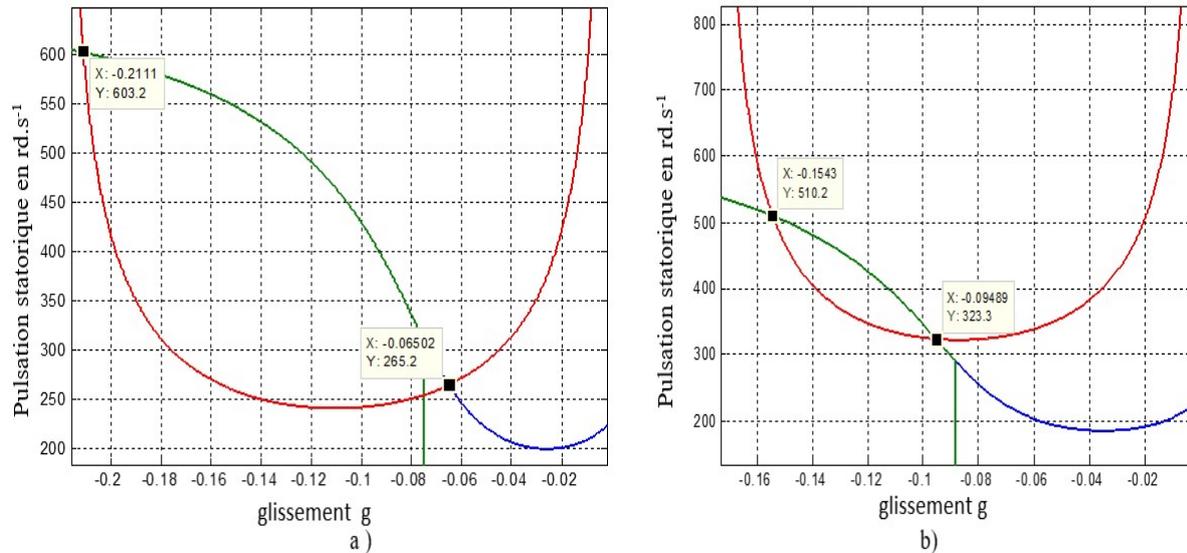


Figure 1.5 : Points de fonctionnement pour une charge R variable et une valeur de la capacité $C=C_0$ inchangée a) $R=103\Omega$ b) $R=72.5\Omega$

Selon la variation de la charge R pour une valeur de la capacité C maintenue constante $C=30\mu\text{F}$ le point de fonctionnement de la GAAE se déplace comme le montrent les Figures 1.5a et 1.5b. Une augmentation de R à 103Ω , ($R>R_0=82,5\Omega$) conduit à une diminution de la pulsation et à un déplacement du point 'A' correspondant à l'intersection des courbes $\omega_2(g)$ et $\omega_{11}(g)$ vers la droite à $\omega_{\text{ex}} = 265.2$ rad/s, ($f=42.2$ Hz). Un déplacement dans ce sens est limité par la perte des performances énergétiques de la machine.

Une diminution de R à 72.5Ω , ($R<R_0=82,5\Omega$) conduit à un déplacement de la caractéristique $\omega_2(g)$ vers une augmentation de la pulsation à $\omega_{\text{ex}} = 323.3$ rad/s, une augmentation du glissement g et un fonctionnement dans la zone incurvée caractérisé par une augmentation des pertes.

1.3.1.2 Identification des points de fonctionnement de la GAAE pour une résistance R maintenue constante

Variation de C pour $R_0=82.5\Omega$

Pour analyser l'influence de la capacité C sur le point de fonctionnement de la machine, il a été calculé l'évolution de la pulsation pour $R_0=82.5\Omega$. Cette évolution est présentée sur les Figures 1.6a et 1.6b. Une valeur de C , correspondant dans le cas présenté à $30\mu\text{F}$ conduit à une pulsation $\omega_{\text{ex}} = 348.6$ rad/s, ($f=55.48$ Hz) et un déplacement du point de fonctionnement 'A' vers la gauche. Une augmentation de la valeur de C à $43\mu\text{F}$ fait diminuer la valeur de la pulsation à $\omega_{\text{ex}} = 263.9$ rad/s, ($f=42$ Hz) et un déplacement du point de fonctionnement 'A' vers la droite. Dans ce cas, le glissement reste quasi constant car la GAAE fournit la même puissance active, la variation de la puissance réactive va avoir une influence sur la variation de la tension.

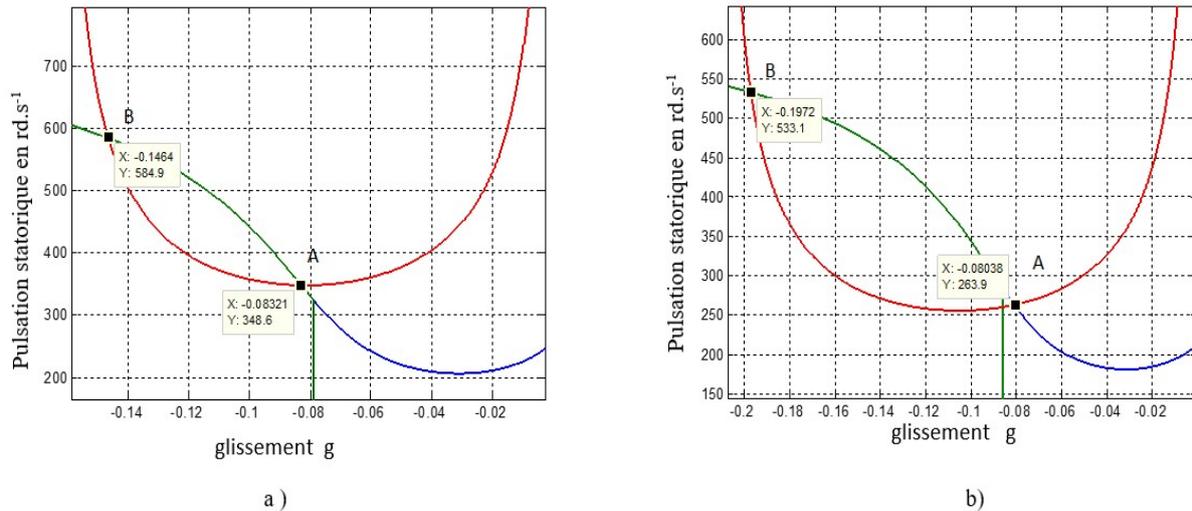


Figure 1.6 : Points de fonctionnement pour une charge C variable et une valeur de la résistance R_0 inchangée a) $C=30\mu F$ b) $C=43\mu F$

1.3.1.3 Identification des points de fonctionnement de la GAEE pour R et C variable avec le produit RC constant

Les deux études précédentes ont mis en évidence qu’une augmentation de R déplace le point de fonctionnement ‘A’ vers la droite alors qu’une diminution de la capacité le déplace vers la gauche. Comme l’objectif est de pouvoir maintenir une pulsation constante tout en faisant varier la charge R, une modification suivant la loi $RC=cst$ a été testée et ensuite proposée pour stabiliser la fréquence (pulsation). La variation du point de fonctionnement qui se déplace de la position ‘A1’ obtenue pour $R_1= 103\Omega$, $C_1=30\mu F$ vers la position ‘A2’ obtenue pour le couple $R_2= 72.5 \Omega$, $C_2=43\mu F$ est présentée sur la Figure 1.7. On remarque que le point de fonctionnement se déplace sur la même courbe ω_2 comme une bille qui glisse avec une tendance de stabilisation en bas de la courbe.

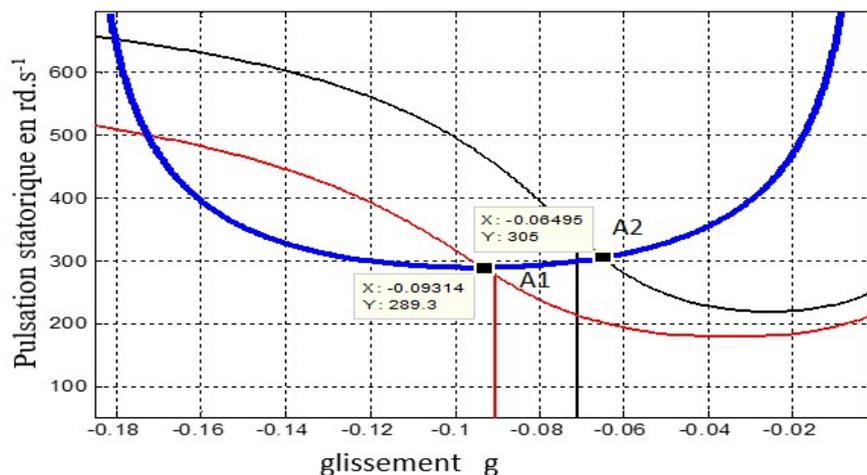


Figure 1.7 : Points de fonctionnement pour une modification suivant la loi $RC=cst$. Les deux valeurs de la charge sont $R_1= 103 \Omega$, $C_1=30\mu F$ et $R_2= 72.5 \Omega$, $C_2=43\mu F$

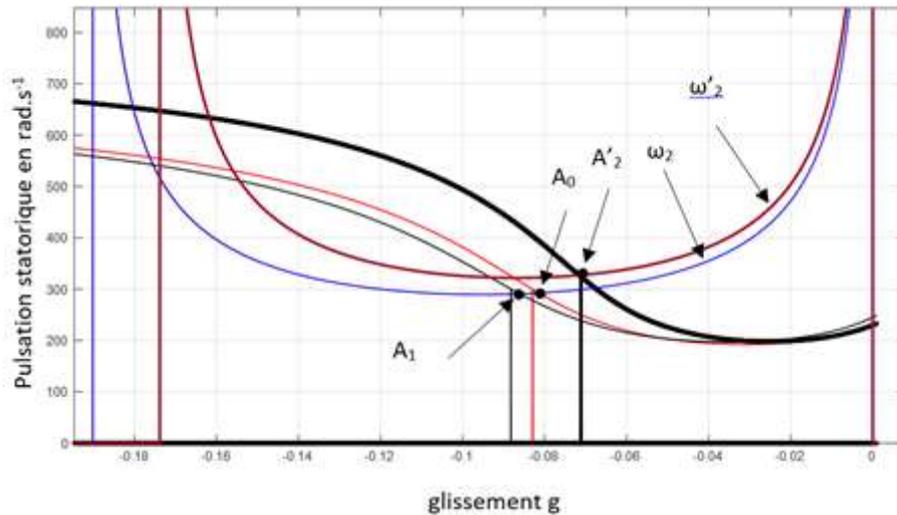


Figure 1.8 : Points de fonctionnement pour une modification suivant la variation des paramètres de façon différente : A_0 point de départ $R_0= 82.5 \Omega$, $C_0=37.5\mu F$, A_1 point donné par $R_1= 72.5 \Omega$, $C_1=43\mu F$ et A'_2 point donné par $R_2= 103 \Omega$, $C_2= C_0=37.5\mu F$

La Figure 1.8 présente sur le même graphique deux cas différents de variation de la charge. Le premier cas correspond à une variation de la charge en partant d'un point de référence ' A_0 ' donné par le couple $R_0= 82.5\Omega$, $C_0=37.5\mu F$ vers un point ' A_1 ' donné par le couple $R_1= 72.5\Omega$, $C_1=43\mu F$ pour lequel la contrainte $RC=cst$ est remplie. On remarque dans ce cas un glissement du point de fonctionnement sur la courbe ω_2 avec une très faible variation de la pulsation autour de 300 rad/s.

Le deuxième cas correspond à une variation de la charge en partant d'un même point de référence ' A_0 ' vers un point ' A_2 ' donné par le couple $R_2=103\Omega$, $C_1=C_0=37.5\mu F$ et correspondant à un changement qui ne respecte pas la loi $RC=cst$. Dans ce cas, le point de fonctionnement va se fixer sur une nouvelle courbe ω'_2 bien différente du cas précédent avec une variation relativement importante de la pulsation et donc de la fréquence correspondante à la tension fournie par le générateur.

1.3.1.4 Identification des points de fonctionnement de la GAAE pour un fonctionnement à fréquence quasi constante

Les Figures 1.7 et 1.8 ont mis en évidence l'importance de modifier simultanément la charge R et la capacité C pour garder une fréquence quasi constante de la tension et éviter les variations de vitesse. Pour une charge résistive, il convient de maintenir $\tan\varphi^{1s} = RC\omega = constant$ ou φ^{1s} représente l'argument de la charge R et de la capacité C places en parallèle. Dans le cas d'une fréquence quasi constante ($\omega = cst$) cette relation conduit à respecter une variation du couple R et C tout en gardant le produit $RC=constant$. Cette variation est présentée sur la Figure 1.9

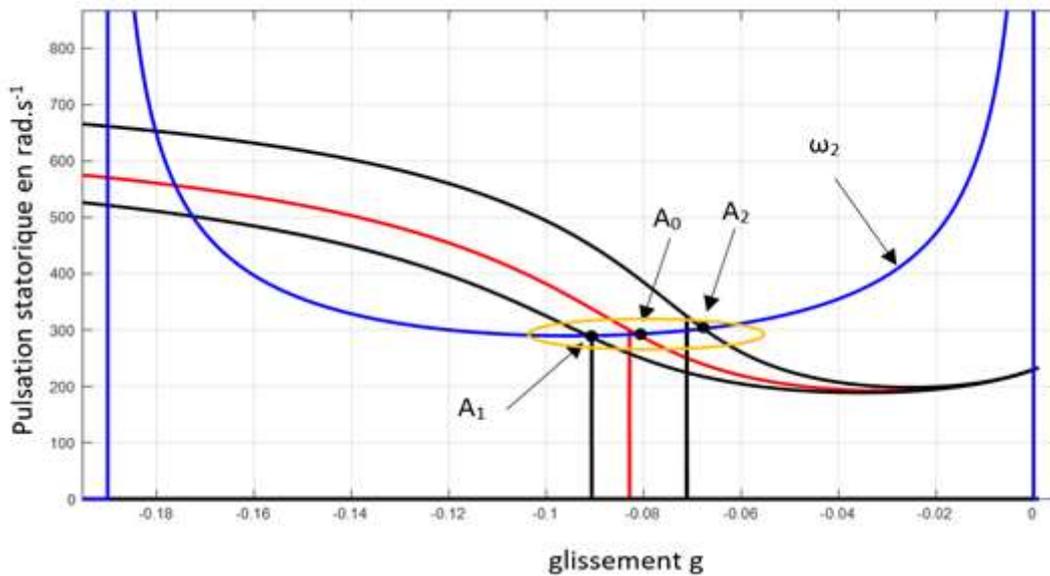


Figure 1.9 : Points de fonctionnement pour une modification suivant la loi $RC=cst$: A_0 point de départ $R_0=82.5\Omega$, $C_0=37.5\mu F$, A_1 point donné par $R_1=72.5\Omega$, $C_1=43\mu F$ et A_2 point donné par $R_2=103\Omega$, $C_2=30\mu F$

En prenant comme référence le point de fonctionnement caractérisé par $R_0=82.5\Omega$, $C_0=37.5\mu F$ les valeurs numériques retrouvées sont :

- point A_1 $\omega_{ex} = 289.9$ rad/s, ($f=46.1$ Hz) départ $R_1=72.5\Omega$, $C_1=43\mu F$, $RC=3117$ $g=-9.1\%$
- point A_0 $\omega_{ex} = 292.7$ rad/s, ($f=46.6$ Hz) départ $R_0=82.5\Omega$, $C_0=37.5\mu F$, $RC=3093$ $g=-8.1\%$
- point A_2 $\omega_{ex} = 302.4$ rad/s, ($f=48.1$ Hz) départ $R_2=103\Omega$, $C_2=30\mu F$, $RC=3117$ $g=-6.7\%$

Pour cette variation de charge, on remarque que la variation de la fréquence reste inférieure à 1.5 Hz d'où l'importance d'adapter la capacité C . Cela montre également que le choix de la charge R ne doit pas se faire de façon aléatoire, qu'il doit être corrélé avec la capacité, les paramètres de la GAEE, ses performances mécaniques et l'objectif de fréquence visée. Cependant une stabilité maximale de la fréquence et du fonctionnement de la machine s'obtient en positionnant le point de fonctionnement de la machine dans la cuvette de la courbe ω_2 et en faisant varier la charge pour rester proche de ce point.

Afin de vérifier la compatibilité du modèle développé avec le comportement pratique, les points de fonctionnement pour divers couples R et C ont été simulés et mesurés. Les résultats obtenus sont présentés dans le Tableau 1.1. On peut remarquer des valeurs très proches entre les deux cas [Pus09].

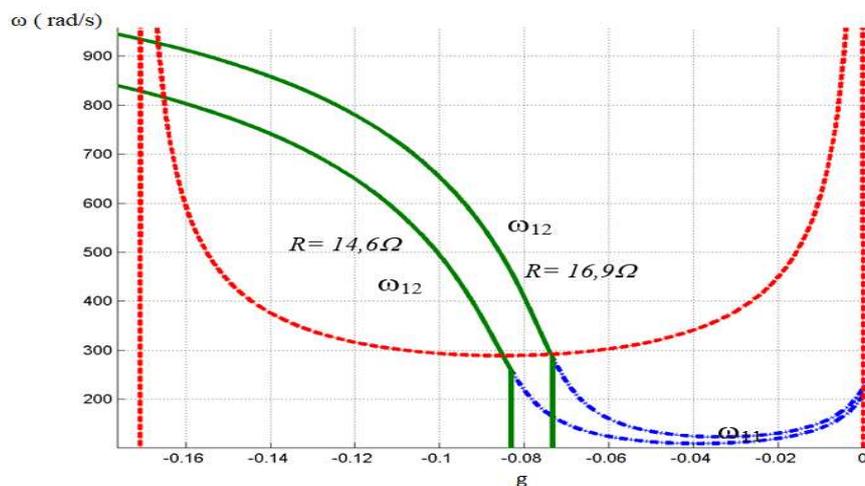
Par la suite, le cas de régulation de la fréquence à puissance du vent constante ($P_w=3.1$ kW) à l'entrée de la GAEE a été testé pour trois points de fonctionnement. Les valeurs sont données dans le Tableau 1.2 et leur positionnement sur la Figure 1.10. Le premier test a été réalisé pour $R_0=14.6\Omega$ et $C_0=99\mu F$. Le deuxième correspond au $R_1=16.9$ (16% de variation). La valeur de C_1 devrait être de $85.5\mu F$ pour maintenir le produit RC constant, mais compte tenu de notre batterie de condensateur nous avons utilisé $C_1=87\mu F$. Enfin pour disposer d'une comparaison nous avons également testé un troisième couple (R,C) tel que $R_2=16.9$ et $C_2=99\mu F$, c'est-à-dire que nous faisons varier uniquement la charge résistive sans agir sur la capacité dans le même temps.

Tableau 1.1 : Résultats des points de fonctionnement obtenus par simulation et par mesure

R (Ω)	C (μF)	ω (rad/s) valeur simulée (le point A)	ω (rad/s) valeur mesurée
27.6	62	293.5	292.2
34	50	317.3	317.3
27.5	67	280	279.6
34	54.5	300	301.6
33	62.5	280	277.7
27.6	75	261	260.8

Tableau 1.2 : Variation de la pulsation en fonction de la charge pour une puissance de la GAEE maintenue constante

R (Ω)	C (μF)	ω (rad/s) valeur simulée	f (Hz)	g (%)	ω (rad/s) valeur mesurée	g (%)	f (Hz)
14.6	99	290	46.15	8.5	294.1	9.4	46.8
16.9	85.5	288	45.83	7.5	291.5	7.8	46.39
16.9	99	260	41.38	7.3	260.8	7.9	41.5

Figure 1.10 : Variation du point de fonctionnement à $P_w = 3.1\text{kW}$, $RC = \text{cst}$ pour $R = 14.6 \Omega$, $C = 99\mu\text{F}$, puis $R = 16.9 \Omega$ et $C = 85.5\mu\text{F}$

La Figure 1.10 montre qu'en régime établi le fonctionnement à RC constant autour d'un point de fonctionnement judicieusement choisi permet de maintenir la pulsation de la GAEE à valeur quasi constante. Les légères fluctuations sont essentiellement dues au caractère non linéaire de la machine.

Il convient ensuite de s'intéresser à l'impact de cette stratégie de commande sur le comportement transitoire des tensions et des courants et aux instants de régulation de la tension par variation de la charge. Un relevé temporel de leurs variations est présenté sur les Figures 1.11a et 1.11b.

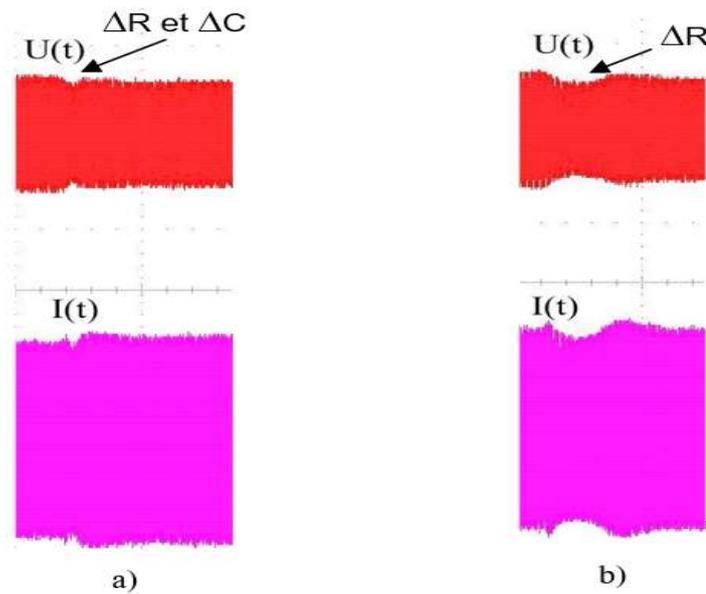


Figure 1.11 : Evolution de la tension et du courant pour deux modifications différentes de charge
a) variation avec produit $RC = \text{cst}$. $R_0 = 16.9 \Omega$ et $C_0 = 85.5 \mu\text{F}$, $R_1 = 14.6 \Omega$, $C_1 = 99 \mu\text{F}$ b) variation avec $C = 85.5 \mu\text{F}$ cst. $R_0 = 16.9 \Omega$ et $R_1 = 14.6 \Omega$, (échelle : 0.8 secondes / division)

Dans le cas de la Figure 1.11a, la capacité C a été modifiée simultanément avec la résistance R de manière à conserver le produit RC constant et de réduire le régime transitoire tandis que dans le cas de la Figure 1.11b seule la résistance a été modifiée. On remarque des valeurs différentes des tensions et des courants avec une augmentation de la durée du régime transitoire dans le deuxième cas.

1.3.2 Identification de la tension aux bornes de la GAAE

Au vu des modélisations, l'équation de la tension peut se déduire en partant de l'expression du couple électromagnétique exprimé de manière générale par le produit vectoriel de \vec{b}_p^s et \vec{b}_p^r définis dans un référentiel lié au stator qui représente les ondes d'induction d'entrefer tournantes générées respectivement par le stator et le rotor dans le référentiel statorique.

$$\Gamma_e = k \vec{b}_p^s \times \vec{b}_p^r \quad (1.19)$$

Comme $\vec{E}_{(r)}^s$ et $\vec{E}_{(s)}^s$ s'obtient du \vec{b}_p^s et \vec{b}_p^r en passant par le flux le couple électromagnétique peut s'écrire :

$$\Gamma_e = k \vec{E}_{(s)}^s \times \vec{E}_{(r)}^s = k E_{(s)}^s E_{(r)}^s \sin\left(\frac{\pi}{2} - \varphi^r\right) \quad (1.20)$$

avec $k = 3p / \omega X^s$. Compte tenu de (1.2) et (1.3) le couple électromagnétique peut s'écrire :

$$\Gamma_e = \frac{3p}{\omega X^s} \frac{X^{s2} I^{s2} X^s g}{\sqrt{r'^2 + g^2} (X^s + x'^r)^2} \cos \varphi^r \quad (1.21)$$

ce qui donne

$$\Gamma_e = \frac{3p}{\omega X^s} \frac{X^{s3} g^r r'}{r'^2 + g^2 (X^s + x'^r)^2} \frac{V^{s2} (1 + (RC\omega)^2)}{R^2} \quad (1.22)$$

Cette relation permet d'exprimer la tension aux bornes de la charge et de la GAAE en fonction du couple électromagnétique et du glissement :

$$V^s = \frac{R}{L^s} \sqrt{\frac{\Gamma_e [r'^2 + g^2 (X^s + x''')^2]}{3p\omega(1 + R^2 C^2 \omega^2) g r' r}} \quad (1.23)$$

En prenant en compte la puissance du vent P_w , le couple électromagnétique peut être relié à cette puissance par $P_w = (\Gamma_e + \Gamma_f) \Omega'$ où Γ_f représente le couple de frottement et de ventilation de la machine. Cette expression de la tension est identique avec celle qui peut être déduite d'un schéma monophasé équivalent classique d'une machine asynchrone.

L'expression (1.23) met en évidence que lorsque R et C sont imposés quelle que soit la valeur de la puissance, la tension V^s sera influencée seulement par le couple appliqué sur l'arbre de la GAAE.

1.4 Fonctionnement de la GAAE en présence d'une charge résistive-inductive

Pour une GAAE fonctionnant en site isolé, une charge R-L peut correspondre à des moteurs intégrés dans différents systèmes utilisés dans les habitations comme une pompe à eau, un réfrigérateur, un ventilateur, etc. Le schéma monophasé équivalent du type générateur de tension utilisé pour la modélisation de l'aérogénérateur débitant sur une charge résistive inductive R-L est présenté sur la Figure 1.12.

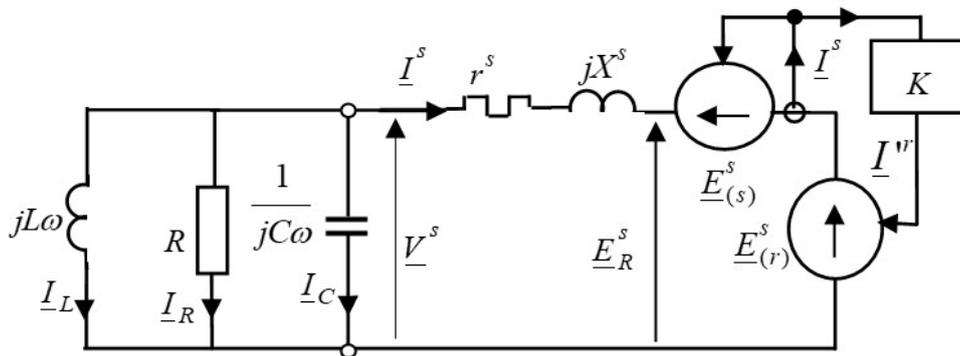


Figure 1.12 : Schéma monophasé équivalent de l'aérogénérateur débitant sur une charge R-L

En sortie de l'aérogénérateur on trouve connectés une charge R-L et un condensateur C qui a le rôle de fournir la puissance réactive demandée par la machine et aussi par la charge. En notant avec \underline{Z}_e l'impédance équivalente triphasée en sortie de la GAAE on peut l'écrire sous la forme:

$$\underline{Z}_e = \frac{RL\omega}{(L\omega + jR[LC\omega^2 - 1])} \quad (1.24)$$

et l'expression de la tension peut s'écrire

$$V^s = |\underline{Z}_e| I^s = \frac{RL\omega I^s}{\sqrt{(L\omega)^2 + R^2 (LC\omega^2 - 1)^2}} \quad (1.25)$$

1.4.1 Identification de la pulsation et du glissement pour une charge R-L

Pour cette charge l'argument ϕ^s est caractérisé par:

$$\begin{cases} \cos \varphi^s = L\omega / (\sqrt{(L\omega)^2 + R^2(LC\omega^2 - 1)^2}) \\ \sin \varphi^s = R[LC\omega^2 - 1] / (\sqrt{(L\omega)^2 + R^2(LC\omega^2 - 1)^2}) \end{cases} \quad (1.26)$$

Pour une substitution des paramètres donnés par les relations (1.4), (1.25) et (1.26) dans la première équation du système (1.5) on obtient:

$$\begin{aligned} & g^2 \omega^4 RLCL^s (1 + \lambda^r) \{L^s [1 - (1 + \lambda^r)(1 + \lambda^s)]\} + g^2 \omega^2 \left\{ \begin{aligned} & LL^s (1 + \lambda^r)^2 [R + r^s] \\ & - RL^s (1 + \lambda^r) [1 - (1 + \lambda^r)(1 + \lambda^s)] \end{aligned} \right\} \\ & + g\omega^2 L^s Lr^{r'} - \omega^2 RLCL^s r^{r'^2} (1 + \lambda^s) + L[R + r^s] r^{r'^2} + RL^s (1 + \lambda^s) r^{r'^2} = 0 \end{aligned} \quad (1.27)$$

Cette expression peut être mise sous la forme:

$$g^2 \omega^4 RLCA + g^2 \omega^2 [LE' - RA] + g\omega^2 LL^s r^{r'} - \omega^2 RLCD + RD + L(R + r^s) r^{r'^2} = 0 \quad (1.28)$$

Pour une substitution des paramètres donnés par les relations (1.4), (1.25) et (1.26) dans la deuxième équation du système (1.5) on obtient:

$$\begin{aligned} & g^2 \omega^4 LL^s (1 + \lambda^r) \{L^s [1 - (1 + \lambda^r)(1 + \lambda^s)] - r^s RC(1 + \lambda^r)\} - g\omega^4 RLCL^s r^{r'} \\ & + g^2 \omega^2 r^s RL^s (1 + \lambda^r)^2 + g\omega^2 L^s Rr^{r'} - \omega^2 L[r^s RCr^{r'^2} + L^s (1 + \lambda^s) r^{r'^2}] + r^s Rr^{r'^2} = 0 \end{aligned} \quad (1.29)$$

Les expressions (1.28) et (1.29) peuvent être mises sous la forme :

$$\begin{cases} g^2 \omega^4 RLCA' + g^2 \omega^2 [LE'' - RA'] + g\omega^2 LL^s r^{r'} - \omega^2 RLCD' + RD' + (R + r^s) Lr^{r'^2} = 0 \\ g^2 \omega^4 LA'' - g\omega^4 LB + g^2 \omega^2 r^s E' + g\omega^2 L^s Rr^{r'} - \omega^2 LD'' + Rr^s r^{r'^2} = 0 \end{cases} \quad (1.30)$$

avec

$$\begin{cases} A'' = L^s (1 + \lambda^r) \{L^s [1 - (1 + \lambda^r)(1 + \lambda^s)] - r^s RC(1 + \lambda^r)\} \\ B = L^s RCr^{r'} \\ D'' = r^{r'^2} \{L^s (1 + \lambda^s) + r^s RC\} \\ E'' = L^s (1 + \lambda^r)^2 [R + r^s] \end{cases} \quad (1.31)$$

et les expressions A', D', E' obtenues à partir de A'', D'', E'' en considérant $r^s = 0$.

$$\begin{cases} A' = L^s (1 + \lambda^r) \{L^s [1 - (1 + \lambda^r)(1 + \lambda^s)]\} \\ E' = L^s (1 + \lambda^r)^2 R \\ D' = L^s (1 + \lambda^s) r^{r'^2} \end{cases} \quad (1.32)$$

1.4.2 Identification de la tension aux bornes de la GAAE pour une charge R-L

Comme dans le cas d'une charge résistive, l'expression de la tension s'obtient en partant de l'expression du couple électromagnétique (1.20) et en prenant en compte le courant déduit à partir de (1.25):

$$I^s = \frac{V^s \sqrt{(L\omega)^2 + R^2(LC\omega^2 - 1)^2}}{RL\omega} \quad (1.33)$$

$$\Gamma_e = \frac{3P}{\omega X^s} \frac{gX^{s3}}{(r'^{r2} + g^2 L^{s2} (1 + \lambda^r)^2 \omega^2)} \frac{r'^r \left[(L\omega)^2 + R^2 (LC\omega^2 - 1)^2 V^{s2} \right]}{R^2 L^2 \omega^2} \quad (1.34)$$

A partir de (1.34) on obtient V^s en fonction du Γ_e .

$$V^s = \frac{RL}{L^s} \sqrt{\frac{\Gamma_e \omega}{3P} \frac{r'^{r2} + g^2 L^{s2} (1 + \lambda^r)^2 \omega^2}{g[L^2 \omega^2 + R^2 (LC\omega^2 - 1)^2] r'^r}} \quad (1.35)$$

1.4.3 Détermination du point de fonctionnement de la GAAE pour une charge R-L

Les équations du système (1.30) montrent que dans le cas d'une charge R-L la pulsation ω et le glissement g ne dépendent que de R, C, L et des paramètres de la MAS. En conséquence, lorsqu'on impose ces éléments, le générateur asynchrone va se caler sur une pulsation de fonctionnement fixe, de même que le glissement, et ceci quelle que soit la valeur de la puissance P_w appliquée à l'arbre du générateur. Cela signifie que la vitesse angulaire du rotor Ω' sera imposée et donc, comme l'indique l'équation (1.35) seule la tension V^s sera influencée par le couple appliqué sur l'arbre du générateur. Si le point de fonctionnement de la machine est choisi selon des critères de stabilité mathématiques, alors comme pour une charge R, la fréquence reste quasi-constante et par une simple variation de la charge, il est possible de stabiliser également la tension. La détermination du point de fonctionnement est possible par résolution des équations par méthode analytique, numérique ou graphique.

1.4.3.1 Solution analytique avec une approche négligeant les éléments parasites

Résoudre de façon analytique le système (1.30) conduit à des solutions assez complexes qui ne peuvent pas être analysées facilement d'où l'alternative proposée pour l'application pratique de simplifier les équations en négligeant les éléments r^s , λ^s et λ^r (qualifiés d'éléments parasites). Dans ce cas la pulsation ω et le glissement g s'identifient à ω_0 et g_0 définis par :

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{(L^s + L) / L^s LC} \\ g_0 = -r'^r / R \end{cases} \quad (1.36)$$

Pour la machine considérée connectée à une charge $L=0.170\text{mH}$, $R=111\Omega$, $C=87.5\ \mu\text{F}$ ces équations montrent en sortie de la machine une pulsation proche de $\omega_0 = 298\text{rad} / \text{s}$ pour un glissement voisin de $g_0 = -5.4\%$. Les valeurs obtenues sont des solutions approximatives permettant d'envisager « une zone » autour de laquelle se trouve le point de fonctionnement exact de la machine. Pour trouver le point exact il a été proposé de résoudre le système (1.30) par méthode numérique ou graphique.

1.4.3.2 Solution numérique

En utilisant la méthode itérative de Newton-Raphson basée sur l'utilisation successive du Jacobien pour la régulation du pas d'ajustement des variables, il est possible de chercher une solution numérique du système statique non linéaire (1.30) avec g et ω comme inconnues. Le système à résoudre s'écrit alors sous la forme :

$$\begin{cases} f_1 = g^2 \omega^4 RLCA' + g^2 \omega^2 [LE'' - RA'] + g\omega^2 LL^{s2} r'^r - \omega^2 RLCD' + RD' + (R + r^s) Lr'^{r2} \\ f_2 = g^2 \omega^4 LA'' - g\omega^4 LB + g^2 \omega^2 r^s E' + g\omega^2 L^{s2} Rr'^r - \omega^2 LD'' + Rr^s r'^{r2} \end{cases} \quad (1.37)$$

L'approximation des fonctions f_i par un développement de Taylor arrêté au premier ordre autour de la condition initiale \underline{x}_0 (ω_0, g_0) pour un objectif zéro permet de déduire la variation nécessaire sur les variables g et ω . En refaisant le calcul, tant que les fonctions f_1 et f_2 restent supérieures à une précision de calcul fixée à l'avance, cette méthode permet de déterminer des valeurs plus exactes de g et ω . Il a été obtenu par cette méthode un glissement exact $g_{ex} = -6.02\%$ et une pulsation exacte $\omega_{ex} = 313.2 \text{ rad/s}$.

1.4.3.3 Solution graphique

Comme il est présenté dans I.3, la solution graphique s'obtient par la détermination du point(s) d'intersection obtenu suite à la représentation graphique des équations du système (1.30). En considérant la première équation du système on aboutit à une équation du second degré en ω^2 :

$$M^* \omega^4 + N^* \omega^2 + P^* = 0 \quad (1.38)$$

avec les notations

$$M^* = LRCA' g^2, \quad N^* = (LE'' - RA')g^2 + LL^{s^2} r^{r'} g - RLCD', \quad P^* = RD' + L(R + r^s) r^{r'^2}$$

dont les racines sont désignées par ω_{11} et ω_{12} données par le système suivant en tenant compte que M est négatif et la quantité sous radical est supérieure à 1.

$$\begin{cases} \omega_{11}^2 = -N^* \left[1 - \sqrt{1 - 4M^* P^* / N^{*2}} \right] / 2M^* \\ \omega_{12}^2 = -N^* \left[1 + \sqrt{1 - 4M^* P^* / N^{*2}} \right] / 2M^* \end{cases} \quad (1.39)$$

Parmi ces solutions seules celles avec une pulsation possible sont retenues. Pour la valeur de g qui annule N^* on aura une valeur critique :

$$g_{crit} = \frac{LL^{s^2} r^{r'}}{2(RA' - LE'')} \left[1 + \sqrt{1 - \frac{4D' RC(RA' - LE'')}{LL^{s^4} r^{r'^2}}} \right] \quad (1.40)$$

Lorsque g tend vers g_{crit} , alors ω_{11} et ω_{12} tendent tous deux vers une valeur unique ω_{crit} obtenue de (1.38) définie par :

$$\omega_{crit} = \sqrt{\frac{-P^*}{M^*}} = \sqrt{\frac{-[RD' + L(R + r^s) r^{r'^2}]}{LRCA' g_{crit}^2}} \quad (1.41)$$

A partir de la deuxième équation du système (1.37) on peut écrire :

$$\omega^2 = \frac{-Rr^s r^{r'^2}}{g^2 LA'' \omega^2 + g^2 r^s E' + gL^{s^2} Rr^{r'} - gL B \omega^2 - LD''} \quad (1.42)$$

Nous appellerons ω_2 la valeur positive de ω qui résulte de l'équation (1.42). Cette solution existe seulement si le dénominateur $g^2 LA'' \omega^2 + g^2 r^s E' + gL^{s^2} Rr^{r'} - gL B \omega^2 - LD'' < 0$ est négatif donc si

$$\omega^2 < \frac{-[g^2 r^s E' + gL^{s^2} Rr^{r'} - LD'']}{gL[gA'' - B]} \quad (1.43)$$

La valeur minimale de la pulsation ω_{min} que la GAAE peut atteindre correspond à une valeur minimale du glissement g_{min} et dans ce cas (1.43) peut s'écrire :

$$\omega_{min}^2 = - \frac{[g_{min}^2 r^s E' + g_{min} L^s Rr'' - LD'']}{g_{min} L [g_{min} A'' - B]} \tag{1.44}$$

La valeur minimale du glissement g_{min} s'obtient en solutionnant l'expression du dérivé de la deuxième équation du système (1.30)

$$2g_{min} (LA'' \omega^4 + r^s E' \omega^2) + (\omega^2 L^s Rr'' - \omega^4 LB) = 0 \tag{1.45}$$

d'ici on obtient

$$g_{min} = \frac{LB \omega_{min}^2 - L^s Rr''}{2LA'' \omega_{min}^2 + 2r^s E'} \tag{1.46}$$

En remplaçant (1.44) dans (1.46) le glissement g_{min} s'écrit :

$$g_{min} = \frac{A'' D'' L}{L^s Rr'' A'' + B E' r^s} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{B [L^s Rr'' A'' + r^s E' B]}{A''^2 D'' L}} \right] \tag{1.47}$$

Ces équations permettent d'étudier les conditions dans lesquelles l'aérogénérateur peut fonctionner et on en déduit qu'il est possible si ω et g satisfont les deux équations du système (1.30). L'intersection des courbes de $\omega_{11}(g)$ et $\omega_{12}(g)$ avec $\omega_2(g)$ définit les points de fonctionnement possibles de l'aérogénérateur. La Figure 1.13 représente les lois d'évolution, en fonction de glissement g , des variables ω_{11} , ω_{12} et ω_2 .

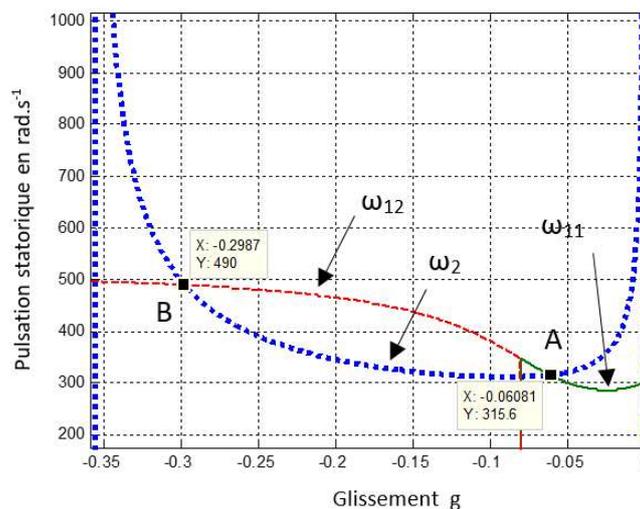


Figure 1.13 : Points de fonctionnement pour une charge $R_0 = 82.5 \Omega$, $C_0 = 87.5 \mu F$ et $L = 167 mH$

Les points de fonctionnement possibles pour cette charge ($R_0 = 82,5 \Omega, C_0 = 87.5 \mu F$ et $L = 167 mH$) sont les points A caractérisé par $\omega_{ex} = 315.6 \text{ rad/s}$, $g_{ex} = -6.08\%$ et B caractérisé par $\omega_{ex} = 490 \text{ rad/s}$, $g_{ex} = -29.8\%$. Le point A trouve dans la partie de la courbe $\omega_2(g)$ où les variations

de ω en fonction de g sont relativement limitées. Cette partie est une zone de fonctionnement stable appelée aussi zone de fonctionnement contrôlée.

Le point B est situé à des valeurs relativement importantes de ω qui peut détériorer les performances énergétiques de la génératrice. Il est caractérisé par des variations plus importantes de ω dues aux fluctuations naturelles des éléments de la machine asynchrone, et qui se répercutent directement sur la valeur de la tension statorique.

La représentation graphique nous a permis de trouver les pulsations ω_{exc} , ω_{min} et ω_{crit} et le glissement correspondant. Pour l'étude graphique de la Figure 1.13 on trouve:

- $\omega_{exc} = 315.6 \text{ rad / s}$ et $s_{exc} = -0.0608$
- $\omega_{min} = 311.3 \text{ rad / s}$ et $s_{min} = -0.0897$
- $\omega_{crit} = 348.4 \text{ rad / s}$ and $s_{crit} = -0.08$

1.4.4 Fonctionnement de la GAAE à fréquence quasi constante

Dans le cas où la GAAE débite sur une charge résistive pure, toute variation de R est accompagnée d'une variation de C selon la loi $RC = cst$ afin de garder le point du fonctionnement dans la zone incurvée en bas de la parabole donnée par $\omega_2(g)$. Sachant que

l'ensemble R-C connecté aux bornes de la génératrice possédait un argument φ^s tel que $\tan \varphi^s = RC\omega$, il suffisait de maintenir $\tan \varphi^s$ à une valeur fixe pour garder $\omega = cst$. Dans le cas d'une charge R-L la courbe perd sa symétrie comme il est montré dans la Figure 1.13 et pour maintenir la fréquence constante, il faut maintenir le point de fonctionnement de la génératrice dans la partie la plus linéaire en bas de la courbe. La deuxième équation du système (1.30) permet d'écrire :

$$g^2 \omega^4 LA'' - g\omega^4 LB + g^2 \omega^2 r^s E' + g\omega^2 L^{s2} Rr^{r'} = \omega^2 LD'' - Rr^s r^{r'2} \quad (1.48)$$

On obtient

$$\omega^2 = \frac{\omega^2 LD'' - Rr^s r^{r'2}}{g^2 \omega^2 LA'' - g\omega^2 LB + g^2 r^s E' + gL^{s2} Rr^{r'}} \quad (1.49)$$

Après avoir remplacé les constantes par leurs valeurs données dans (1.31), on obtient

$$\omega^2 = \frac{r^s r^{r'2} \frac{R(\omega^2 LC - 1)}{L\omega} + L^s r^{r'2} (1 + \lambda^s) \omega}{L^{s3} (1 + \lambda^r) [1 - (1 + \lambda^r)(1 + \lambda^s)] g^2 \omega - L^{s2} r^s (1 + \lambda^r)^2 \frac{R(\omega^2 LC - 1)}{L\omega} g^2 - L^{s2} r^{r'} \frac{R(\omega^2 LC - 1)}{L\omega} g} \quad (1.50)$$

La relation (1.50) montre que pour garder la pulsation ω constante, il faut remplir la condition :

$$tg \varphi^s = (R(\omega^2 LC - 1) / L\omega) = cst \quad (1.51)$$

1.4.4.1 Cas d'un fonctionnement sans loi de commande

Pour valider le critère de stabilité défini par (1.51) il a été réalisé une étude avec un changement de $\pm 20\%$ de la valeur initiale de R. Les figures suivantes montrent l'évolution de la pulsation et la stabilisation du Point de Fonctionnement (PF) dans ces cas. Bien que la capacité C ne soit pas modifiée le point de fonctionnement n'est pas pris au hasard, il a été choisi suite à une étude analytique afin que la machine travaille dans une zone de stabilité maximale.

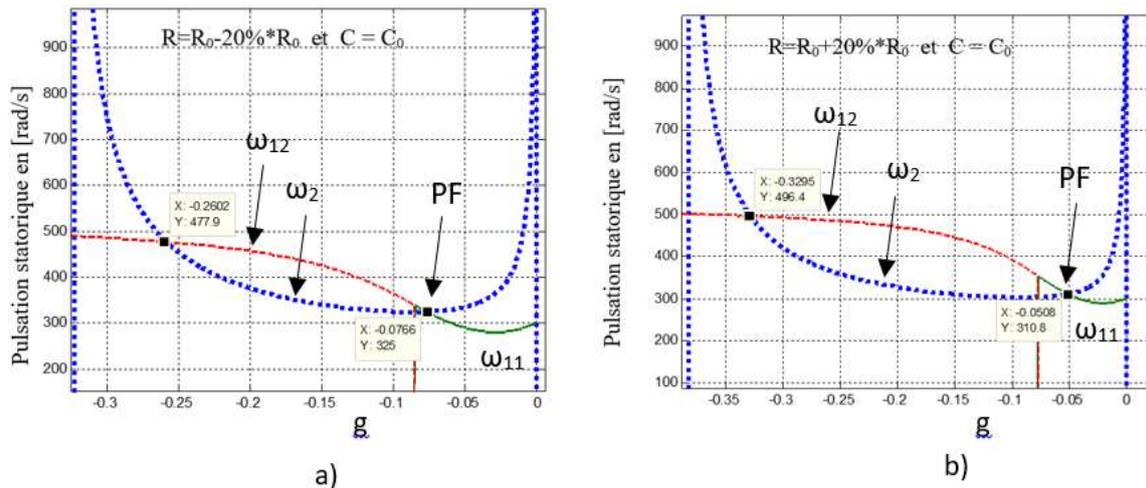


Figure 1.14 : Points de fonctionnement pour une variation de charge résistive avec $R_0 = 110 \Omega$, $C_0 = 87.5 \mu F$ et $L = 167 mH$ a) $R = 88 \Omega$ (-20%) $C = C_0 = 87.5 \mu F$ b) $R = 132 \Omega$ (+20%) $C = C_0 = 87.5 \mu F$

On remarque sur la Figure 1.14.a qu'en partant de $R_0 = 110 \Omega$, $C_0 = 87.5 \mu F$ faire diminuer la valeur de R à une valeur $R = 88 \Omega$ engendre une diminution de la pulsation et un déplacement du PF vers la zone plate (stable) de la courbe $\omega_2(g)$. Les trois points de fonctionnement sont donnés par les coordonnées suivantes :

- PF₀ ($\omega_0 = 315.6$ rd/s, $g_0 = -6.08\%$, $f = 50.23$ Hz, $R_0 = 110 \Omega$, $C_0 = 87.5 \mu F$)
- PF₁ ($\omega_1 = 310.8$ rd/s, $g_1 = -5.08\%$, $f = 49.46$ Hz, $R = 132 \Omega$, $C_0 = 87.5 \mu F$)
- PF₂ ($\omega_2 = 325$ /s, $g_2 = -7.66\%$, $f = 51.72$, $R = 88 \Omega$, $C_0 = 87.5 \mu F$)

Si la valeur de R passe à une valeur $R = 132 \Omega$, cela engendre un déplacement du PF sur la caractéristique $\omega_2(g)$ vers la zone incurvée à droite de la figure vers une augmentation de la pulsation. Dans ce cas, pour une variation de 20 % de la charge R la fréquence varie de 50.23Hz à 51.72Hz ($\Delta f \approx 3\%$). On remarque que les limitations dans l'augmentation de R sont dues seulement aux performances énergétiques de la GAAE et à la précision souhaitée dans la stabilité de la tension.

1.4.4.2 Cas d'un fonctionnement avec loi de commande

Si on désire obtenir un fonctionnement à fréquence et tension quasi constantes la stratégie de commande proposée consiste à maintenir $tg\varphi^s$ constant (1.51) et de varier la charge pour régler la tension. Ici φ^s représente l'argument de la charge ainsi que de la batterie de condensateurs placée en parallèle. Dans le cas d'une charge RL, une variation de R de manière à ce que le point de fonctionnement PF se trouve en permanence dans la zone plate de la caractéristique ω_2 conduit à un fonctionnement de la GAAE à fréquence quasi constante.

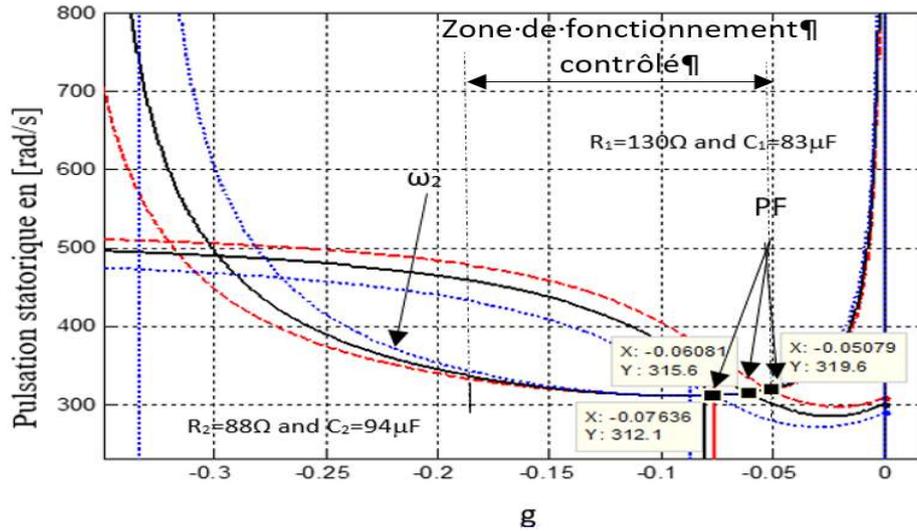


Figure 1.15 : Points de fonctionnement pour une variation de charge résistive avec $R_0 = 110 \Omega$, $C_0 = 87.5 \mu F$ et $L = 167 mH$ a) $R = 88 \Omega$ (-20%) $C = 94 \mu F$ b) $R = 130 \Omega$ (+20%) $C = C_0 = 83 \mu F$

Comme dans ces conditions, il est possible d’admettre que la fréquence en régime établi peut être considérée constante, la loi de commande se résume donc à maintenir constante la quantité $R(LC\omega_{exc}^2 - 1)$. On est donc amené à calculer des couples (R, C) permettant d’aboutir à des PF dans la zone de stabilité maximale, zone qu’on va appeler « **zone de fonctionnement contrôlé** ». Avec les paramètres de la machine considérée, dans la Figure 1.15 on arrive à déterminer le PF central correspondant à $R_0 = 110 \Omega$ et $C_0 = 87.5 \mu F$.

Après avoir déterminé R_0 et C_0 , on fait fonctionner l’aérogénérateur avec une variation de R et C en tenant compte que pour maintenir la fréquence quasi constante, on doit satisfaire la condition $\tan \varphi^{s} = cst$. En considérant R, C, et L les nouvelles valeurs de R_0 , C_0 et L cela revient à respecter l’égalité pour une pulsation calculée ω_{cal} :

$$\frac{R_0(LC_0\omega_{cal}^2 - 1)}{L} = \frac{R(L'C\omega_{cal}^2 - 1)}{L'} \tag{1.52}$$

A partir de (1.52) la loi d’évolution de la capacité C en fonction de R s’écrit

$$C = \frac{1}{\omega_{cal}^2} \left[\frac{1}{L'} + \frac{R_0}{R} \frac{(LC_0\omega_{cal}^2 - 1)}{L} \right] \tag{1.53}$$

et dans le cas où l’inductance L ne change pas C devient

$$C = \frac{1}{RL\omega_{cal}^2} \left[R + R_0(LC_0\omega_{cal}^2 - 1) \right] \tag{1.54}$$

On remarque sur la Figure 1.15 que la variation du couple (R, C) tout en respectant la relation (1.52) assure un fonctionnement de l’aérogénérateur à fréquence quasi constante. Les trois points de fonctionnement sont donnés par les coordonnées suivantes :

- PF₀ ($\omega_0 = 315.6$ rd/s, $g_0 = -6.08\%$, $f = 50.23$ Hz)
- PF₁ ($\omega_1 = 319.6$ rd/s, $g_1 = -5.08\%$, $f = 50.86$ Hz)
- PF₂ ($\omega_2 = 312.1$ rd/s, $g_2 = -7.63\%$, $f = 49.67$ Hz)

Cette étude montre une faible variation de fréquence ($\Delta f \approx \sim 1.5\%$) pour une variation de plus ou moins 20% de R autour de la valeur R_0 . Dans le cas où la même variation de R se fait sans variation de C, la fréquence peut atteindre 3%.

1.4.5 Identification de la tension aux bornes de la GAAE pour une charge RL

Comme dans le cas d'une charge purement résistive, l'expression du couple électromagnétique est donnée par (1.20) avec la prise en compte des (1.2) et (1.3). La différence consiste ici dans l'expression Z_e et donc du courant I^s qui change selon (1.25). Dans ce cas le couple s'écrit :

$$\Gamma_e = \frac{3P}{\omega X^s} \frac{gX^{s3}}{(r'^2 + g^2 L^s (1 + \lambda^r)^2 \omega^2)} \frac{r'^r [(L\omega)^2 + R^2 (LC\omega^2 - 1)^2 V^s]^2}{R^2 L^2 \omega^2} \tag{1.55}$$

A partir de (1.56) la tension V^s en fonction du couple électromagnétique Γ_e peut s'exprimer sous la forme :

$$V^s = \frac{RL}{L^s} \sqrt{\frac{\Gamma_e \omega}{3p} \frac{r'^2 + g^2 L^s (1 + \lambda^r)^2 \omega^2}{g[L^2 \omega^2 + R^2 (LC\omega^2 - 1)^2] r'^r}} \tag{1.56}$$

Dans une application réelle, la puissance de la GAAE doit être bien supérieure aux moteurs qu'elle alimente et la valeur de l'inductance L doit être supérieure à celle de L^s . Pour l'étude présentée, une valeur faible de L a été considérée afin d'analyser le comportement de la GAAE à des sollicitations extrêmes.

1.4.6 Modélisation de la GAAE pour un fonctionnement sur une charge RL

Les études précédentes ont permis une analyse de la stabilité de la fréquence pour une variation de la charge en prenant en compte les paramètres internes de la machine. Afin de pouvoir vérifier l'influence de la loi d'évolution donnée par (1.54) sur la stabilité de la fréquence en prenant en compte la puissance du vent P_w , un modèle numérique basé sur le formalisme du vecteur espace présenté en [Bru08] et réécrit pour le cas d'une charge RL a été réalisé.

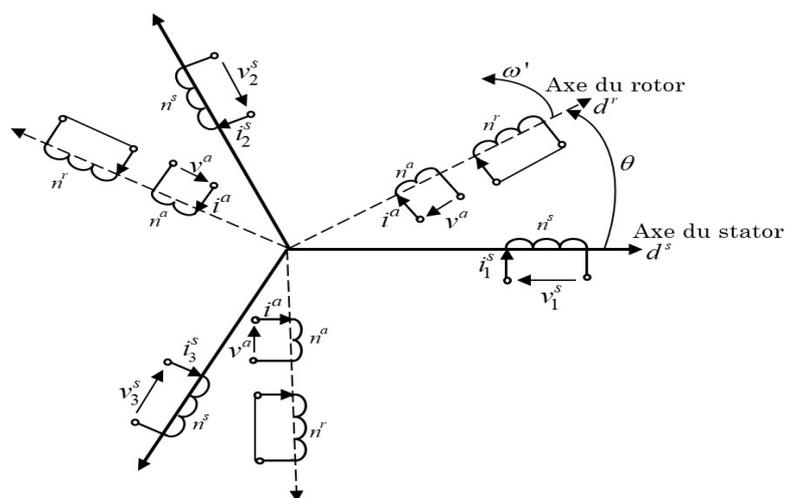


Figure 1.16 : Distribution des enroulements statoriques et rotoriques dans l'espace électrique

Ce modèle est réalisé dans des hypothèses simplificatrices (l'entrefer d'épaisseur uniforme, l'effet de peau négligeable, circuit magnétique non saturé, f.m.m à répartition sinusoïdale, résistances des enroulements constantes ...), prend en compte l'auto-amorçage et utilise le formalisme du vecteur espace en convention moteur. Pour simplification du modèle, les

références spatiales rotorique d^r et statorique d^s sont supposées confondues avec les axes des phases 1 du rotor et du stator [Tou13]. La structure considérée est présentée à la Figure 1.16.

Pour un fonctionnement en mode isolé l'auto-amorçage de la GAEE n'est possible que s'il y a présence d'un rémanent et si un dispositif fournit la puissance réactive nécessaire à la génératrice mais aussi à la charge. Le rémanent est donné par l'aimantation résiduelle de la partie massive du rotor et la puissance réactive est obtenue en général par l'utilisation d'une batterie de condensateurs. La prise en compte du rémanent dans la modélisation se fait en considérant trois bobines fictives de n_e^a tours effectifs, chacune portée par les axes des phases rotoriques comme les enroulements rotoriques n^r du bobinage 'réel'. La modification des valeurs des courants continus injectés dans ces bobines i_q^a ($q=1, 2$ or 3), supposés à somme nulle, permet de modifier l'amplitude du vecteur espace induction rémanente de même que son orientation.

1.4.6.1 Formalisme du vecteur espace

Le formalisme du vecteur espace permet de substituer un référentiel triphasé à trois variables à un référentiel à deux variables. Le référentiel diphasé est défini par les axes d et q avec q en quadrature sur d comme le montre la Figure 1.17.

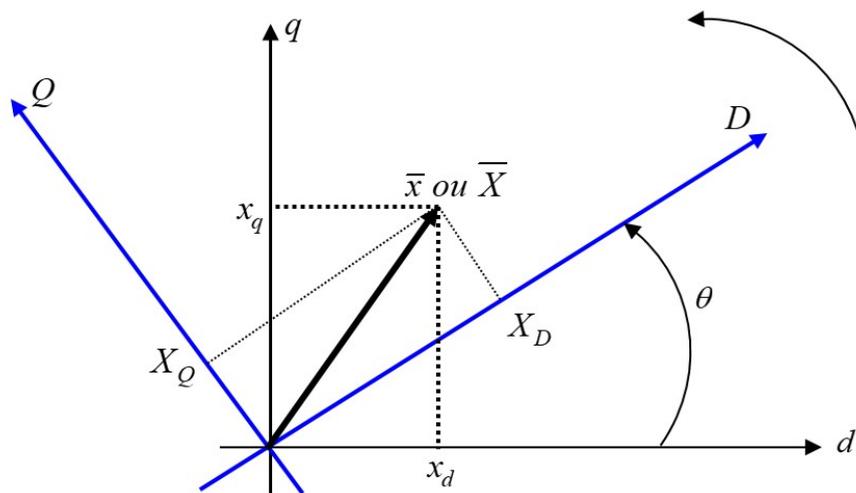


Figure 1.17 : Changement de référentiel

En pratique la substitution s'obtient en associant aux trois grandeurs x_1 , x_2 et x_3 appartenant à l'ensemble des nombres réels un nombre complexe, exprimé sous la forme :

$$\bar{x} = x_d + jx_q = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 + \underline{a} + \underline{a}^2 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (1.57)$$

où $\underline{a} = e^{j2\pi/3}$ est un opérateur de rotation. Si le référentiel D (rotorique) est en mouvement de rotation avec un angle θ par rapport au référentiel ' d ', alors le nouveau vecteur noté \bar{X} est donné par :

$$\bar{X} = X_D + jX_Q = \bar{x} e^{-j\theta} \quad (1.58)$$

Dans le cas d'une dérivée temporelle les relations suivantes sont exploitées :

$$\begin{cases} \frac{d\bar{x}}{dt} = \frac{d(\bar{X}e^{j\theta})}{dt} = \left[(j\omega)\bar{X} + \frac{d\bar{X}}{dt} \right] e^{j\theta} \\ \frac{d^2\bar{x}}{dt^2} = \frac{d^2(\bar{X}e^{j\theta})}{dt^2} = \left[-\omega^2\bar{X} + 2j\omega\frac{d\bar{X}}{dt} + \frac{d^2\bar{X}}{dt^2} \right] e^{j\theta} \end{cases} \quad (1.59)$$

1.4.6.2 Mise en équation relative au récepteur

Pour la mise en équation il est convenu que les variables du vecteur espace définies dans le référentiel statorique (d^s) sont notées par \bar{x}^s et celles relatives au référentiel rotorique (d^r) par \bar{x}^r . De la même façon une variable du vecteur espace statorique définie dans le référentiel rotorique par (1.58) sera notée par \bar{x}^{rs} avec $\bar{x}^{rs} = \bar{x}^s \exp(-j\theta)$ où $\theta = \theta_0 + \omega't$ est l'écart angulaire spatial qui sépare d^r de d^s et $\omega' = p\Omega'$ avec Ω' la vitesse du rotor. Une représentation de la machine asynchrone dans le référentiel rotorique est présentée sur la Figure 1.18. [Pes03].

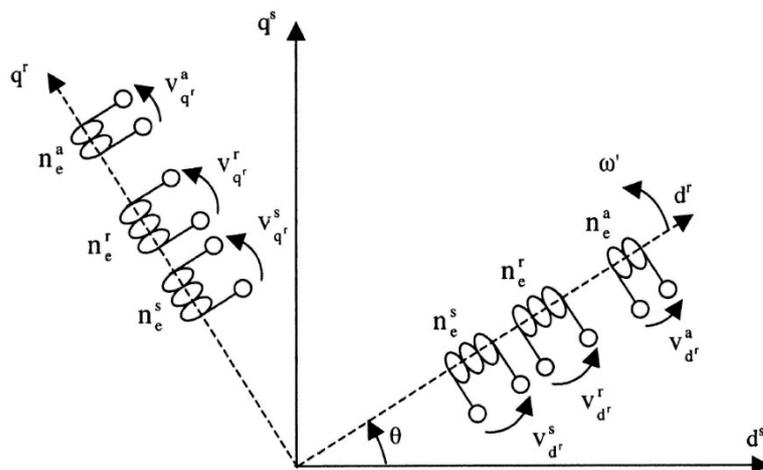


Figure 1.18: Schéma de la machine asynchrone dans le référentiel rotorique

En considérant le référentiel rotorique et compte tenu de (1.59) les équations de tension s'expriment par:

$$\begin{cases} \bar{v}^{rs} = r^s \bar{i}^{rs} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}^{rs} + j\omega' \bar{\psi}^{rs} \\ \bar{v}^r = r^r \bar{i}^r + \frac{d}{dt} \bar{\psi}^r \\ \bar{v}^a = r^a \bar{i}^a + \frac{d}{dt} \bar{\psi}^a \end{cases} \quad (1.60)$$

où $\bar{\psi}^s$, $\bar{\psi}^r$ et $\bar{\psi}^a$ sont les flux créés par les enroulements, statorique, rotorique et fictif exprimés dans le référentiel rotorique. Ils s'écrivent :

$$\begin{cases} \bar{\psi}^r = L^r (1 + \lambda^r) \bar{i}^r + M^{rs} \bar{i}^{rs} + M^{ra} \bar{i}^a \\ \bar{\psi}^a = L^a (1 + \lambda^a) \bar{i}^a + M^{as} \bar{i}^{rs} + M^{ar} \bar{i}^r \\ \bar{\psi}^{rs} = L^s (1 + \lambda^s) \bar{i}^{rs} + M^{sr} \bar{i}^r + M^{sa} \bar{i}^a \end{cases} \quad (1.61)$$

En considérant les dimensions géométriques de la machine prises en compte par une constante K , les différents paramètres sont donnés par :

- $L^s = Kn^{s^2}$, $L^r = Kn^{r^2}$ et $L^a = Kn^{a^2}$ caractérisent les inductances cycliques principales du stator, du rotor et du bobinage fictif,
- $M^{sr} = Kn^s n^r$, $M^{sa} = Kn^s n^a$ et $M^{ra} = Kn^r n^a$ représentent les inductances cycliques mutuelles entre les enroulements statorique, rotorique et fictif,
- r^s , r^r et r^a représentent les résistances des enroulements statorique, rotorique et fictif,
- λ^s , λ^r et λ^a sont des coefficients qui caractérisent les fuites magnétiques. Ces quantités définissent les inductances cycliques propres $L^s = L^s(1 + \lambda^s)$, $L^r = L^r(1 + \lambda^r)$ et $L^a = L^a(1 + \lambda^a)$.

Le système (1.60) est donné par trois équations où interviennent les trois courants \bar{i}^r , \bar{i}^a et \bar{i}^{rs} . L'objectif est d'obtenir une équation qui relie \bar{v}^{rs} et \bar{i}^{rs} et les charges permettant de prendre en compte le phénomène d'autoamorçage.

En utilisant (1.60) et (1.61) et en prenant en compte que les inductances sont des constantes ainsi que la dérivée de \bar{i}^a est nulle, la tension statorique définie dans le référentiel rotorique s'exprime par :

$$\bar{v}^{rs} = [r^s + j\omega' L^{rs}] \bar{i}^{rs} + L^{rs} \frac{d\bar{i}^{rs}}{dt} + j\omega' M^{sr} \bar{i}^r + M^{sr} \frac{d\bar{i}^r}{dt} + j\omega' M^{sa} \bar{i}^a \quad (1.62)$$

Etant donné que le rotor est en court-circuit ($\bar{v}^r = 0$) la deuxième équation du système (2.60) peut s'écrire :

$$r^r \bar{i}^r + L^{rr} \frac{d\bar{i}^r}{dt} = -M^{sr} \frac{d\bar{i}^{rs}}{dt} \quad (1.63)$$

Il convient également de prendre en compte l'équation de la tension qui régit le fonctionnement d'une charge R - L - C . Dans le référentiel statorique en convention générateur la relation entre les courants est donnée par :

$$\bar{i}^s = -(\bar{i}_R + \bar{i}_C + \bar{i}_L) \quad (1.64)$$

avec

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{i}_R = \frac{\bar{v}^{rs}}{R} \\ \bar{i}_C = C \frac{d\bar{v}^{rs}}{dt} \\ \bar{i}_L = \frac{1}{L} \int \bar{v}^{rs} dt \end{array} \right. \quad (1.65)$$

Dans le référentiel rotorique compte tenu de (1.65) l'expression (1.64) devient :

$$-j\omega' \bar{i}^{rs} = C \frac{d^2 \bar{v}^{rs}}{dt^2} + \frac{d\bar{i}^{rs}}{dt} + \frac{d\bar{v}^{rs}}{dt} \left(\frac{1}{R} + j2C\omega' \right) + \bar{v}^{rs} \left((j\omega')^2 C + \frac{j\omega'}{R} + \frac{1}{L} \right) \quad (1.66)$$

Dans le cas d'une charge du type R - C la relation (1.64) s'écrit :

$$\bar{i}^s = -(\bar{i}_R + \bar{i}_C) \tag{1.67}$$

Compte tenu des valeurs de \bar{i}_R et \bar{i}_C données dans (1.65) l'équation à considérer devient :

$$\bar{i}^{'s} = -\left[C \frac{d\bar{v}^{'s}}{dt} + \left(\frac{1}{R} + j\omega' C \right) \bar{v}^{'s} \right] \tag{1.68}$$

Dans équation d'auto-amorçage (1.62) la tension $\bar{v}^{'s}$ est définie en fonction de la pulsation ω' correspondante aux tensions triphasées qui apparaîtront dans les enroulements rotoriques. Comme ω' est une variable fonction du temps, pour résoudre (1.62) il faut prendre en compte le comportement mécanique dépendant du couple d'entraînement fourni sur l'arbre de la machine asynchrone. En notant avec J le moment d'inertie du système complet supposé constant, l'équation mécanique peut s'écrire :

$$\Gamma_w = \Gamma_e + \Gamma_p + J \frac{d\Omega'}{dt} \tag{1.69}$$

Avec Γ_w le couple donné par le vent qui souffle avec une puissance P_w appliquée à l'arbre moteur $\Gamma_w = P_w / \Omega'$, Γ_p c'est le couple des pertes pour l'ensemble du système mécanique, $J \frac{d\Omega'}{dt}$ le couple de frottement dépendant de la variation de la vitesse du rotor et Γ_e le couple électromagnétique donnée par le produit vectoriel

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p (\Psi^{'s} \wedge i^{'s}) \tag{1.70}$$

En considérant les composantes des vecteurs espace le couple électromagnétique s'écrit sous la forme:

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p [(\Psi_{dr}^s i_{qr}^s - \Psi_{gr}^s i_{dr}^s)] \tag{1.71}$$

En pratique la machine choisie est une machine asynchrone 380Δ/660Y, 4.2Δ/ 7.3A, 50Hz, 4 poles, 3kW, 1420 trs/mn utilisée en couplage étoile sur 380V afin d'éviter la saturation magnétique. Son schéma équivalent est présenté sur la Figure 1.19.

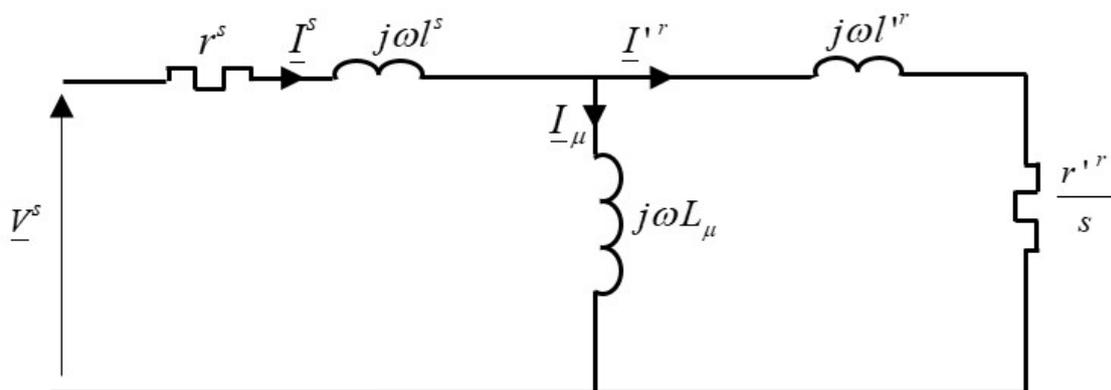


Figure 1.19: Schéma équivalent monophasé d'une machine asynchrone

Compte tenu des équations précédentes et du schéma équivalent, les paramètres utilisés pour le modèle numérique sont donnés dans le Tableau 1.3.

Tableau 1.3. Paramètres utilisés dans le modèle numérique correspondant aux paramètres identifiés pour la GAAE.

$U=380\Delta/660Y$	$P_{el} = 1884W$	$ \underline{i}^a = 0.1 A$	$R_0= 110\Omega,$
$I=4.2 Y / 7.3\Delta A$	$L^S = L_\mu = 0.534H$	$M^{sr} = \sqrt{L^S L^r} = 377.6mH$	$C_0=87.5\mu F$
$f= 50 Hz$	$r^s = 8.66\Omega$	$J=0.08kg.m^2$	$L=167mH$
$p=4$	$r^r = 6\Omega$	$\lambda^s = l^s / L^s = 0.0456$	$M^{sa}=0.1H$
$P = 3 kW$	$r^r = r^r / m^2 = 3\Omega$	$\lambda^r = l^r / L^r = 0.0685$	$l^s = 24.4mH$
$n=1420 trs/mn.$	$l^r = 36.6mH$	$L^r = 288mH$	$l^r = 36.6mH$
$\cos\varphi = 0.8$	$L^r = L^s / m^2 = 267mH,$	$n^s / n^r = m = \sqrt{2}$	$M^{sr} = \sqrt{L^s L^r} = 377.6mH$

1.4.6.3 Implémentation numérique de la GAAE

L'implémentation numérique a été réalisée sur Matlab/ Simulink en fonctionnement discret compte tenu des différentes équations présentées auparavant. Pour l'implémentation, l'expression du courant statorique exprimé dans le référentiel rotorique a été réécrite en partant de (1.62) :

$$\bar{i}^s = \frac{\bar{v}^s - L^s \frac{d\bar{i}^s}{dt} - j\omega' M^{sr} \bar{i}^r - M^{sr} \frac{d\bar{i}^r}{dt} - j\omega' M^{sa} \bar{i}^a}{r^s + j\omega' L^s} \tag{1.72}$$

Cette relation est mise sous la forme présentée par la Figure 1.20 avec un pas d'échantillonnage $T_s=5 \times 10^{-5}$.

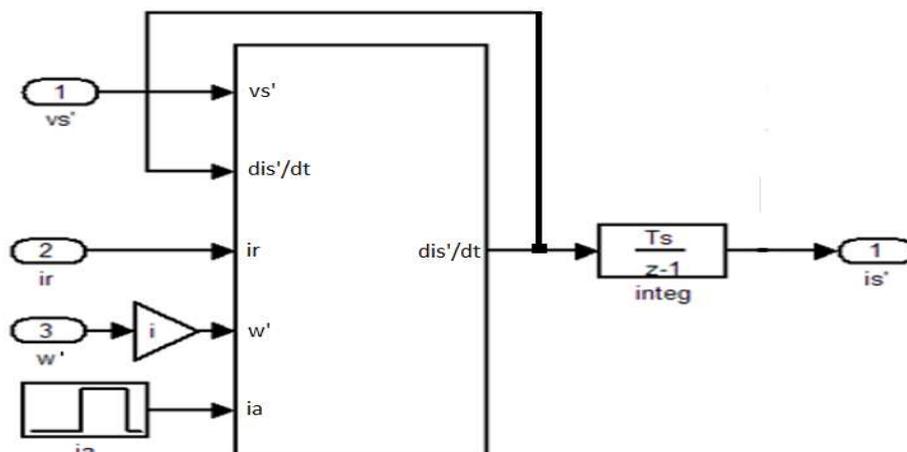


Figure 1.20 : Schéma d'implémentation du courant statorique

L'expression qui traduit la tension statorique dans le référentiel rotorique donnée par (1.66) a été réécrite pour l'implémentation sous la forme :

$$\frac{d^2 \bar{v}'^s}{dt^2} = \frac{1}{C} \left[-j\omega' \bar{i}'^s - \frac{d\bar{i}'^s}{dt} - \frac{d\bar{v}'^s}{dt} \left(\frac{1}{R} + 2j\omega' C \right) - \bar{v}'^s \left(j\omega'^2 C + \frac{j\omega'}{R} + \frac{1}{L} \right) \right] \quad (1.73)$$

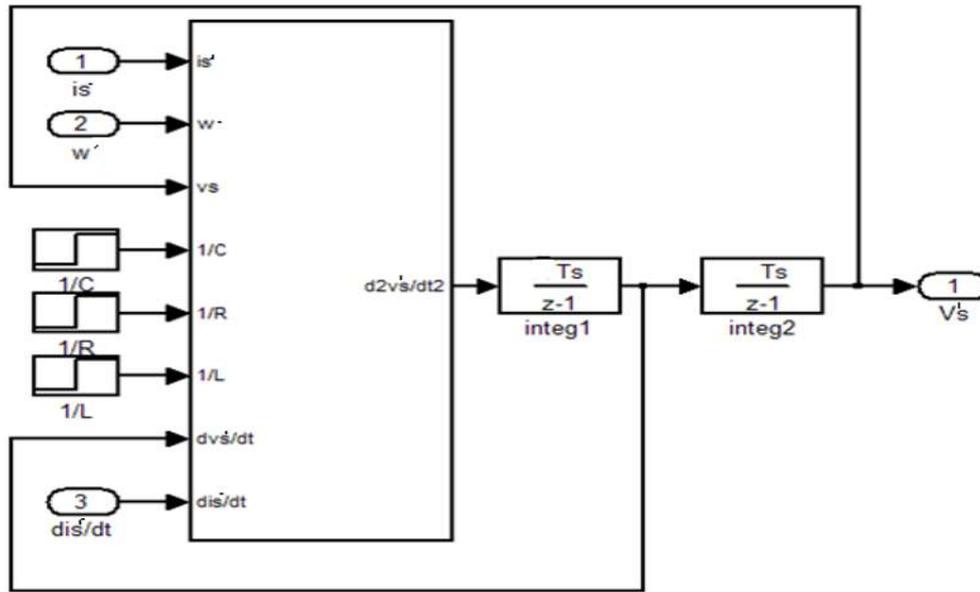


Figure 1.21: Schéma d'implémentation de la tension statorique

L'implémentation numérique du couple exprimé par (1.71) et de la vitesse obtenue à partir de (1.69) est présentée dans la Figure 1.22 avec le flux donné par la troisième équation du système (1.61).

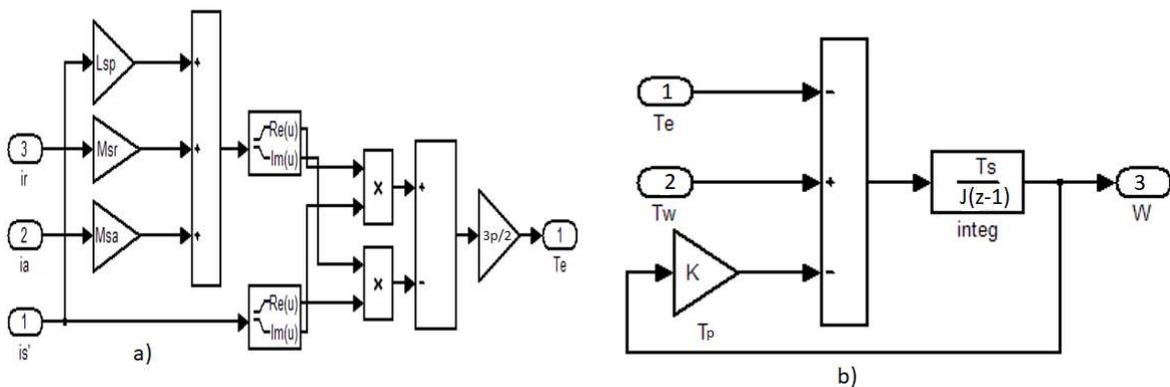


Figure 1.22 : Schéma d'implémentation de l'équation mécanique : a) couple électromagnétique, b) vitesse du rotor

L'implémentation du courant rotorique donné par (1.63) est détaillée dans la Figure 1.23.

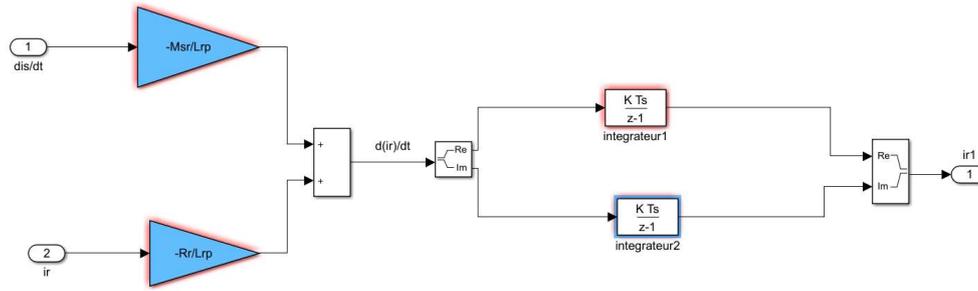


Figure 1.23: Schéma d'implémentation du courant rotorique

L'assemblage des différents schémas conduit à obtenir le schéma global basé sur le vecteur espace de la GAAE. Il est présenté sur la Figure 1.24. Sur cette figure une variation temporelle de la résistance R, et la capacité C sont également représentées. Pour l'inductance L une valeur constante est gardée pour tout l'intervalle de simulation et la valeur de i_a est annulée ($i_a = 0$) à $t = 0.7s$. Différents blocs de mesure et les constantes utilisées sont également représentés sur la figure. La division par zéro de la puissance du vent P_w à l' instant de démarrage est éliminée par l'utilisation d'un bloc switch qui reçoit une faible valeur initiale pour le cas critique.

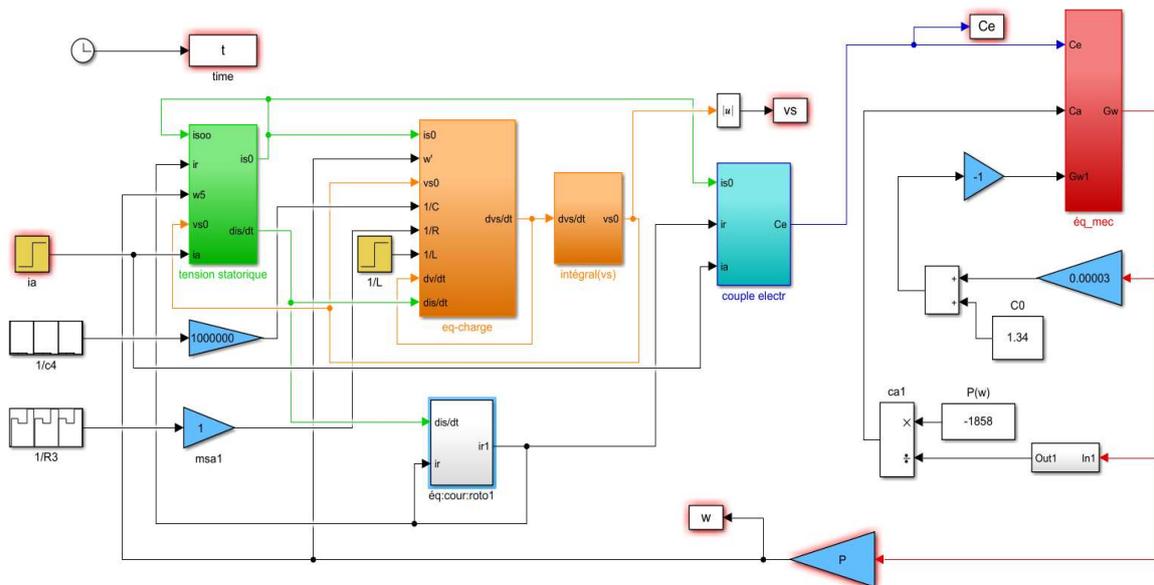


Figure 1.24 : Schéma global de l'implémentation numérique sur Matlab-Simulink de la GAAE

1.4.7 Présentation des résultats pour un fonctionnement sur une charge R-L

Pour valider les relations développées précédemment et le modèle numérique implémenté, le banc d'essais présenté à la Figure 1.25 a été réalisé.

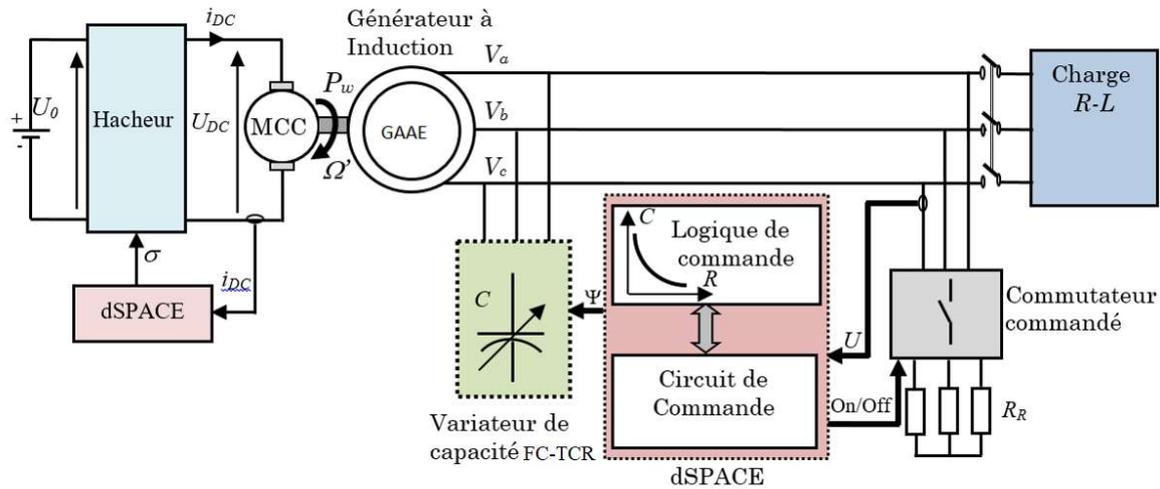


Figure 1.25: Schéma bloc du banc de test expérimental utilisé

Ce banc d'essais est constitué d'une machine MCC couplée avec une machine d'induction (IM) qui fonctionne en génératrice asynchrone auto-excitée. Deux problèmes se posent dans la réalisation du système: le premier consiste à maintenir une puissance constante sur l'arbre commun entre MCC et GAAE, le deuxième est la régulation de la fréquence et de la tension en sortie de la GAAE par une prise en compte des paramètres de la machine sans utiliser des systèmes chers ou compliqués d'électronique de puissance.

1.4.7.1 Régulation de la puissance sur l'arbre

La machine MCC (utilisée en moteur) doit fournir sur l'arbre commun des valeurs de couple, vitesse et puissance compatibles avec ce que le vent agissant sur des pâles fournirait à un générateur éolien. Pour ce cas, un hacheur est utilisé, commandé par un système dSPACE qui échantillonne la tension d'alimentation du moteur (MCC) couplé en excitation indépendante (flux constant). Le dSPACE utilise en entrée la valeur du courant i_{DC} pour fournir en sortie un signal σ (compris entre 0 et 10V). Ce signal commande le hacheur alimenté par une tension continue $U_{max} = 280V$. Compte tenu qu'il est demandé un fonctionnement dans la zone stable de la GAAE, la vitesse de rotation reste quasi constante. On considère que les pertes fer et mécaniques sont constantes et égales à $P_c = P_{fer} + P_{mec}$. La puissance en sortie de l'arbre de la MCC est calculée par la relation :

$$P_a = \frac{\sigma}{10} U_{max} I - R_i I^2 - P_c \quad (1.74)$$

où R_i représente la résistance d'induit (1Ω) et I la valeur moyenne du courant dans l'induit. Pour une régulation à puissance constante en sortie de l'arbre, l'acquisition du courant dans l'induit permet de calculer la puissance instantanée P_a et d'effectuer une régulation de puissance par rapport à une consigne P_{ref} imposée qui tient compte des pertes P_c et de la tension fixée en sortie du GAAE ($U=390.5V$). Comme dans la plage de fonctionnement la vitesse du rotor change très peu, on suppose que P_c est constante. Cette boucle de régulation utilisée pour les tests est donnée à la Figure 1.26.

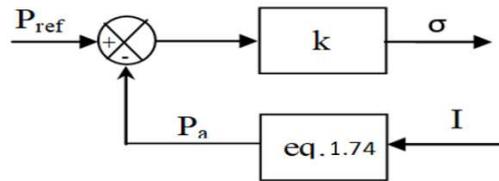


Figure 1.26: Régulation de la puissance en sortie de l'arbre moteur de la MCC

La régulation utilise un classique gain proportionnel de valeur K et la commande qui en résulte sert à piloter le hacheur via une sortie analogique dSPACE $\sigma \in [0 \div 10V]$ comme montré sur la Figure 1.25. La régulation de puissance s'impose car dans le cas d'un auto-amorçage, seuls les paramètres internes du SEIG et ceux de la charge R , L et C (1.36) déterminent ω , s et donc Ω' . Par conséquent, la machine qui va entraîner le générateur asynchrone ne doit imposer aucun de ses paramètres. En fait, en faisant l'analogie avec des pâles en fonctionnement et dans un intervalle de temps donné, un générateur asynchrone éolien reçoit une puissance mécanique constante sur son arbre: les autres paramètres couple, tension ou courant résulteront de l'interaction entre cette puissance, le générateur et sa charge.

1.4.7.2 Stabilisation de la tension

Pour des variations de la puissance du vent, il est nécessaire d'assurer une stabilité de la tension en sortie de la GAAE. Cette stabilité est assurée par une modification de la charge R à l'aide d'un commutateur commandé (1.24). Le changement de R doit être accompagné par un changement de C selon (1.54) afin de stabiliser également la fréquence. La variation de la puissance réactive est contrôlée par un gradateur qui introduit dans le réseau d'alimentation un consommateur de puissance réactive (une charge inductive de régulation L_R). La réalisation du variateur de capacité appelé système FC-TCR (Fixed Capacitor Thyristor Controlled Reactor) est donnée sur la Figure 1.27.

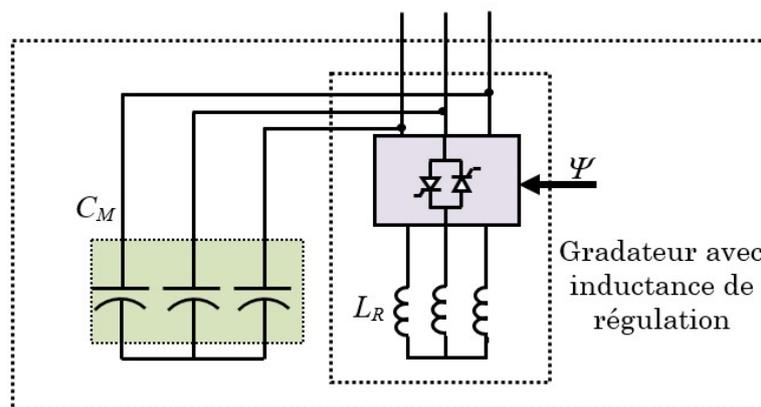


Figure 1.27 : Système FC-TCR pour la réalisation d'une capacité variable

En pratique la variation de la charge R est accompagnée par une variation de la capacité C en modifiant le signal de commande du gradateur $\psi \in [0 \div 10V]$. Pour une capacité maximale C_M connectée au réseau et en considérant L_R idéale ($R_L=0$), le gradateur modifie la valeur du condensateur C selon la relation :

$$C = C_M - (1/\omega^2 L_R) \quad (1.74)$$

Cette variation de capacité a comme but de conduire à une stabilisation de la fréquence.

1.4.7.3 Stabilisation de la fréquence

La Figure 1.15 a mis en évidence la possibilité de stabiliser la fréquence en sortie de la GAEE pour un point de fonctionnement en bas de la courbe. Il convient donc de choisir la charge R_0 - C_0 - L afin de faire fonctionner l'aérogénérateur autour de ce point. Etant donné le caractère aplati de la courbe autour de ce point, des variations limitées de la charge ($\sim 20\%$) correspondant à de nouvelles valeurs de R et C permettent de maintenir la fréquence quasi-constante en modifiant la valeur de la capacité C selon la relation 1.54. Le Tableau 1.4 présente un exemple des valeurs obtenues. Cinq essais sont présentés dans ce tableau. Le premier a été réalisé pour $R_0 = 110 \Omega$ et $C_0 = 87.5 \mu\text{F}$. Ce point correspond au point central de fonctionnement de la GAEE (Figure 1.15). Par rapport à ce point central caractérisé par $s = -6.081\%$, et $\omega_{gr} = 315.6 \text{ rad/s}$ ($f = 50.25\text{Hz}$) des variations de charge (nécessaires à stabiliser la tension en cas de variations de la puissance du vent) sont testées. Ces variations déplacent le point de fonctionnement à droite et à gauche du point central. Pour le deuxième essai nous choisissons $R = 130 \Omega$ (18% de variation) qui correspond au point $s = -5.07\%$, $\omega_{gr} = 319.6 \text{ rad/s}$ (déplacement à droite). La valeur de C pour respecter (1.54) devrait être de $83.23 \mu\text{F}$ mais compte tenu de la batterie de condensateur, il a été utilisé $C = 83 \mu\text{F}$.

Tableau 1.4. Evolution de la pulsation statorique, du glissement et de la tension en fonction de la charge pour une puissance à l'entrée de l'arbre $P = -1695\text{W} = \text{cst}$

	Valeurs expérimentales					Valeurs prédites graphiquement		Valeurs calculées numériquement		
	R [Ω]	C [μF]	ω [rad/s]	s %	U [V]	ω_{gr} [rad/s]	s %	ω_{cal} [rad/s]	s %	U [V]
C varie selon eq 1.54	110	87.5	316.5	-5.4	390.5	315.6	-6.08	315.7	-6	390
	130	83	319	-4.6	425	319.6	-5.07	320.17	-5.08	427
	88	94	313.3	-4.62	346.5	312.1	-7.64	311.93	-7.6	345
C constant	130	87.5	311.4	-3.85	452	310.8	-5.15	310.83	-5	428
	88	87.5	325.3	-6.2	350	325	-7.66	324.87	-7.6	345

Pour disposer d'une comparaison, nous avons également testé (essai 3) un changement de $R = 130 \Omega$ sans changement de C ($C = C_0 = 87.5 \mu\text{F}$). On remarque une variation légèrement plus importante de la pulsation statorique ($\omega_{gr} = 310.8 \text{ rad/s}$).

Un quatrième couple (R, C) a été considéré (déplacement à gauche) tel que $R = 88 \Omega$ (20% de variation) et $C = 94 \mu\text{F}$, correspondant à une augmentation de la puissance demandée à la machine. Le changement de C permet une variation plus faible de la pulsation statorique ($\omega_{gr} = 312.1 \text{ rad/s}$) comparée au cinquième cas où nous faisons varier uniquement la charge résistive sans agir sur la capacité dans le même temps, $R_2 = 88 \Omega$ et $C_2 = C_0 = 87.5 \mu\text{F}$. On remarque

également une variation plus importante de la pulsation des grandeurs statoriques ($\omega_{gr} = 325$ rad/s, $f=51.75\text{Hz}$). Ces essais ont été réalisés pour une puissance absorbée sur le banc de test de 1.7kW.

Résultats de simulation

Comme il est montré dans I.4.4, la régulation passe d'abord par l'identification de la machine et la détermination du meilleur point de fonctionnement pour une charge RL imposée. Cette charge peut être modifiée avec des variations limitées de R (~20% consommateur non prioritaire) en cas de variations de la puissance du vent. Le paragraphe I.4.6 donne un modèle permettant la simulation du système en prenant en compte son inertie globale J et la puissance du vent P afin d'analyser aussi le régime transitoire. Ce modèle est utilisé pour analyser le comportement de la GAEE entraînée par une variation de puissance $P=-1695\text{W}$ en considérant une charge RL.

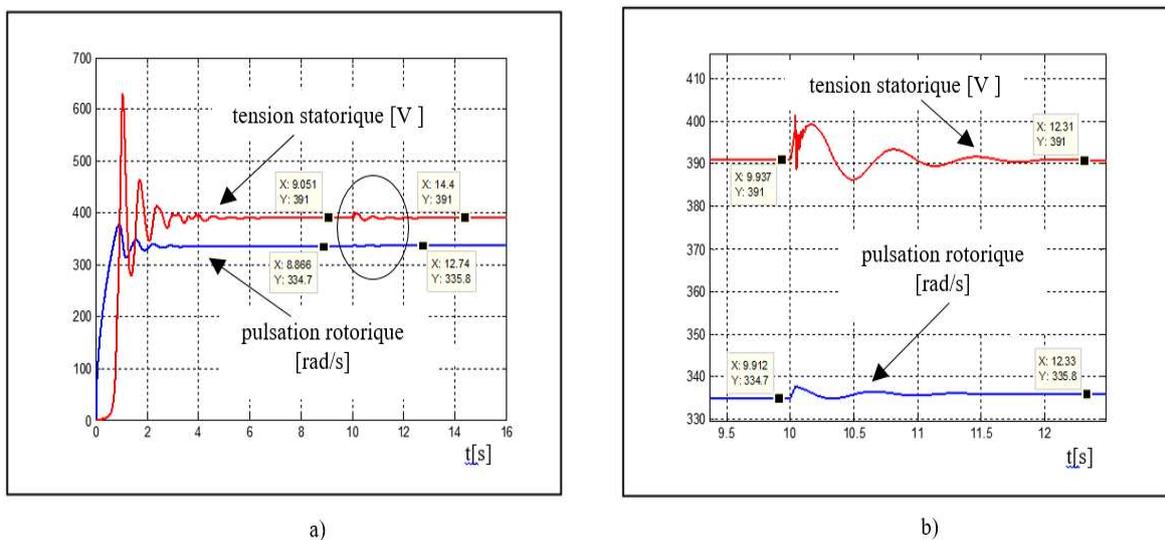


Figure 1.28 : Variation de la tension statorique et de la pulsation rotorique pour une variation de puissance avec régulation R et C a) tension et pulsation b) zoom à t=10s

Pour ce cas, la charge a été choisie afin de fixer le point de fonctionnement dans la zone de stabilité ($R_0=110\ \Omega$ et $C_0=87.5\ \mu\text{F}$, $L=167\text{mH}$). La charge RL et la capacité C fixe la fréquence tandis que la puissance P_a fixe la tension en sortie de la GAAS. Cette simulation est présentée à la Figure 1.28a. Après l'instant de démarrage caractérisé par un régime transitoire important en temps et en variation de tension ($\Delta U=340\text{V}$), le régime permanent est atteint pour une tension de ligne $U=391\text{V}$ et une pulsation rotorique $\omega'=334.7$ rad/sec (donc une pulsation de la tension statorique $\omega=315.7$ rad/sec car $\omega=\omega'/(1-g)$ et $g=-6\%$). Ensuite une variation de puissance P_a est considérée (de -1695W à -2200W) à l'instant $t=10\text{s}$. La régulation intervient à $t=10.05\text{s}$ par un basculement de $R_0=110\ \Omega$ vers $R=88\ \Omega$ afin de réguler la tension et la capacité qui passe de $C_0=87.5\ \mu\text{F}$ à $C=94\ \mu\text{F}$ pour garder la fréquence quasi-constante. La Figure 1.28b montre un zoom sur la variation de la tension et de la pulsation rotorique pendant le régime transitoire ainsi que le régime stabilisé qui suit. On peut remarquer une variation relative faible de la tension pendant le régime transitoire ($\Delta U\sim 2.5\%$) et une fréquence quasi-constante en régime permanent.

Le cas de variation sans l'utilisation de la loi est présenté sur la Figure 1.29. Ici le passage de $P_a = -1695\text{W}$ à $P_a = -2200\text{W}$ est fait aussi avec le passage de R de $R_0=110\ \Omega$ à

$R_1=88 \Omega$ pour stabiliser la tension mais la valeur de C est maintenue constante et égale à la valeur initiale $C_0=87.5\mu F$.

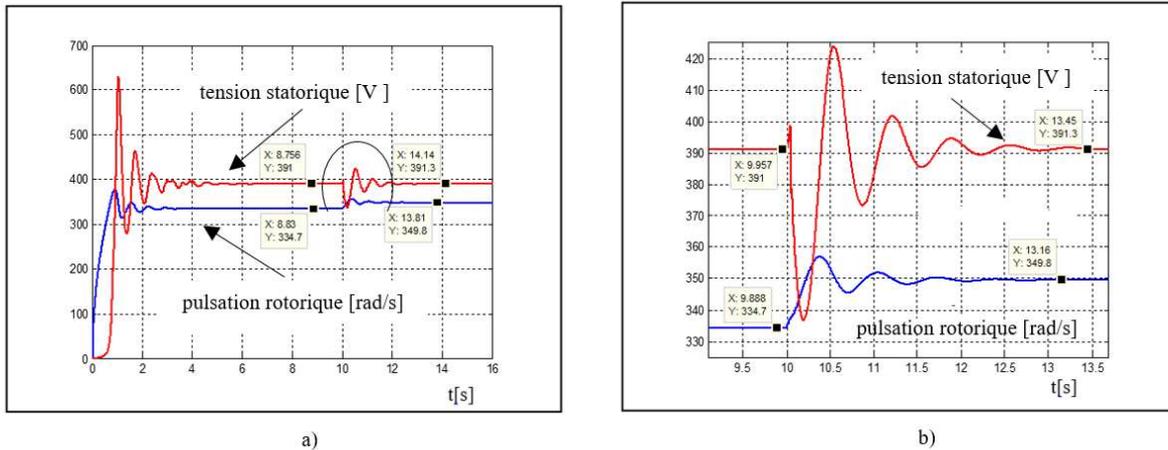


Figure 1.29 : Variation de la tension statorique et de la pulsation rotorique pour une variation de puissance avec $C=cst$ a) tension et pulsation b) zoom à $t=10s$

Dans ce cas, pour un changement de charge R à l’instant $t=10.05s$ la variation de la tension est plus importante ($\Delta U \sim 11\%$) ainsi que celle de la fréquence ($\Delta f=4.5\%$ car $g=-6.1\%$, $f=52.47Hz$, $\omega=329.7 \text{ rad/sec}$). On remarque donc l’importance d’un changement de la capacité C qui permet d’améliorer la stabilité de la fréquence et diminuer les variations de tension pendant les régimes transitoires. La simulation met en évidence à l’instant d’amorçage une variation importante de la tension. En pratique il est important de réaliser l’amorçage à vide de la machine (pour éviter le pic de tension) et introduire progressivement la puissance du vent à l’arbre de la SEIG ainsi que la charge.

Résultats expérimentaux

La validation expérimentale a été faite pour une mesure à l’oscilloscope de la tension composée et de la fréquence en sortie d’enroulement statorique de la GAEE et cela pour plusieurs points de fonctionnement comme il est présenté dans le Tableau 1.4.

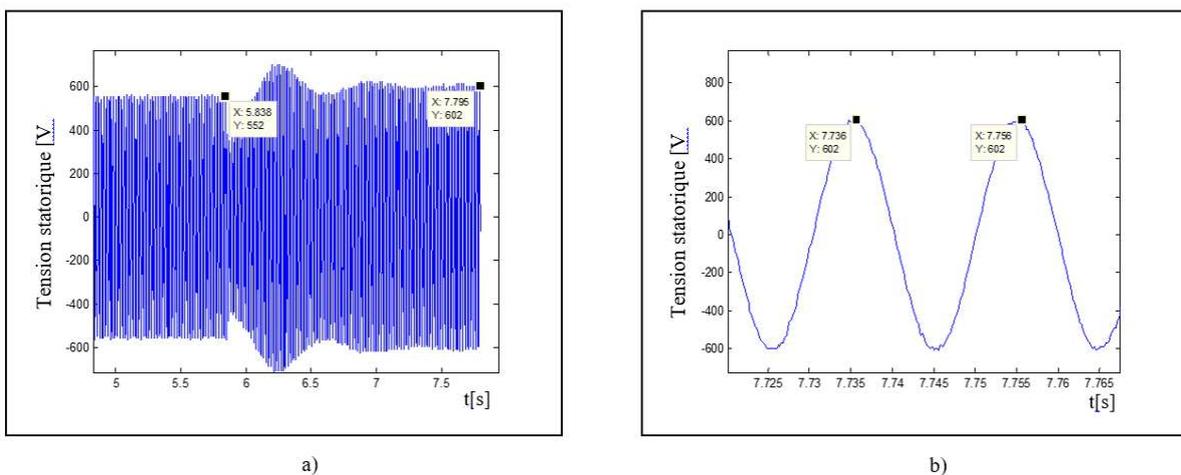


Figure 1.30: Variation de la tension statorique et de la fréquence pour une puissance constante et diminution de la charge vue par la machine à $R=130 \Omega$ et $C=83 \mu F$ a) évolution de la tension b) zoom à $t=7.7s$ avec mesure de la période

La Figure 1.30 montre le deuxième cas décrit dans le Tableau 1.4 correspondant à un fonctionnement à puissance constante, régulation de fréquence et changement de charge à l'instant $t=5.9s$. Les signaux acquis par l'oscilloscope sont traités avec Matlab pour mettre en évidence les valeurs numériques.

En partant du point d'équilibre $R_0=110\Omega$, $C_0=87.5\mu F$, correspondant à une tension $U=390V$ ($U_{max} = \sqrt{2} * 390 = 551.5V$) et une fréquence de $f = 50,4 Hz$ (Figure 1.30a) ($f = 316.5 / (2 * \pi) = 50,4 Hz$) après changement de R et C, ($R= 130 \Omega$ et $C=83\mu F$) la GAAE se stabilise à une tension de $U=425.7V$ ($U_{max} = \sqrt{2} * 425.7 = 602V$) avec une fréquence $f = 50 Hz$ ($f = 1 / (7.756 - 7.736) = 50 Hz$) comme le montre la Figure 1.30b. On remarque également sur la Figure 1.30a la variation de la tension mise aussi en évidence par le modèle numérique à l'instant du changement de charge.

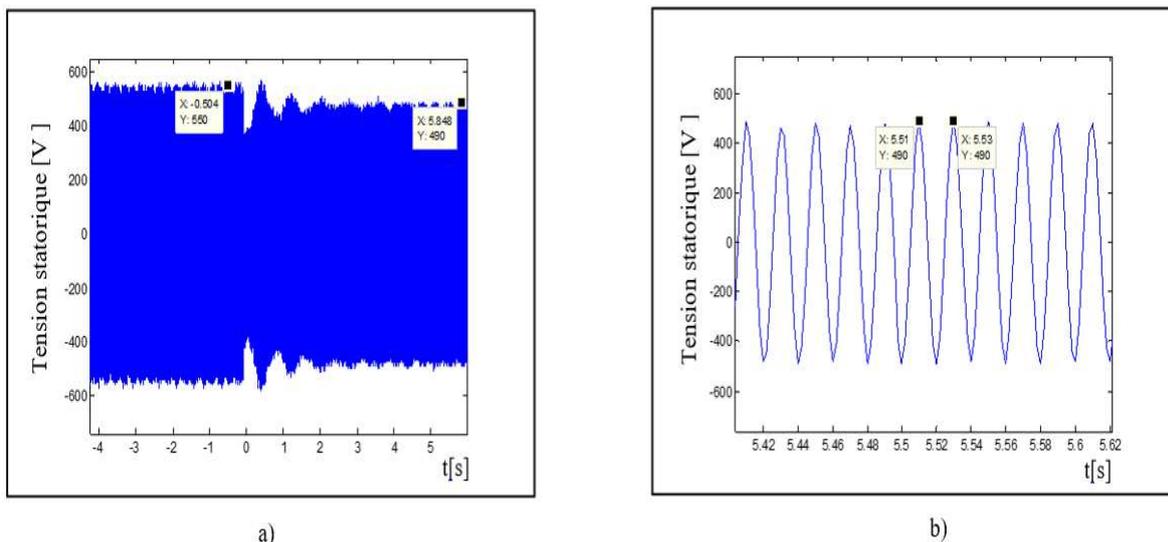


Figure 1.31: Variation de la tension statorique et de la fréquence pour une puissance constante et augmentation de la charge vue par la machine à $R=88 \Omega$ et $C=94\mu F$ a) évolution de la tension b) zoom à $t=5.5 s$ avec mesure de la période

La cas de variation de la tension et de la fréquence pour une puissance constante à l'arbre de la machine ainsi qu'une augmentation de la charge ($R= 88 \Omega$ et $C=94\mu F$) est présenté à la Figure 1.31. Dans ce cas correspondant à une augmentation de la charge vue par la machine (R en parallèle avec C , et L), la tension diminue et se stabilise à une valeur $U=346.5V$ ($U_{max} = \sqrt{2} * 346.5 = 490V$) et la fréquence à la valeur $f = 50 Hz$ ($f = 1 / (5.53 - 5.51) \approx 50 Hz$). On remarque des valeurs proches de celles trouvées par le modèle numérique avec une mise en évidence de la variation de la tension pendant la période transitoire. Cette baisse de tension est limitée par le changement de la capacité qui l'accompagne. Il a été mis en évidence qu'une bonne synchronisation du changement RC conduit à une diminution de la variation de la tension.

1.4.7.4 Etude de l'amorçage et du décrochage

Dans l'étude de la GAEE, les problématiques d'amorçage en cas d'arrêt normal ou de décrochage ont été traitées. L'auto-amorçage du générateur asynchrone en fonctionnement isolé est généralement réalisé par l'augmentation de la vitesse du rotor en présence d'un champ magnétique rémanent et sans la charge R-L connectée aux bornes. Après l'amorçage et l'obtention d'une tension stabilisée en sortie du stator la connexion de la charge peut être introduite dans le circuit progressivement. La variation du vecteur espace de la tension est obtenue par l'enregistrement des tensions simples v_1, v_2, v_3 et ensuite l'application de la transformation donnée par :

$$|\bar{v}^s| = \left| \frac{2}{3}(v_1 + av_2 + a^2v_3) \right| \quad (1.75)$$

Une présentation des résultats obtenus par simulation pour $|\bar{v}^s|$ (en ligne pleine) et la pulsation ω' (représentée en ligne interrompue) est donnée sur la Figure 1.32.

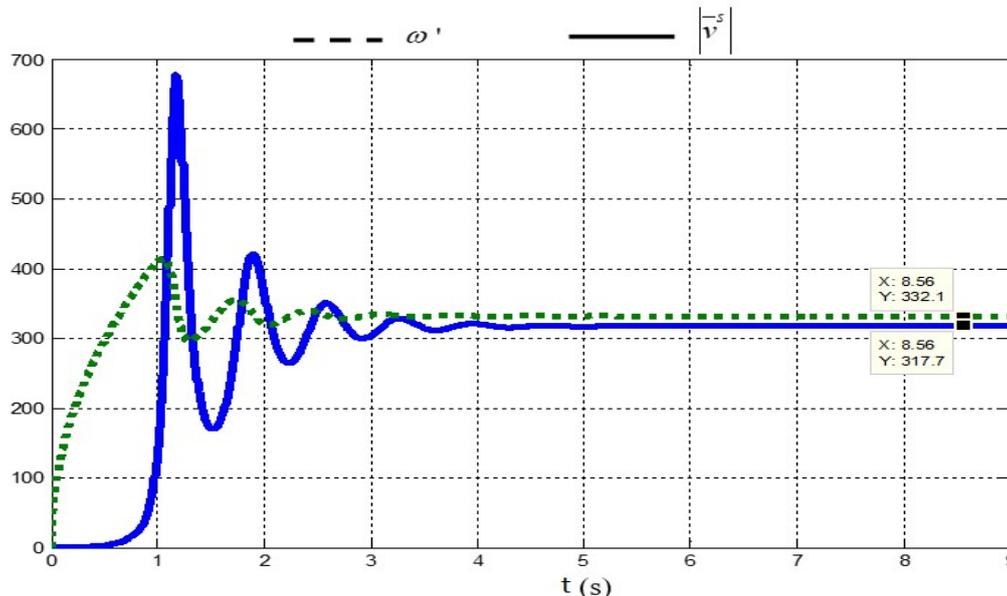


Figure 1.32: Variation du module vecteur espace tension $|\bar{v}^s|$ et la pulsation rotorique ω' pendant l'amorçage de la GAEE

Cette simulation est faite pour une puissance $P_w = 1884W$, appliquée à l'arbre du générateur, $R = R_0 = 111\Omega$, $C = C_0 = 87.5 \mu F$, $L_0 = 170 mH$, $|\bar{i}^s| = 3.92A$, $|\bar{i}^r| = 4.54A$, $|\bar{v}^s| = |\bar{v}^s| = 317.7V$, $g\omega = -189 rds^{-1}$, $\omega' = 332.1 rds^{-1}$ et $\omega = 313.2 rds^{-1}$ (car $\omega' = \omega - g\omega$). On déduit une valeur du glissement $g = -6.03\%$ et une tension composée donnée par $|U^s| = |\bar{v}^s| * \sqrt{3}/2 = 389.1V$. L'évolution de la tension composée obtenue par simulation et par expérimentation est présentée sur la Figure 1.33a et 1.33b.

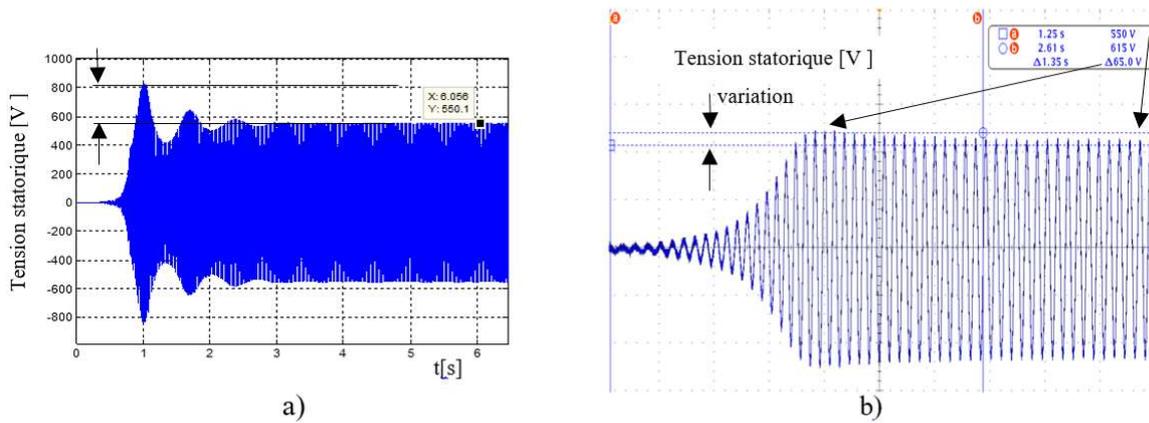


Figure 1.33: Variation de la tension composée U^s pendant l’amorçage de la GAAE a) résultat simulé avec GAAE en charge, b) résultat expérimental avec la charge R-L déconnectée

Dans le cas simulé, un amorçage en pleine charge est représenté. On remarque une forte variation de la tension pendant la période d’amorçage suivie d’une stabilisation de la tension à une valeur $U_{\max}^s = \sqrt{2} * 389.1 = 550.2V$. Dans le cas expérimental, afin de protéger le bobinage de la machine et aussi la charge, l’amorçage est fait à vide avec un contrôle de la puissance à l’arbre de la GAAE. Bien que dans ce cas la variation de la tension reste limitée à $\Delta 65V$ on remarque bien la tendance d’un pic de tension mis en évidence par le modèle numérique.

Après l’auto excitation de la GAAE et l’obtention d’un état stable de la tension, la charge doit être introduite de façon progressive. Cependant à l’instant de la connexion de la charge ou pendant une variation trop brusque de la charge, un décrochage peut apparaître. Ce cas est présenté en simulation sur la Figure 1.34a et de façon expérimentale sur la Figure 1.34b.

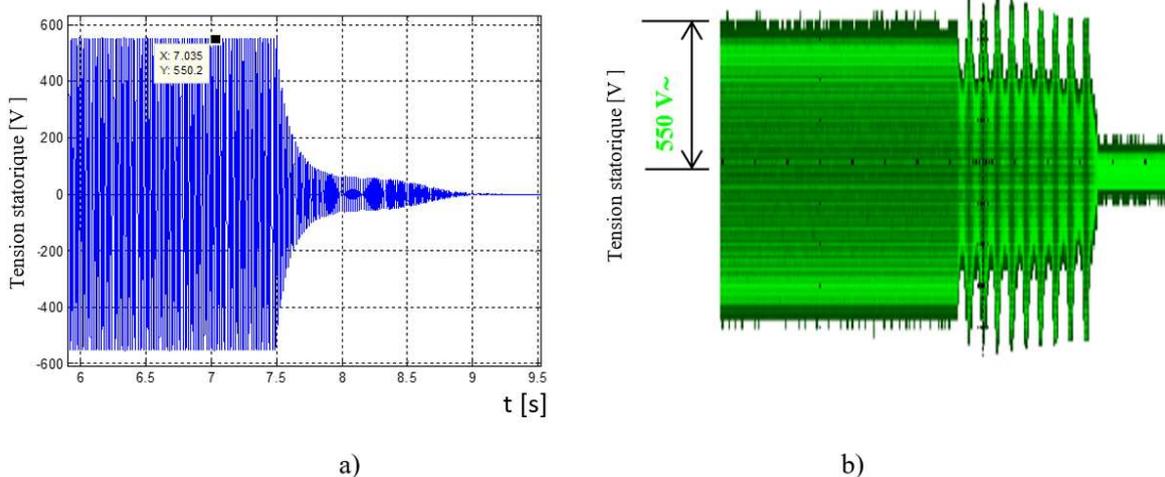


Figure 1.34: Variation de la tension composée U^s pendant le décrochage de la GAAE a) résultat simulé b) résultat expérimental

Dans l’étude de ce cas, la charge R connectée nécessite plus de puissance P_w et elle est ajoutée sans régulation de la puissance réactive. On remarque sur le résultat expérimental que le régime

transitoire est accompagné des variations plus importantes de la tension avant le décrochage. Ces oscillations de tension sont dangereuses pour la GAAE ou pour la charge et leur amplitude doit être contrôlée. Cependant, cet intervalle transitoire relativement long avant le décrochage montre que le système a une bonne stabilité et que la perte relativement lente de la tension permettrait en pratique de modifier la capacité C et la charge R pour diminuer l'amplitude de l'oscillation de la tension.

En général, le décrochage de la machine est suivi d'une démagnétisation de la machine or l'auto-amorçage n'est possible qu'en présence d'un champ magnétique résiduel. Dans un fonctionnement isolé pour une génératrice asynchrone non connectée à un réseau une procédure spécifique est proposée où la puissance réactive est donnée par une batterie des condensateurs chargée avec une source de tension continue [Bru05]. Pour réussir la procédure d'auto-excitation, la vitesse de rotation du rotor doit être augmentée à la valeur estimée en tenant compte de la charge à connecter.

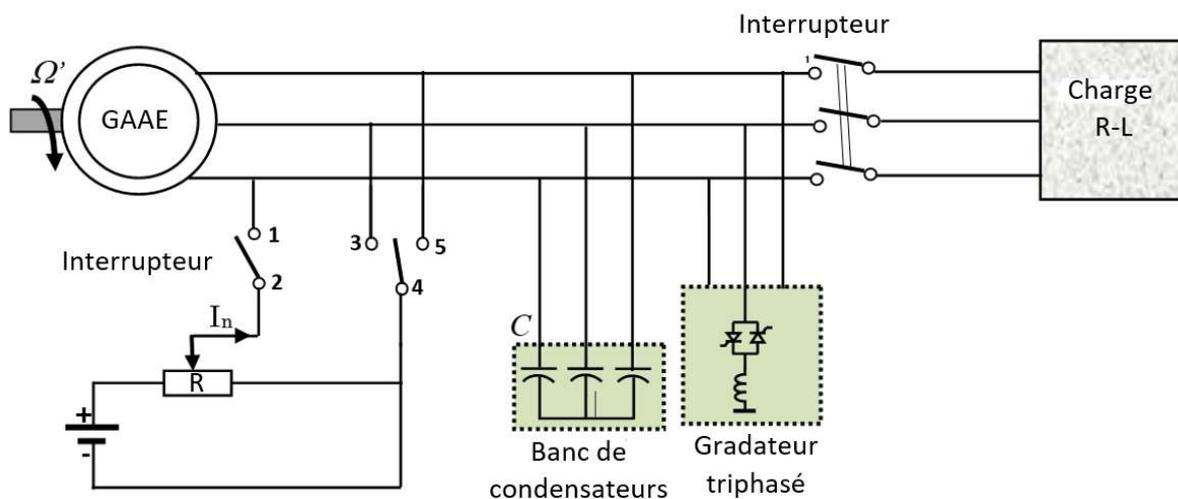


Figure 1.35: Procédure pour redémarrage d'une génératrice asynchrone démagnétisée suite à un décrochage

Suite aux difficultés pratiques pour l'amorçage, une nouvelle procédure schématisée à la Figure 1.35 a été mise au point [Tou17]. Dans cette procédure, avant l'amorçage, la charge est déconnectée de la génératrice par un interrupteur puis un courant continu est appliqué aux enroulements du stator en deux étapes: la première en fermant les interrupteurs 1-2, 3-4 et la seconde en changeant 3-4 par 4-5. Le courant doit être limité à la valeur nominale de la GAAE et la présence du gradateur n'influence pas la procédure s'il n'est pas commandé. Il est également possible après le décrochage d'alimenter la MA en courant alternatif et de la faire fonctionner en mode moteur quelques instants si une source triphasée est disponible.

1.5 Contrôle de la puissance réactive

Le fonctionnement du générateur asynchrone en site isolé nécessite également un contrôle de la puissance réactive pour stabiliser la fréquence et ainsi les ondulations de tension. Il a été montré dans l'étude analytique qu'il est possible de trouver un couple R-C adapté avec les paramètres de la machine et de la charge inductive L . L'étude a également mis en évidence des points de fonctionnement à privilégier et des zones de fonctionnement où la pulsation de la machine ainsi que son comportement sont plus stables.

En cas de variation de la puissance du vent P_w , la régulation de la tension peut se faire à l'aide d'un changement de la charge résistive R organisée dans des groupes des consommateurs prioritaires et non prioritaires qui peuvent être déconnectés en concordance avec P_w . Cette variation doit être accompagnée d'une régulation de la puissance réactive fournie par une batterie des condensateurs de capacité maximale C_M dans le but de stabiliser également la fréquence et les ondulations de la tension pendant le régime transitoire.

Pour cette application, le choix a été orienté sur l'utilisation d'un gradateur car la commutation naturelle des thyristors permet une simplicité de mise en œuvre du montage, aucun auxiliaire n'étant nécessaire pour la réalisation des commutations mais elle s'accompagne aussi d'une difficulté d'analyse du fonctionnement puisque celui-ci est directement lié à la nature de la charge alimentée. Pour fournir une puissance réactive variable aux bornes de la GAAE on peut utiliser une capacité C_M connectée en parallèle d'un gradateur commandé avec un angle de retard à l'amorçage ψ comme le montre la Figure 1.36. Cette configuration est connue dans la littérature sous le nom de FC-TCR (Fixed Capacitor -Thyristor Controlled Reactor). Une autre configuration possible est la TCR-TSC (Thyristor Controlled Reactor -Thyristor Switched Capacitor) qui utilise un commutateur bidirectionnel pour la bobine ainsi que pour la capacité. Cependant compte tenu du fait que la TCR-TSC risque des commutations libres caractérisées par une certaine instabilité de la tension d'alimentation, dans notre cas, le choix de la simplicité et de la fiabilité donnée par la FC-TCR a été fait [Osb89].

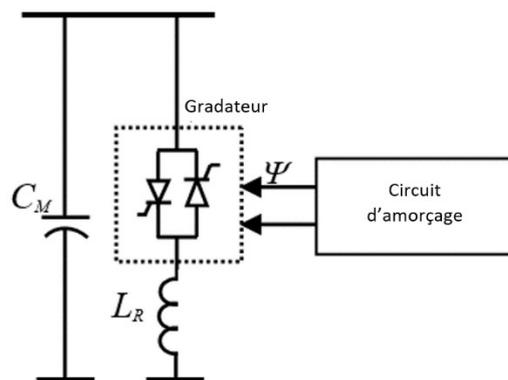


Figure 1.36: Régulateur de puissance réactive FC-TCR

La configuration proposée permet de profiter des condensateurs déjà existants pour l'auto-excitation de la génératrice et d'une variation de la puissance réactive à l'aide de L_R alimentée par le gradateur durant les étapes de régulation. En considérant R_{L_R} la résistance interne de la bobine celle-ci est caractérisée par une impédance Z_R . Compte tenu de (1.54), la variation du R est accompagnée par une variation de la capacité $C = C_{eq}(\psi)$ dépendante de ψ . La puissance réactive équivalente fournie par le régulateur s'exprime par :

$$Q_{eq} = -U^2 \omega C_{eq}(\psi) \quad (1.76)$$

En pratique, l'évolution du ψ est dépendante des valeurs prédéterminées pour assurer une stabilité relative de la tension en concordance avec le couplage et le découplage de la charge non prioritaire dans un intervalle $\Delta R \approx \pm 20\%$.

I.5.1 Variation de la puissance réactive

Selon le principe présenté sur la Figure 1.36 un système triphasé avec une charge équilibrée \underline{Z}_R est utilisé pour réguler la puissance réactive. La modification de la capacité C_M est réalisée en utilisant une inductance L_R en série avec une résistance R_{L_R} (correspondant à celle de la bobine). Cette charge est alimentée par un gradateur triphasé choisi pour son faible coût ainsi que sa facilité à faire varier le courant dans \underline{Z}_R et donc la puissance réactive dans le système. Le schéma du gradateur ainsi que les courbes de la tension $v'_1(\theta)$ et du courant $i'_1(\theta)$ dans la phase 1 sont présentés à la Figure 1.37. Il a été noté avec ψ l'angle de commande du thyristor.

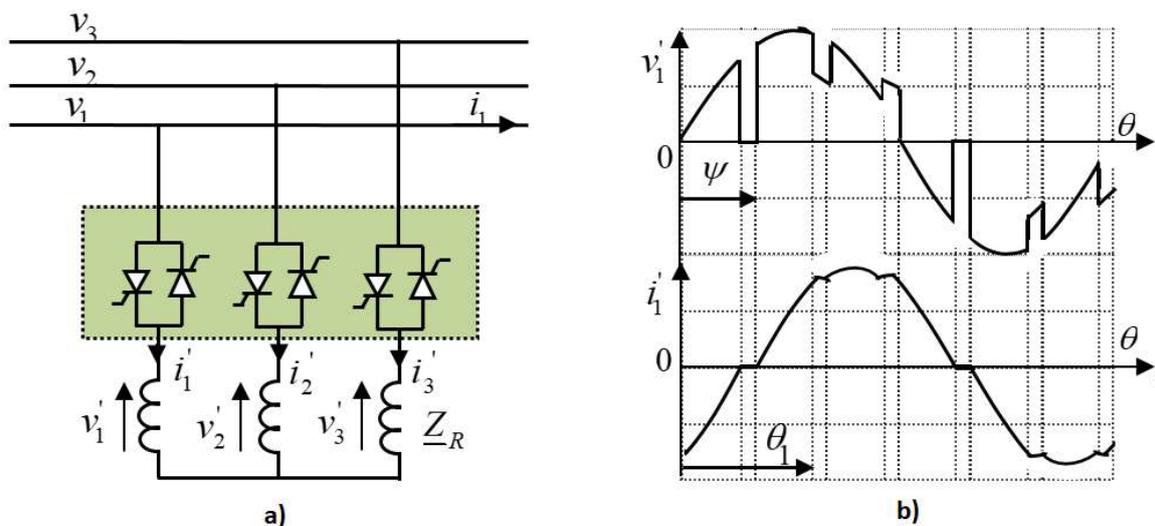


Figure 1.37: Gradateur triphasé avec charge de réglage \underline{Z}_R a) schéma du gradateur connecté à la charge inductive b) image de la tension et du courant dans le 1^{er} mode de fonctionnement

I.5.1.1 L'influence de l'angle de commande

Pour la commande du gradateur une étude analytique a été réalisée afin de définir le mode de commande du thyristor.

- **Circuit monophasé**

L'analyse a commencé avec le gradateur monophasé présenté à la Figure 1.38 qui alimente un récepteur résistant et inductif d'impédance \underline{Z}_R . La source de tension $v_q(\theta)$ est une tension sinusoïdale $v = V\sqrt{2}\sin\theta$ avec $\theta = \omega t = 2\pi t/T$ ou V est la valeur efficace de v , ω sa pulsation et T sa période.

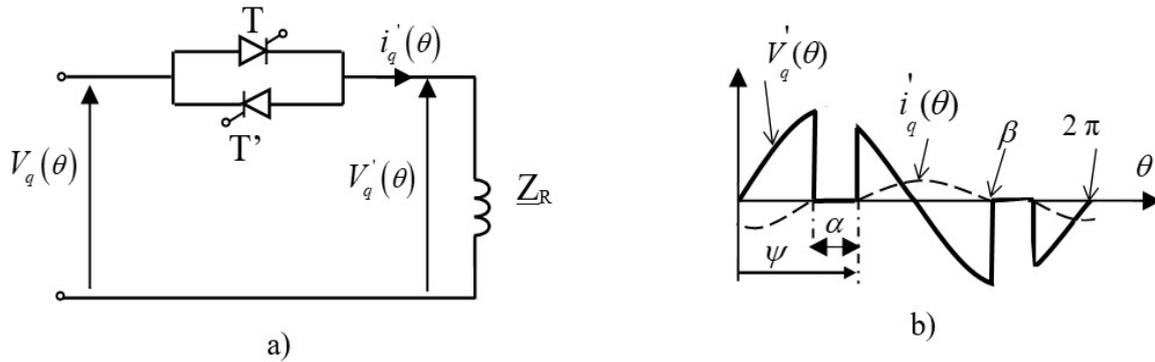


Figure 1.38: Gradateur monophasé avec charge de réglage Z_R a) schéma du gradateur connecté à la charge inductive b) image de la tension et du courant dans le 1^{er} mode de fonctionnement.

L'utilisation du gradateur va introduire des harmoniques dans le système. Afin de caractériser la tension appliquée à la charge de régulation, une analyse de Fourier a été réalisée. Le développement a conduit à l'expression de la valeur efficace de la tension [Tou13].

$$V_1' = \sqrt{(A_1^2 + B_1^2) / 2} \tag{1.77}$$

avec les expressions pour le fondamental :

$$\begin{cases} A_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\psi}^{\beta} v'(\theta) \sin \theta d\theta = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left(\beta - \psi - \frac{1}{2}(\sin 2\beta - \sin 2\psi) \right) \\ B_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\psi}^{\beta} v'(\theta) \cos \theta d\theta = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi} (\cos 2\psi - \cos 2\beta) \end{cases} \tag{1.78}$$

A partir de (1.77) et (1.78) la valeur efficace du fondamental de la tension s'exprime par :

$$V_1' = \frac{V}{\pi} \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2(\psi - \beta) + (\beta - \psi)^2 + (\beta - \psi)(\sin 2\psi - \sin 2\beta) \right]^{\frac{1}{2}} \tag{1.79}$$

où V est la valeur efficace de la tension simple appliquée à l'entrée du gradateur et β l'angle d'annulation du courant dans la phase considérée. Pour une charge fortement inductive ($\omega L_R \gg R_{LR}$) la puissance réactive (portée par le fondamental) absorbée par L_R est donnée par :

$$Q_{L_R} = VI_1' \sin \rho_1 \tag{1.80}$$

avec I_1' la valeur efficace du courant fondamental dans la phase l et ρ_l le déphasage entre I_1' et V_1' exprimé de façon générale pour une harmonique d'ordre n par $\rho_n = \arctg(n.L_R\omega / R_{L_R})$. La valeur RMS du I_1' s'exprime par :

$$I_1' = \frac{V_1'}{\left[R_{L_R}^2 + (L_R \omega)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \tag{1.81}$$

La puissance réactive fournie par la batterie de capacité C_M dans un circuit monophasé est donnée par :

$$Q_{C_M} = -V^2 \omega C_M \tag{1.82}$$

En considérant que l'inductance L_R consomme une partie de la puissance réactive fournie par la batterie de capacité C_M , compte tenu de (1.79-1.82) l'expression de la capacité $C(\psi)$ consommée par L_R peut s'écrire:

$$C(\psi) = \frac{\sin \rho_1}{\omega \pi^2 \sqrt{R_{L_R}^2 + (L_R \omega)^2}} \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2(\psi - \beta) + (\beta - \psi)^2 + (\beta - \psi)(\sin 2\psi - \sin 2\beta) \right]^{\frac{1}{2}} \tag{1.83}$$

avec $\rho_1 = \arctg(L_R \omega / R_{L_R})$. Il en résulte donc que la capacité équivalente C_{eq} vue par la GAEE pour chaque phase peut s'exprimer par:

$$C_{eq}(\psi) = C_M - C(\psi) \tag{1.84}$$

• **Circuit triphasé**

Pour l'étude du gradateur dans un montage triphasé il a été considéré les tensions simples $v_1 = V\sqrt{2} \sin \theta$, $v_2 = V\sqrt{2} \sin(\theta - 2\pi/3)$ et $v_3 = V\sqrt{2} \sin(\theta - 4\pi/3)$ où V est la valeur efficace des tensions simples d'alimentation. Un enregistrement expérimental de la valeur efficace du fondamental V_1' de la tension v_1 sur une charge triphasée inductive Z_R est présenté à la Figure 1.39. Ici, le courant $i_3(\theta)$ dans la phase 3 est nul pour un angle $\theta = \theta_1$.

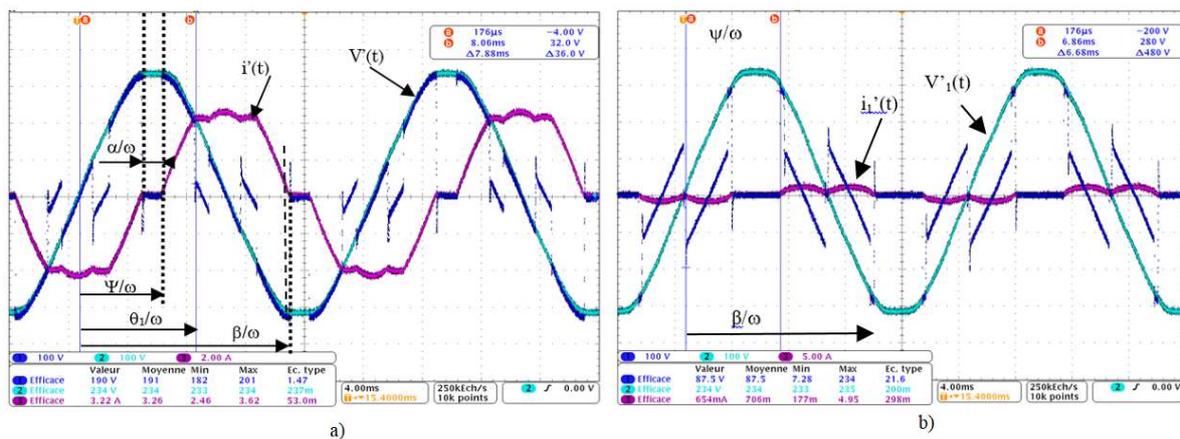


Figure 1.39 : Formes d'onde de la tension aux bornes de la charge Z_R et du courant qui la traverse pour a) angle de commande $\psi \approx 99^\circ$, b) angle de commande $\psi \approx 120^\circ$

Une charge triphasée inductive permet deux modes de fonctionnement le Mode 1 et le Mode 3 [Haq85, Gel10] :

- *Mode 1* caractérisé par la conduction simultanée de 3, puis 2 thyristors, il est obtenu pour $\rho_1 < \psi < \psi_{lim}$
- *Mode 3* caractérisé par la conduction simultanée de 2, puis 0 thyristors, il est obtenu pour $\psi_{lim} < \psi < 5\pi/6$

Pour un récepteur comportant une inductance, il y a disparition du deuxième mode caractérisé par la conduction en permanence de 2 thyristors due à la propriété de continuité des courants.

Le fonctionnement du gradateur n'est possible que si l'angle de commande ψ est supérieur à l'argument ρ_1 du récepteur ($\rho_1 < \psi < 5\pi/6$). L'angle limite de commande des thyristors ψ_{lim} correspondant au passage du *Mode 1* au *Mode 3* s'obtient par une résolution (numérique ou graphique) de la relation :

$$\sin(\psi_{lim} - \rho - \frac{4\pi}{3}) = -\sin(\psi_{lim} - \rho) \frac{1 - 2e^{-\pi/(3\chi)}}{2 - e^{-\pi/(3\chi)}} \quad (1.85)$$

avec $\chi = L_R \omega / R_{LR}$.

Deux modes de fonctionnement sont possibles mais le *Mode 3* permet une faible variation de la valeur efficace du courant et par conséquent des possibles discontinuités de fonctionnement d'où le choix dans cette application pour une commande dans le *Mode 1*.

Le calcul de $C(\psi)$ à l'aide de (1.83) et (1.85) est possible si l'angle d'annulation du courant β est connu. Il peut se déduire à partir de la Figure 1.37b et s'exprimer par :

$$\beta = \pi + \psi - \alpha = \theta_1 + \frac{2\pi}{3} \quad (1.86)$$

avec $\alpha = \psi + \frac{\pi}{3} - \theta_1$. L'angle d'annulation du courant $i_3'(t)$ dans la troisième phase θ_1 est obtenu par une résolution numérique de la relation suivante:

$$\sin(\theta_1 - \rho_1 - \frac{4\pi}{3}) e^{(\theta_1 - \psi)/\chi} = -\sin(\psi - \rho_1) \frac{1 - 2e^{-\pi/(3\chi)}}{2 - e^{-\pi/(3\chi)}} \quad (1.87)$$

En régime triphasé équilibré la puissance réactive consommée peut être contrôlée pour $\rho_1 < \psi < 5\pi/6$, [Rom91]. Il faut noter que $\theta_1 \in [\psi \div \beta]$.

Comme pour le cas monophasé le développement en série de Fourier des tensions aux bornes du récepteur permet de déterminer la valeur efficace du fondamental de la tension définie par $V_1' = \sqrt{A_1^2 + B_1^2}$:

$$V_1' = \frac{3V}{2\pi} \sqrt{\left[\theta_1 - \psi + \frac{\pi}{3} - \frac{1}{2} \sin 2(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \sin 2\psi \right]^2 + \frac{1}{4} \left[\cos 2\psi - \cos 2(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}) \right]^2} \quad (1.88)$$

La puissance réactive absorbée par le récepteur de régulation (1.80) s'exprime en triphasé par :

$$Q_{L_R} = 3V_1' \sin \rho_1 \quad (1.89)$$

avec $\rho_1 = \arctg(L_R \omega / R_{L_R})$ et le courant I_1' se déduisant de (1.88) selon la relation :

$$I_1' = \frac{V_1'}{\sqrt{(R_{L_R}^2 + (L_R \omega)^2)}} \quad (1.90)$$

Comme cette puissance sera compensée par une partie de la puissance réactive fournie par la batterie de condensateurs, la capacité C enlevée du circuit en fonction d'angle de retard à d'amorçage s'exprime :

$$C(\psi) = \frac{3 \sin \rho_1}{2\pi\omega\sqrt{R_{L_R}^2 + (L_R \omega)^2}} \left[\left[\theta_1 - \psi + \frac{\pi}{3} - \frac{1}{2} \sin 2\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \sin 2\psi \right]^2 \right]^{\frac{1}{2}} + \frac{1}{4} \left[\cos 2\psi - \cos 2\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right]^2 \quad (1.91)$$

Compte tenu de (1.82) et (1.91) la puissance réactive fournie à la GAEE par le régulateur FC-TCR triphasé peut s'exprimer par la relation :

$$Q_{C_{eq}} = -3V^2 \omega C_{eq}(\psi) = -3V^2 \omega (C_M - C(\psi)) \quad (1.92)$$

1.5.1.2 Prise en compte du régime déformant

Pour une commande symétrique des thyristors sur les trois phases et une charge de régulation inductive Z_R équilibrée, le développement en série de Fourier de la tension et du courant ne comporte que des harmoniques impaires qui donnent naissance à des pertes caractérisées par différentes puissances [Rom91]:

$$\begin{cases} P_{2h+1} = \sum_{h=0}^n \frac{V_{2h+1}'^2}{\sqrt{R_{L_R}^2 + ((2h+1)\omega L_R)^2}} \cdot \cos(\arctg \frac{(2h+1)\omega L_R}{R_{L_R}}) \\ Q_{2h+1} = \sum_{h=0}^n \frac{V_{2h+1}'^2}{\sqrt{R_{L_R}^2 + ((2h+1)\omega L_R)^2}} \cdot \sin(\arctg \frac{(2h+1)\omega L_R}{R_{L_R}}) \\ S_{2h+1} = \sqrt{\sum_{h=0}^n V_{2h+1}'^2} \sqrt{\sum_{h=0}^n I_{2h+1}'^2} \end{cases} \quad (1.93)$$

avec $h \in \mathbb{N}$ et l'expression de la tension et du courant écrite sous la forme :

$$\begin{cases} V'_{2h+1} = \sqrt{(A_{2h+1}^2 + B_{2h+1}^2) / 2} \\ I'_{2h+1} = V'_{2h+1} / \sqrt{R_{L_R}^2 + ((2h+1)\omega L_R)^2} \end{cases} \quad (1.94)$$

Les paramètres A_{2h+1} et B_{2h+1} sont définis par :

$$\begin{cases} A^2_{2h+1} = \frac{2V^2}{\pi^2} \left[\frac{\sin 2h\beta - \sin 2h\psi}{2h} - \frac{\sin 2(h+1)\beta - \sin 2(h+1)\psi}{2(h+1)} \right]^2 \\ B^2_{2h+1} = \frac{2V^2}{\pi^2} \left[\frac{\cos 2(h+1)\psi - \cos 2(h+1)\beta}{2(h+1)} - \frac{\cos 2h\psi - \cos 2h\beta}{2h} \right]^2 \end{cases} \quad (1.95)$$

Pour lier la présence des harmoniques de courant et tension avec le calcul de la capacité équivalente, il a été considéré la puissance déformante calculée par :

$$D = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q^2)} \quad (1.96)$$

Compte tenu de (1.93) et de (1.96) la puissance déformante s'exprime :

$$D_{2h+1} = \sqrt{\left(\sqrt{\sum_{h=0}^n V'^2_{2h+1}} \sqrt{\sum_{h=0}^n I'^2_{2h+1}} \right)^2 - \left[\left(\sum_{h=0}^n \frac{V'^2_{2h+1}}{\sqrt{R_{L_R}^2 + ((2h+1)\omega L_R)^2}} \cdot \cos(\arctg \frac{(2h+1)\omega L_R}{R_{L_R}}) \right)^2 + \left(\sum_{h=0}^n \frac{V'^2_{2h+1}}{\sqrt{R_{L_R}^2 + ((2h+1)\omega L_R)^2}} \cdot \sin(\arctg \frac{(2h+1)\omega L_R}{R_{L_R}}) \right)^2 \right]} \quad (1.97)$$

Pour le calcul donné par (1.97) dans le circuit présenté sur la Figure 1.24, les tensions aux bornes du récepteur prend en compte seulement les termes de pulsation $h\omega = (6k \pm 1)\omega$, ($\omega, 5\omega, 7\omega, 11\omega, 13\omega \dots$). Cela est possible car l'alternance négative des tensions est identique à leur alternance positive et la somme $v_1 + v_2 + v_3$ étant nulle il n'y a pas d'harmonique de rang 3 ou multiple. En supposant la puissance déformante équivalente à une puissance réactive perdue, la capacité déformante correspondante peut s'exprimer par :

$$C_{def}(\psi) = D_{2h+1} / V^2 \omega \quad (1.98)$$

Compte tenu de l'expression (1.84) la capacité équivalente dans le circuit peut s'écrire :

$$C_{eq}(\psi) = C_M - C(\psi) - C_{def}(\psi) \quad (1.99)$$

Il en résulte la puissance réactive fournie à la GAAE et au consommateur donnée par :

$$Q_{C_{eq}} = -3V^2 \omega (C_M - C(\psi) - C_{def}(\psi)) \quad (1.100)$$

avec $C(\psi)$ et $C_{def}(\psi)$ données par (1.91) et (1.98).

Tableau 1.5. Valeurs correspondantes pour différents angles de retard à l'amorçage

	Test 1	Test 2	Test3	équation
ψ [rad]	1.98	1.73	1.56	
θ_{1the} [rad]	2.19	2.41	2.58	2.87

$\theta_{l\text{ prat}} [\text{rad}]$	2.27	2.47	2.6	
$\beta_{the} [\text{rad}]$	4.28	4.51	4.67	2.86
$\beta_{prat} [\text{rad}]$	4.33	4.58	4.71	
$C_{def} [\mu F]$	6.1	11.7	2.39	2.98
$C_{the} [\mu F]$	17.16	45.6	68.02	2.91
$C_{the} + C_{def} [\mu F]$	23.26	57.34	70.41	
$C_{prat} [\mu F]$	22.5	53.1	69.7	

Les valeurs présentées dans le Tableau 1.5 sont obtenues pour $L_r = 145\text{mH}$, $R_{LR} = 1.05\Omega$, $\rho_l = 88.67^0$ et $C_M = 98.7\mu F$ pour une tension $V=232\text{V}$.

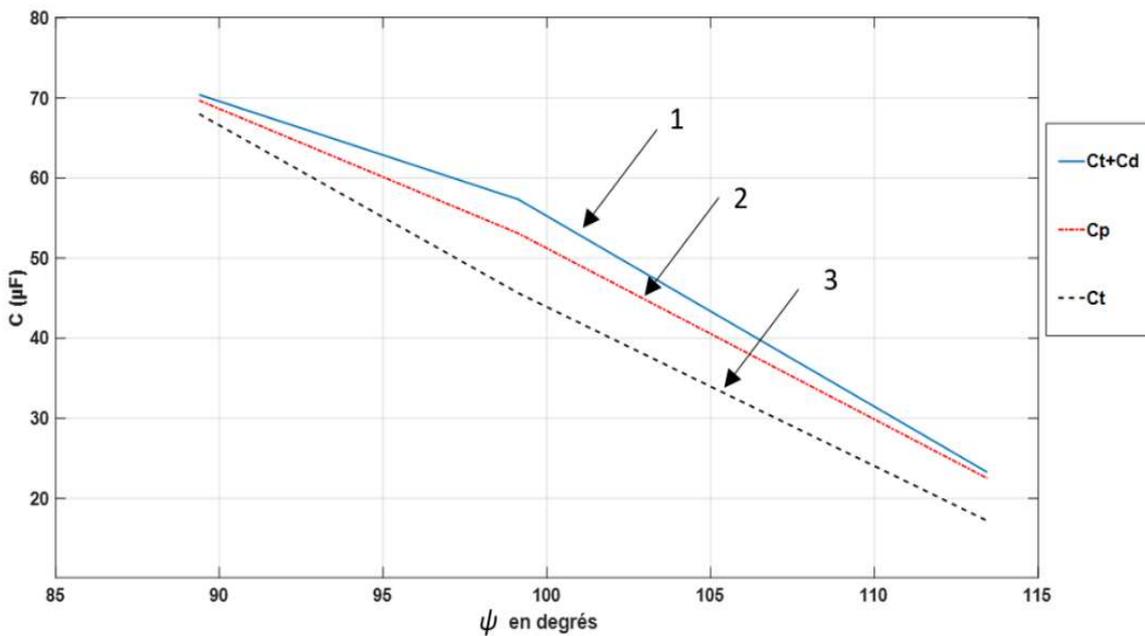


Figure 1.40 : Variation des capacités en fonction de l'angle de retard à l'amorçage ψ

La variation des différentes valeurs de la capacité en fonction de l'angle de retard à l'amorçage est présentée à la Figure 1.40. Trois caractéristiques sont données:

- caractéristique « 1 » qui prend en compte l'expression théorique et déformante $C_{the} + C_{def}$
- caractéristique « 2 » obtenue par mesure expérimentale C_{prat}
- caractéristique « 3 » obtenue par calcul C_{the} selon la relation (1.91).

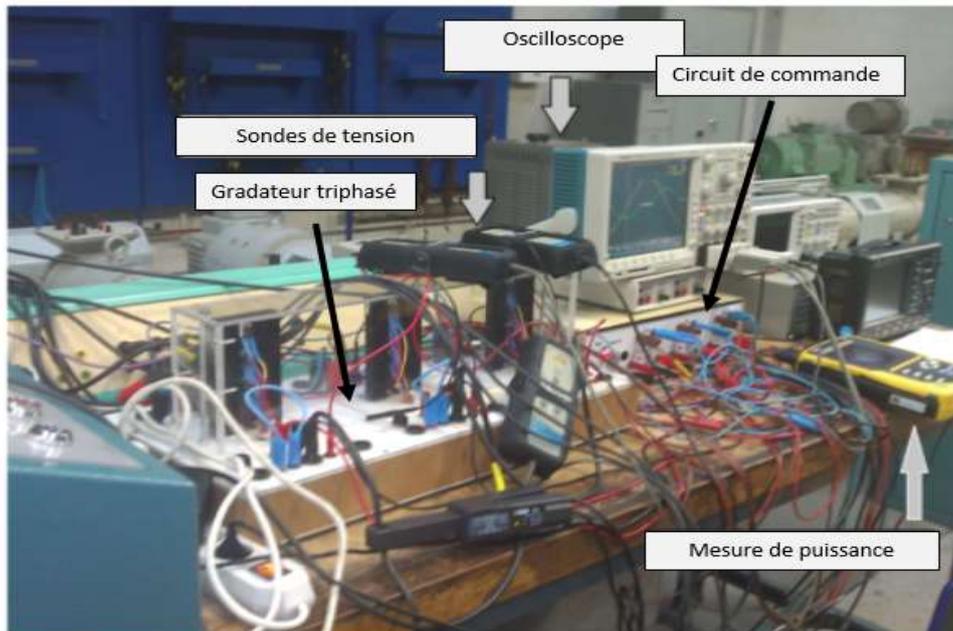


Figure 1.41 : Banc de test pour validation du contrôle de la puissance réactive

Une comparaison des trois caractéristiques permet de remarquer que la prise en compte du régime déformant permet une estimation plus proche de la valeur exacte à enlever en fonction de l'angle de retard à l'amorçage. Cela conduit à une meilleure maîtrise de la puissance réactive fournie à la GAEE dans le processus de régulation de la tension ou de la fréquence. Le banc de test utilisé pour la validation expérimentale de la régulation de la puissance réactive est présenté en Figure 1.41.

1.5.2 L'intervalle d'utilisation du gradateur

L'intervalle d'utilisation du gradateur doit être adapté selon la puissance réactive absorbée par \underline{Z}_R . Comme déjà annoncé, pour une charge inductive le gradateur commandé par ψ permet deux modes de fonctionnement (*Mode 1 et Mode 3*) caractérisés par le nombre des thyristors en conduction simultanée. Etant donné que le *Mode 3* correspond à de faibles valeurs de courant dans les thyristors accompagnés de discontinuités qui peuvent conduire au décrochage du générateur, le *Mode 1* a été privilégié. Il assure une meilleure stabilité et une plage plus large de variation de la tension aux bornes de \underline{Z}_R .

Dans le cas d'un récepteur résistant et inductif le *Mode 1* est obtenu pour ψ compris entre ρ_l et ψ_{lim} et le passage du fonctionnement de 3 à 2 thyristors passant pour $\theta = \theta_l$ donné par (2.87). Compte tenu des particularités de symétrie et périodicité des tensions, la valeur efficace des tensions v'_1, v'_2, v'_3 appliquées aux bornes de \underline{Z}_R est donnée par :

$$V' = V \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{4\pi} \left[2(\theta_l - \psi) + \sin 2\psi + \sin\left(2\theta_l + \frac{\pi}{3}\right) \right]} \quad (1.101)$$

L'évolution de la tension efficace réduite en fonction de l'angle de commande ψ obtenue à l'aide de (1.101) et par expérimentation est représentée sur la Figure 1.42.

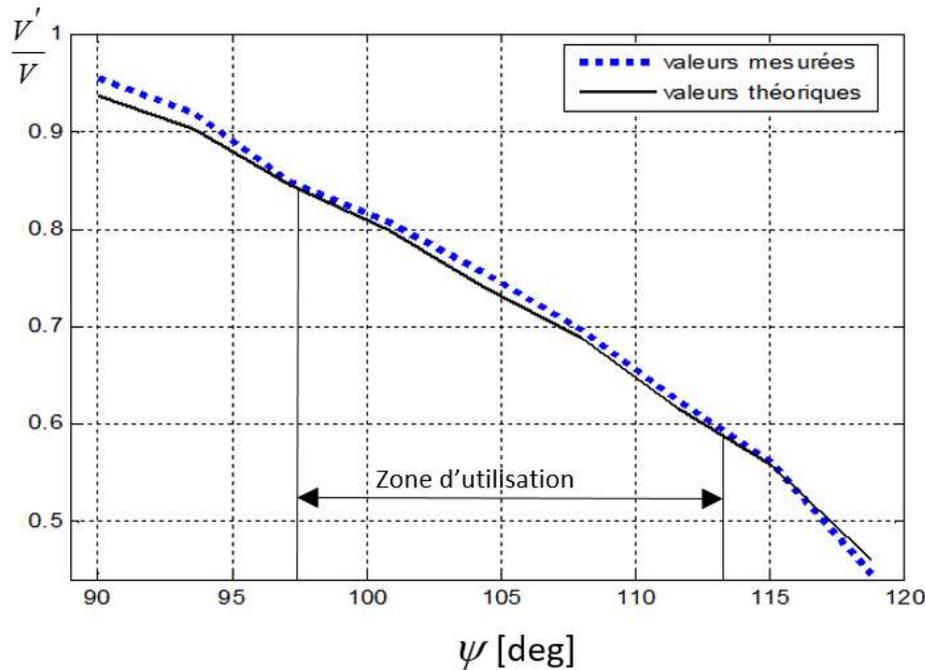


Figure 1.42 : Variation de la tension réduite aux bornes de Z_R en fonction de l'angle de retard à l'amorçage ψ

La caractéristique de variation a été validée pour une tension de référence $V=224.5\text{Volts}$. L'analyse des deux courbes expérimentale et théorique montre une évolution linéaire pour un certain intervalle de variation de ψ . Cet intervalle sera utilisé pour la commande du gradateur dans la variation de la puissance réactive aux bornes de la GAAE. Bien que le calcul théorique donne une valeur limite d'utilisation de l'angle d'amorçage $\psi_{lim} = 119.5^\circ$ pour éviter une diminution importante de la tension, il est préférable en pratique que $\psi < \psi_{lim}$ et que ψ_{lim} ne soient pas atteints.

Compte tenu des relations (1.100) et (1.101) l'angle de commande implémenté sur la carte dSPACE est compris entre 98° et 113° . Cet angle permet de varier la puissance réactive nécessaire aux changements de la charge selon le modèle de régulation défini dans I.4.4.

I.6 Fonctionnement de la génératrice asynchrone en présence d'un bus continu

La régulation de la tension telle qu'elle a été expérimentée sur plusieurs sites distants est une technologie relativement simple mais elle n'est pas optimisée et peut créer des instabilités de la tension ainsi que le décrochage du générateur [Qua83, Mal86]. Ces difficultés sont dues, comme présenté dans I.3 et I.4 à la nature inverse du problème (fréquence, glissement et tensions inconnus). Généralement, pour stabiliser la tension, des techniques complexes utilisant des convertisseurs performants, des filtres actifs ou des contrôles intelligents, sont proposées [Bou13, Mar99, Sin04, Sof11, Ven08]. Cependant ces solutions ne sont pas toujours adaptées dans les sites isolés car elles ne prennent pas en compte les paramètres de la machine pour l'utiliser dans sa zone de fonctionnement optimale. Pour répondre à ce problème, l'étude du fonctionnement de la GAAE a été complétée avec le cas de fonctionnement connectée à un bus continu pour une utilisation dans un micro réseau de faible puissance [Tou11]. Bien que la

gestion de l'énergie d'un site isolé soit un point important, l'objectif du travail réalisé est d'étudier la stabilité de la génératrice pour une telle configuration en combinant les avantages d'une utilisation dans une zone de fonctionnement optimale définie dans I.3 avec ceux d'utilisation d'une électronique de puissance et la présence d'un bus continu.

La structure considérée pour l'intégration de la GAAE dans les micro-réseaux est illustrée dans la Figure 1.43.

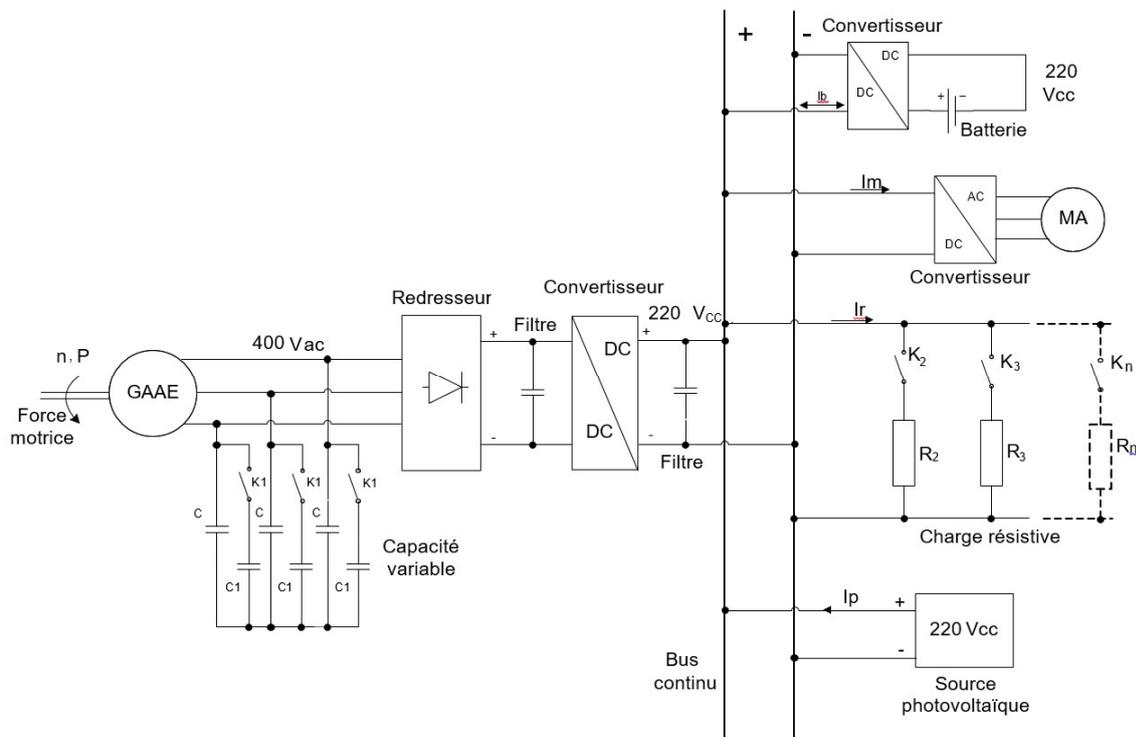
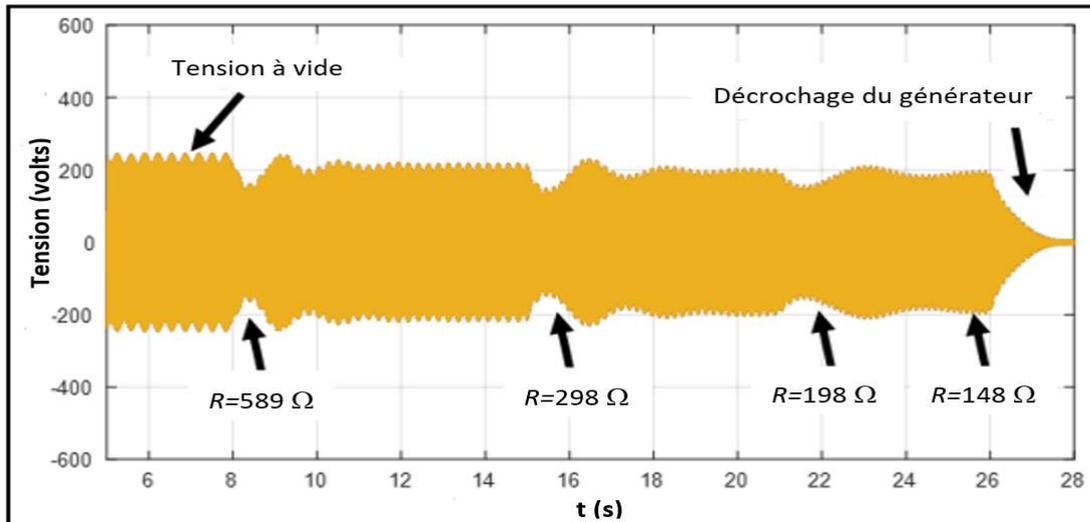


Figure 1.43 : Structure du générateur asynchrone auto-excité connecté à un système multi source de faible puissance

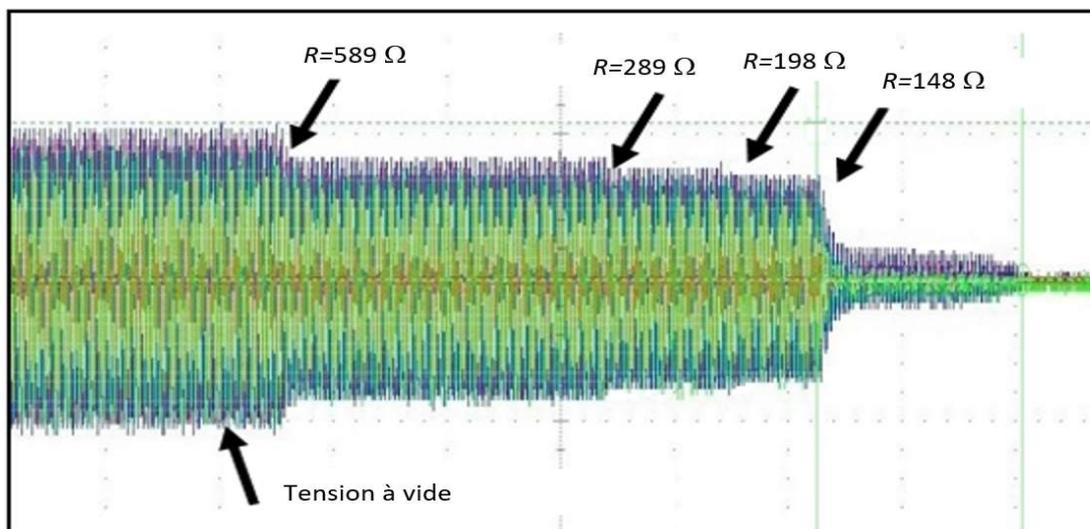
Dans cette figure, la connexion au bus continu est réalisée à l'aide d'un pont redresseur et d'un convertisseur DC-DC et pour cette configuration, la régulation de la fréquence en sortie de la GAAE n'est plus nécessaire. Ainsi, pour stabiliser la tension, il a été envisagé l'utilisation des consommateurs non-prioritaires comme par exemple des résistances de chauffage R_n ou des pompes d'eau actionnées par des moteurs asynchrones qui peuvent être délestés en fonction de la puissance du vent et de la consommation prioritaire.

II.6.1 Etude de stabilité de la génératrice non connectée au bus continu

L'étude analytique présentée dans I.4 a mis en évidence que la présence d'une charge inductive dans le circuit permet d'améliorer la stabilité du générateur pendant le régime transitoire. Cependant la variation de la charge résistive (augmentation) non accompagnée d'une variation correspondante de la puissance réactive, conduit à un décrochage du générateur. L'évolution de la tension aux bornes du générateur pour une variation de la charge résistive est présentée sur les Figures 1.44.a et 1.44b.



a)



b)

Figure 1.44 : Variation de la tension statorique pour une augmentation de la charge R sans connexion de la GAAE au bus continu a) résultats de simulation, b) résultats expérimentaux

Ici, les résultats correspondent à la GAAE non connectée au bus continu, une capacité maintenue constante et une variation de la charge entre $R=589 \Omega$ et $R=198 \Omega$ correspondant à 300 W (15%) de la puissance disponible de 2KW. On peut remarquer qu'une charge $R=148 \Omega$ conduit au décrochage de la génératrice. Le modèle analytique développé permet ainsi d'évaluer rapidement le comportement électrique de la machine à partir de ses principaux paramètres.

1.6.2 Etude de stabilité de la génératrice connectée au bus continu

Le banc de test expérimental réalisé pour la connexion du générateur à un bus continu est présenté sur la Figure 1.45.

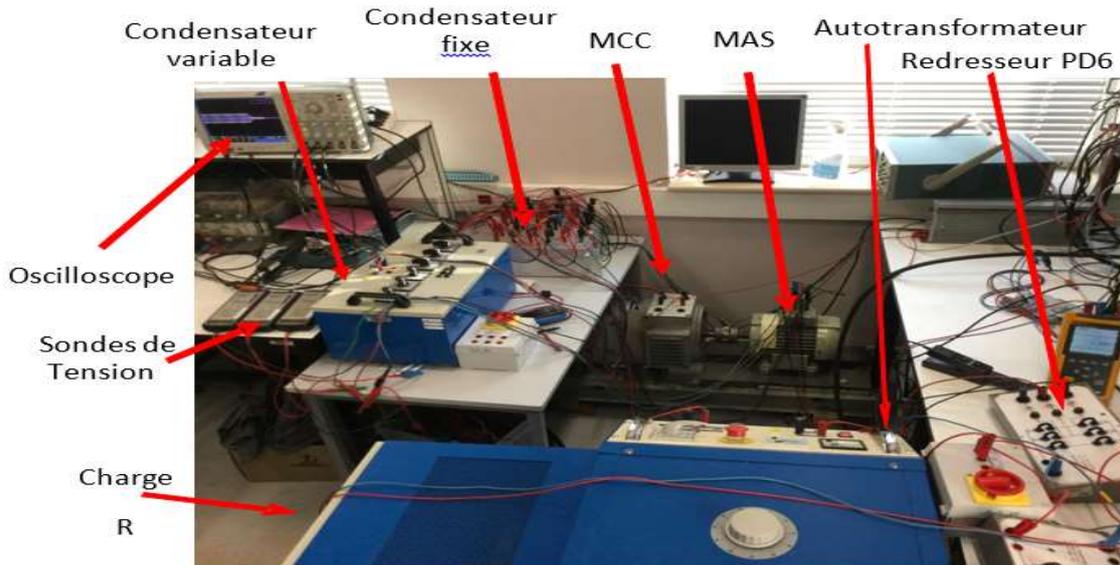
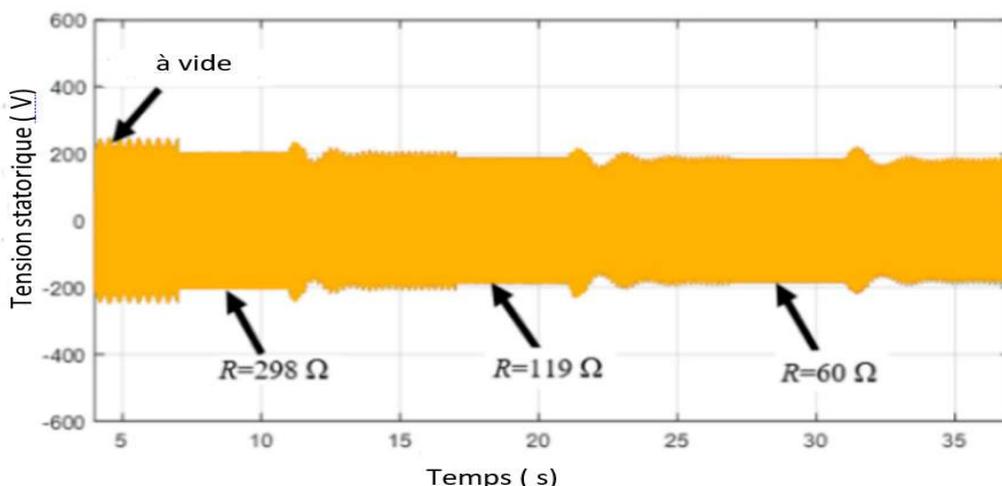


Figure 1.45 : Banc expérimental utilisé pour la connexion de la GAAE au bus continu

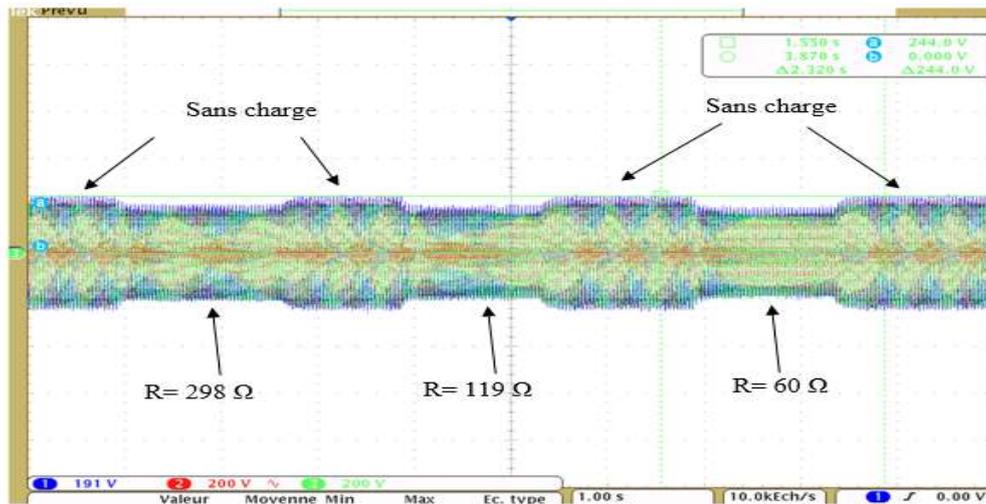
Pour les tests, le bus continu a été obtenu à l’aide d’une source de tension continue variable (autotransformateur et redresseur) fournissant une tension $V_b=220V$ et la connexion du générateur au bus continu est réalisée par l’utilisation d’un redresseur à diodes PD6 et un filtre connecté en sortie. La génératrice asynchrone est entraînée par un MCC et elle fournit une tension légèrement supérieure ($U_g=244V$) par rapport à la tension du bus continu. Les deux bancs de condensateurs permettent une variation de la capacité entre $5\mu F$ et $180\mu F$. La valeur de la capacité a été choisie afin d’obtenir en sortie du générateur une tension $U_g=244V$. Les variations des tensions sont enregistrées par un oscilloscope à l’aide de trois sondes de tension.

I.6.2.1 Comportement pour une variation de la charge

Il a été montré dans I.4.4.2 que la présence d’une charge inductive ainsi qu’une variation de la capacité dans le circuit de charge conduit à une meilleure stabilisation du générateur pendant un régime transitoire. Par conséquent les tests en fonctionnement avec un bus continu ont été réalisés en considérant le cas le plus défavorable avec absence d’inductance et de variation de la puissance réactive.



a)



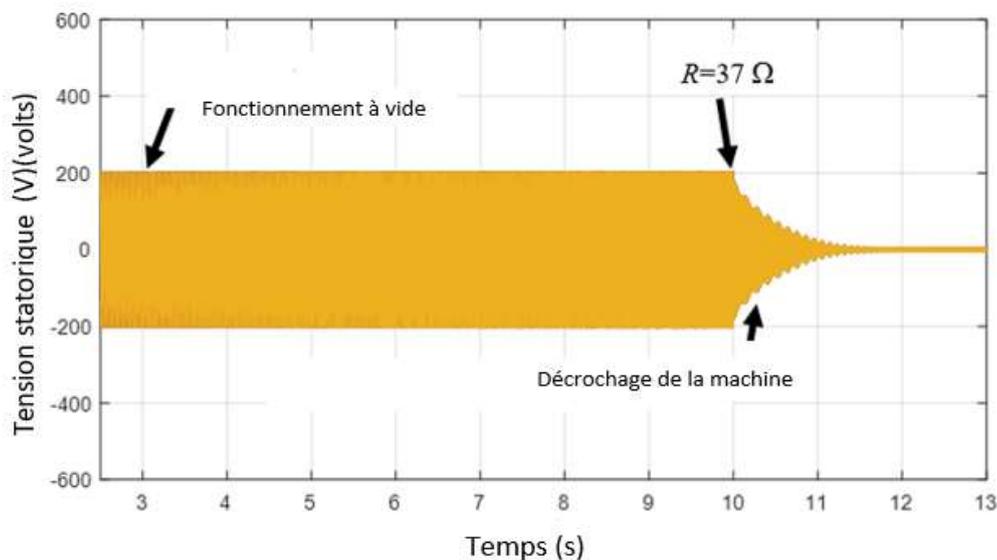
b)

Figure 1.46 : Variation de la tension avec le changement de R pour la GAAE connectée au bus continu
 a) résultats de simulation, b) résultats expérimentaux.

La stabilité obtenue pour le générateur dans le cas connecté au bus continu est visible sur le résultat de simulation montré sur la Figure 1.46a. Pour ce cas, la charge résistive est directement connectée au bus continu et le générateur commence par un fonctionnement à vide (sans charge R) avec une tension nominale de 244V. Ensuite, les cas avec une charge de 298 Ω (15% 300W), 119 Ω (25% 500W) et 60 Ω (50%, 1000W) ont été testés. On peut remarquer en simulation une diminution de la tension autour de 200V pour la mise en charge puis, une faible diminution de cette tension pour une augmentation relativement importante de la charge. La stabilité de la GAAE est maintenue pour une variation de 50% de la charge correspondant à R=60 Ω. Des résultats similaires sont obtenus par expérimentation (Figure 1.46. b).

1.6.2.2 Limite de décrochage

La stabilité de la génératrice a été également testée pour une variation plus importante de la charge afin de déterminer le niveau de charge qui conduit au décrochage de la machine. Ce cas limite est illustré sur la Figure 1.47 et correspond à une variation de 65% de la charge.



a)

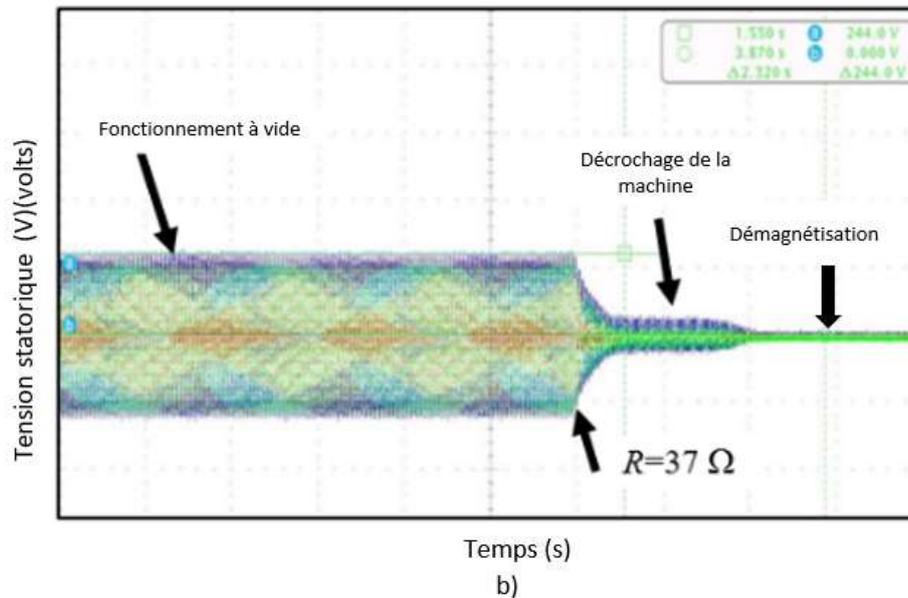


Figure 1.47 : Décrochage de la GAAE connectée au bus continu pour une charge $R=37 \Omega$,
a) résultats de simulation b) résultats expérimentaux.

Les résultats de simulation (Figure 1.47a) présentent un fonctionnement à vide de la génératrice suivi d'un changement brusque de charge à une valeur $R=37 \Omega$, ce qui conduit à un décrochage. Les essais sur le banc expérimental (Figure 1.47. b) montrent bien le même comportement de décrochage du générateur avec en plus une démagnétisation de la machine.

1.6.3 Discussions sur les résultats

Une analyse comparative des résultats présentés sur la Figure 1.44 et Figure 1.46 met en évidence le maintien du GAAS en fonctionnement pour une variation significative de la résistance de charge si la génératrice est connectée à un bus continu même de faible puissance. On remarque également une amélioration significative de la stabilité avec la variation de la charge. Le cas testé est le cas le plus défavorable avec une puissance réactive non régulée et sans présence d'une charge inductive. Les performances peuvent être améliorées en présence d'une charge inductive qui conduit à un aplatissement de la courbe de stabilité (Figure 1.13) et par une régulation de la puissance réactive selon 1.52 afin de maintenir la génératrice dans la zone de fonctionnement optimale.

La structure multi source présentée sur la Figure 1.42 améliore la stabilité et les variations de tension aux bornes de la génératrice tout en élargissant la plage de fonctionnement de la fréquence et du glissement de sorte que seule la contrainte de la tension doit être traitée. Elle repousse les limites du décrochage du générateur vers des valeurs de charges plus importantes en permettant de cette façon une utilisation dans les sites isolés ou la présence d'une main d'œuvre qualifiée pour la remise en marche de l'installation n'est pas toujours disponible.

1.7 Conclusion

Ce chapitre présente une synthèse non exhaustive sur le travail réalisé pour déterminer le mode d'utilisation d'un Générateur Asynchrone Auto-Excité (GAAE), d'abord dans le cas d'un fonctionnement autonome et ensuite intégré dans un réseau isolé de faible puissance. Ce travail devrait répondre à la problématique de décrochage « non justifié » rencontrée dans l'utilisation de cette machine pour les éoliennes installées sur certains sites critiques soumis aux contraintes

climatiques et (ou) à l'indisponibilité de main d'œuvre qualifiée dans un environnement suffisamment proche. Bien que cette machine présente des atouts certains comme la robustesse ou le prix, il existe dans la littérature un manque d'expressions analytiques permettant de caractériser l'influence de différents paramètres sur son comportement même quand le récepteur est de nature résistive. Les raisons essentielles à l'origine de cette difficulté résultent de la nature inverse du problème à résoudre (fréquence, tension et glissement inconnus).

Afin de remédier au problème de décrochage et d'améliorer le fonctionnement du générateur, une étude de stabilité basée sur un schéma monophasé équivalent de type « générateur de tension » a été réalisée, pour un récepteur résistif, résistif-inductif et en cas de connexion à un bus continu d'un réseau isolé de faible puissance.

L'originalité du travail présenté se situe tout d'abord au niveau de l'étude analytique qui a mis en évidence l'existence d'une expression reliant R , L et la capacité C (qui fournit la puissance réactive) de façon à maintenir une fréquence quasi constante et le fonctionnement du générateur dans la zone de stabilité maximale. Ensuite, elle se situe au niveau de la définition du banc d'essais qui a permis de tester en fonctionnement une GAAE en soumettant son arbre à une puissance contrôlée. Cette particularité permet d'étudier le comportement de la génératrice (variation de tension et fréquence) aussi bien en cas de variation de puissance (modification de la force du vent) qu'en cas de variation de la charge à puissance constante.

Les développements présentés dans ce chapitre portent tout d'abord sur la présentation d'une approche analytique utilisée pour la modélisation du GAAE en cas de débit sur une charge résistive puis d'une charge résistive inductive. L'étude a mis en évidence la présence d'une zone de fonctionnement caractérisée par une tendance « naturelle » de stabilisation de la fréquence et de la tension en sortie du générateur. Cette zone est plus limitée en cas d'un récepteur de nature résistive et elle s'élargit pour un récepteur résistif-inductif. Elle dépend fortement des paramètres de la machine et doit être déterminée avant l'utilisation du générateur pour établir la limite de variation de la charge qui ne doit pas se faire de façon aléatoire.

Pour l'analyse du régime transitoire, la modélisation du GAAE a été réalisée en utilisant le formalisme du vecteur espace et une implémentation numérique sur Matlab-Simulink du modèle développé. Cette analyse a mis en évidence l'apparition des pics importants de tension (passage de 400V à 800V) pendant le régime transitoire qui suit une variation de charge avec un risque élevé de destruction de l'isolation. Pour remédier à ce nouveau problème une régulation de la puissance réactive à l'aide d'un gradateur et une charge inductive a été développée et ajoutée dans le circuit. L'étude analytique a mis en évidence une zone privilégiée pour la variation de l'angle de commande du thyristor dans le but de réguler la puissance réactive selon la charge de la GAAE.

La dernière partie du chapitre analyse la stabilité de la GAAE connectée par l'intermédiaire d'un convertisseur à un bus continu appartenant à un réseau de faible puissance. Dans ce mode de fonctionnement, le problème de stabilisation de la fréquence n'a pas un intérêt particulier et le contrôle de la génératrice se résume à une classique régulation de la tension. Reste que si l'on veut augmenter sa stabilité, la capacité C nécessaire pour fournir la puissance réactive doit être choisie de façon à faire fonctionner la GAAE dans sa zone de stabilité définie selon une courbe qui est propre à chaque machine. Il en résulte dans ce fonctionnement une amélioration significative de la stabilité et d'ondulation de la tension pour un large intervalle de variation de la charge.

Au-delà de sujets traités dans ce chapitre, l'étude présentée reste incomplète notamment en ce qui concerne la bonne gestion d'énergie pour un fonctionnement en site isolé ainsi que la modélisation de la machine par une prise en compte de la saturation ou la procédure de réamorçage suite à une démagnétisation de la machine, autant de sujets qui méritent sans doute un approfondissement. L'intérêt de ces problématiques est en cours d'étude.

I.8 Références

- [Ash18]** Ashglaf M., Nichita C., Dakyo B., "Control Strategies Design for a Small-Scale Wind Turbine with a Doubly Fed Induction Generator," 2018 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2018, pp. 1092-1097.
- [Bha97]** Bhatti T.S., Al-Amedi A.A.F., Bansal N.K., Load frequency control of isolated wind diesel hybrid power systems. *Energy Conversion & Management*, Elsevier Science Ltd, Vol 38, N° 9, 1997, pp. 829-837.
- [Bha18]** Bhamu S., Pathak N. and Bhatti T. S., "Power Control of Wind-Biogas-PV based Hybrid System," 2018 *International Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GUCON)*, 2018, pp. 421-426.
- [Bru05]** Brudny J.F., Roisse H., Peset G. "Practical approaches for the study of wind machine self-excited induction generators", In *Proceedings of the International Conference on Wind energy and remote regions*, Magdalen Islands, 19-21 October Canada, 2005, pp.1-10.
- [Bru08]** Brudny J. F., Pusca R., Roisse H., Wind turbines using self-excited three-phase induction generators: an innovative solution for voltage-frequency control, *Eur. Phys. J. Appl. Phys*, No 43, 2008, pp. 173-187.
- [Bou13]** Bouzid A. M, Cheriti A., Bouhamida M., Benghanem M. "Alleviation of harmonics for the self-excited induction generator (SEIG) using shunt active power filter" *American Journal of Electrical Power and Energy Systems*, June 10, 2013; 2(3):pp. 81-87.
- [Gan92]** Ganidou E.S., Bahirtzis A.G., Dokopoulos P.S., A probabilistic method for the evaluation of the performance of wind-diesel energy system, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 7, No 3, September 1992, pp. 418-425.
- [Gel10]** Gelen A. and Yalcinoz T., "Experimental studies of scaled-down TSR-based SVC and TCR-based SVC prototype for voltage regulation and compensation", *Turk J Elec Eng & Com Sci*, vol. 18, No. 2, 2010, pp. 147-157.
- [Haq85]** Haque S., Malik N. and Sheferd W., "Operation of a fixed capacitor thyristor controlled reactor (FC-TCR) power factor compensator", *IEEE Trans. Appar. Syst.*, vol. 104, No. 6, 1985, pp. 1385-1390.
- [Kal16]** Kalla U. K., Singh B. and Murthy S. S., "Modified Electronic Load Controller for Constant Frequency Operation With Voltage Regulation of Small Hydro-Driven Single-Phase SEIG", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 4, 2016, pp. 2789-2800.
- [Lop06]** Lopes L.C.A., Almeida R.G., Wind-driven self-excited induction generator with voltage and frequency regulated by reduced-rating voltage source inverter, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 21, N° 2, June 2006, pp. 297-304.
- [Mai05]** Maissan J.F., Policies to promote wind energy development in northern communities and activities of can WEA small, *International Conference on Wind energy and remote regions*, Magdalen Islands, Canada, October 2005, pp. 194-202.
- [Mar99]** Marra E. G., Pomilio J. A., "Self-excited Induction generator controlled by a VS-PWM bidirectional converter for rural applications", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, (4), 1999, pp. 877- 883.
- [Mal86]** Malik N., Haque S. "Steady state analysis and performance of an isolated self-excited induction generator", *IEEE Trans. En. Conv.* No.3, Sept. 1986, pp.134-139.
- [Osb89]** Osborn D. L., "Factors for planning a static VAR system", *Electric Power Systems Research*, 17, (U.S.A.), 1989, pp. 5-12.
- [Osk21]** Oskin S. V., Barakin N. S. and Kumeiko A. A., "Asynchronous Generator Automated Control System for Supplying Electricity to Sprinkling Machine," 2021 *International Russian Automation Conference (RusAutoCon)*, 2021, pp. 892-896.

- [Qua83]** Quazene L., McPherson G., "Analysis of the isolated induction generator", IEEE Trans., vol. 102, No. 8, August. 1983, pp. 2793-2798.
- [Pes03]** Peset G.. "Nouvelle approche pour la prédétermination des caractéristiques externes des génératrices asynchrones fonctionnant dans le cadre de l'îlotage". Mars 2003, Mémoire Master, Université du Québec à Rimouski, (UQAR), Numéro : M 783, Mars 2003.
- [Roi02]** Roisse H., Peset G., Autier V., Brudny J.F. "Definition of a new procedure to predict induction machine characteristics which equips a wind turbine in autonomous mode". 15th International Conference on Electrical Machines, ICEM 2002, BRUGES, Août 2002, CD ROM, paper 452.
- [Roi03]** 2 Roisse H., Peset G., Autier V., Brudny J.F. "Wind turbines equipped with self-excited induction machine in autonomous mode: analytical and numerical starting studies". International Conference on Renewable Energy and Power Quality, ICREPQ'2003, VIGO, Spain, Avril 2003, CD ROM, paper 426.
- [Rom91]** Rombaut Ch., Segulier G. Les convertisseurs de l'électronique de puissance 2e édition, Lavoisier, 1991 ISBN 2-85206-317-4
- [Pus09]** Pusca R., Manata J.P., Brudny J-F., Nuca I. "Générateurs asynchrones en site isolé : sur une stratégie de contrôle tension - fréquence" Conférence EF2009, UTC, Compiègne, 24-25 Septembre, 2009, CD ROM, pp.1-8.
- [Sha10]** Sharma P., Bhatti T. S. and Ramakrishna K. S. S., "Control of reactive power of autonomous wind-diesel hybrid power systems," 2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India, 2010, pp. 1-6.
- [Sie98]** Siegfried H., Wind energy conversion systems. John Wiley and Sons, 1998, ISBN: 04719743 X.
- [Sin04]** Singh B., Murthy S. S., Gupta S., "Analysis and implementation of an electronic load controller for a self-excited Induction generator", IEE Proc. Gener. Transm. Distrib, vol. 151, (1), 2004, pp. 51-60.
- [Sof11]** Sofian Y. and Iyas M., "Design of electronic load controller for a self-excited induction generator using fuzzy logic method based microcontroller," Proceedings of the 2011 International Conference on Electrical Engineering and Informatics, 2011, pp. 1-6.
- [Tou11]** Touti E., Pusca R., Manata J. P., Brudny J. F., Chaari A.. "Active and reactive power regulation in remote site equipped with self-excited induction generator" 12th International Conference on Science and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering, STA'2011, Tunisia, 2011, pp. 593-607.
- [Tou13]** Touti E. Thèse de doctorat "Sur la définition d'une stratégie de contrôle tension-fréquence d'une génératrice asynchrone fonctionnant en mode îloté". Soutenance le 16 Décembre 2013 à l'ESSTT, Tunisie.
- [Tou17]** Touti E, Pusca R, Brudny J. F., Chaari A, "Self-excited Induction Generator in Remote Site" Reactive Power Control in AC Power Systems, Fundamentals and Current Issues, Book series Power Systems, Springer. ISBN: 978-3-319-51117-7 (Print) 978-3-319-51118-4, Editors: Naser Mahdavi Tabatabaei, Ali Jafari Aghbolaghi, Nicu Bizon, Frede Blaabjerg Chapter 13, 2017, pp: 517-545.
- [Ven08]** Venkatesa P. B., Chatterjee J. K., "Voltage and Frequency Control of a Stand Alone Brushless Wind Electric Generation Using Generalized Impedance Controller", IEEE Trans. Energy Convers. vol. 23, No.2, 2008, pp. 632-641.

Annexe 1

Valeurs utilisées dans le modèle numérique correspondant aux paramètres identifiés pour la GAEE.

$U=380\Delta/660Y$	$P_{el} = -1695W$	$\left \dot{i}^a \right = 0.1A$	$R_0 = 110 \Omega,$
$I = 4.2 Y / 7.3\Delta A$	$L^s = 534 mH$	$M^{sr} = \sqrt{L^s L^r} = 377.6 mH$	$C_0 = 87.5 \mu F$
$f = 50 Hz$	$r^s = 8.66 \Omega$	$J = 0.11 kg.m^2$	$L = 167 mH$
$P = 4$	$r^{r'} = 6 \Omega$	$\lambda^s = l^s / L^s = 0.0456$	$\cos(\varphi) = 0.8$
$P = 3 kW$	$r^r = r^{r'} / m^2 = 3 \Omega$	$\lambda^r = l^{r'} / L^r = 0.0685$	$l^s = 24.4 mH$
$n = 1420 trs/mn.$	$l^{r'} = 36.6 mH$	$L^{r'} = 288 mH$	
$n_c^s / n_c^r = m = \sqrt{2}$	$L^r = L^s / m^2 = 269.5 mH,$	$M^{sr} = 0.1H$	

Chapitre II

DIAGNOSTIC DES MACHINES ELECTRIQUES TOURNANTES

Nomenclature

$A_{h^s}^s$	$A_{h^r}^r$	coefficient intervenant dans la f.m.m. créée par le bobinage statorique et rotorique	m^s	nombre d'encoches par pôle et par phase Au stator
b		l'induction d'entrefer	N^s	nombre d'encoches statoriques par paire de pôles
b_{cc}^x		l'harmonique d'induction au point x créé par les spires en cc	N_t^s	nombre total d'encoches statoriques
b_k^{*x}		l'harmonique d'induction au point x créé par la fusion de l'harmonique cc et saine	N^r	nombre d'encoches rotoriques par paire de pôles
d_r		l'axe d'une dent rotorique dans le cas de la machine asynchrone et l'axe d'un pôle nord rotorique pour la machine synchrone	N_t^r	nombre total d'encoches rotoriques
fem		force électromotrice	n^s	spires au stator pour une paire de pôles
g		glissement	q	nombre des phases de la machine
H, H_{cc}		nombre de paires de pôles de l'induction pour une machines saine	r_d^r	rapport de denture rotorique
H_{cc}		nombre de paires de pôles de l'induction pour une machine défectueuse	\mathcal{E}	force magnétomotrice (f.m.m)
h^s		rang d'une harmonique statorique	\mathcal{E}^{or}	f.m.m rotorique dans le référentiel rotorique
h		un entier relatif non nul $h \in \mathbb{Z}^*$	\mathcal{E}^r	f.m.m rotorique dans le référentiel statorique
J_d		la densité du courant statorique	λ	perméance d'entrefer
k_H^{ts}		coefficient d'atténuation du paquet de tôles statoriques	φ_{cc}	déphasage du courant de court-circuit et la phase 1
k^s		entité relative au stator qui varie de $-\infty$ à $+\infty$ pour machine saine	Λ_{kskr}	coefficient de perméance
$k^{s'}$		entité relative au stator qui varie de $-\infty$ à $+\infty$ pour machine en défaut	$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H / m}$	la perméabilité du vide
k^r		entité relative au rotor qui varie de $-\infty$ à $+\infty$ pour machine saine	γ^r	demi-ouverture d'encoche rotorique
$k^{r'}$		entité relative au rotor qui varie de $-\infty$ à $+\infty$ pour machine en défaut	γ_{h^s}	coefficient de bobinage spécifique pour chaque harmonique de rang h^s

II. DIAGNOSTIC DES MACHINES ELECTRIQUES TOURNANTES

II.1 Introduction

Ce chapitre présente un aperçu sur les travaux que j'ai co-encadrés visant le diagnostic et le contrôle des machines tournantes en défaut, alimentées par des courants alternatifs. Les causes des défauts dans les machines tournantes sont multiples [Bon92] et parmi ces causes on peut rappeler pour le stator, le court-circuit entre spires, le défaut d'isolation ou le défaut entre le stator et la carcasse. Ces problèmes peuvent être causés par une surtension, une température excessive, une vibration, de l'humidité, etc... et sont principalement de nature électrique, souvent attribués à la détérioration des isolants suite à leur vieillissement accéléré, conséquence d'une sur-sollicitation ou de son mode d'alimentation (MLI). A ces défauts on peut ajouter ceux spécifiques au rotor comme une rupture de barres ou des anneaux, une excentricité, ou un défaut du circuit magnétique qui influence la répartition et l'équilibre du champ magnétique dans la machine conduisant à modifier son comportement électrique. L'ensemble de ces défauts représente environ 28% de la totalité des défauts dans la machine, la principale source de défaillance étant les roulements (environ 70%) [Bon08].

L'activité de recherche décrite dans ce chapitre présente les travaux réalisés pour le développement des techniques capables d'identifier la présence des défaillances de nature électrique (court-circuit entre les spires du stator) dans les machines asynchrones et synchrones en présence des déséquilibres magnétiques. Disposer de techniques de diagnostic pour détecter la présence de faibles défauts et éviter une destruction totale des machines est très demandé par les industriels. De manière traditionnelle, les techniques utilisées pour les défauts électriques dans les machines tournantes sont basées sur l'analyse des courants statoriques [Ben03, Blo08, Da Silv08, Hen05, Tho01], la tension d'alimentation [Nem10, Bruz11], le couple électromagnétique [Tho03, Yaz97], la vitesse de rotation [Ert09], ainsi que les vibrations mécaniques [Cam86, Dor97].

Le travail présenté dans ce chapitre a été orienté sur le développement des méthodes de diagnostic basées sur l'analyse du champ magnétique de dispersion, émis par une machine à courant alternatif [Tav78]. L'utilisation du champ magnétique de dispersion pour le diagnostic est une méthode qui s'est développée fortement dans les dernières décennies [Pen94, Cab98, Hen03, Bel08, Kok18] et qui commence à attirer de plus en plus l'attention des industriels. Son principal avantage est d'être totalement non invasive (très important pour des applications spécifiques), avec une facilité d'implémentation autour de la machine et un faible coût. L'inconvénient de cette méthode consiste dans la difficulté de modéliser le champ magnétique qui dépend fortement du comportement électromagnétique du paquet de tôles statoriques et de la carcasse qui peut jouer un rôle d'écrantage pour les lignes du champ magnétique.

II.2 Diagnostic des machines électriques par champ magnétique

L'utilisation des machines électriques est aujourd'hui omniprésente dans la vie moderne du citoyen, assistée dans de nombreux domaines par les machines et/ou l'intelligence artificielle. [Tav08]. Dans ce contexte, elles sont incontournables pour la conversion électromécanique de l'énergie dans l'industrie où elles sont impliquées dans 80% des processus de fabrication et se

rendent responsables de 70% de l'énergie consommée dans le réseau électrique mondial. Les puissances de machines électriques utilisées dans l'industrie varient de quelques kilowatts à plusieurs mégawatts mais quelle que soit leur puissance, compte tenu de leur implication dans le processus de fabrication, les pertes causées par un arrêt imprévu de la production sont supérieures à celles induites par un faible rendement du moteur. Pourtant, continuer à faire fonctionner une machine en défaut va augmenter le coût de la production et de la maintenance et il est donc important de pouvoir détecter le défaut le plus rapidement possible. Cependant, les machines électriques rencontrent différents types de défauts, certains de nature mécanique comme le déséquilibre, le désalignement du rotor, la résonance ou les défauts des roulements, d'autres de nature électromagnétique comme des cassures de barres rotoriques ou le court-circuit entre spires.

Le champ magnétique peut donner des informations sur la présence d'un défaut et parfois sa localisation et du point de vue diagnostic, l'avantage des méthodes basées sur l'exploitation du champ magnétique consiste dans le fait que ces méthodes sont totalement non invasives [Zid10]. Pour la mesure du champ, elles ont besoin seulement d'une implantation des capteurs près de la machine à étudier sans toucher à la machine. Cependant, selon le positionnement des capteurs, le champ mesuré est originaire des sources différentes et pas forcément du même phénomène physique [Tha07]. Dans ces conditions il est nécessaire de connaître l'origine du champ magnétique présent autour de la machine afin de pouvoir définir le positionnement de capteurs autour en fonction de la composante à mesurer.

II.2.1 L'origine du champ magnétique externe des machines à courant alternatif

La modification du champ magnétique externe autour de la machine est le phénomène utilisé par la méthode développée pour la détection d'un défaut de court-circuit entre les spires du bobinage d'une machine. Ce champ magnétique présent à l'extérieur de la carcasse d'une machine tournante est la conséquence du flux de fuite créé par différents éléments de la machine selon la répartition présentée sur la Figure 2.1 [Tom99, Ceb12].

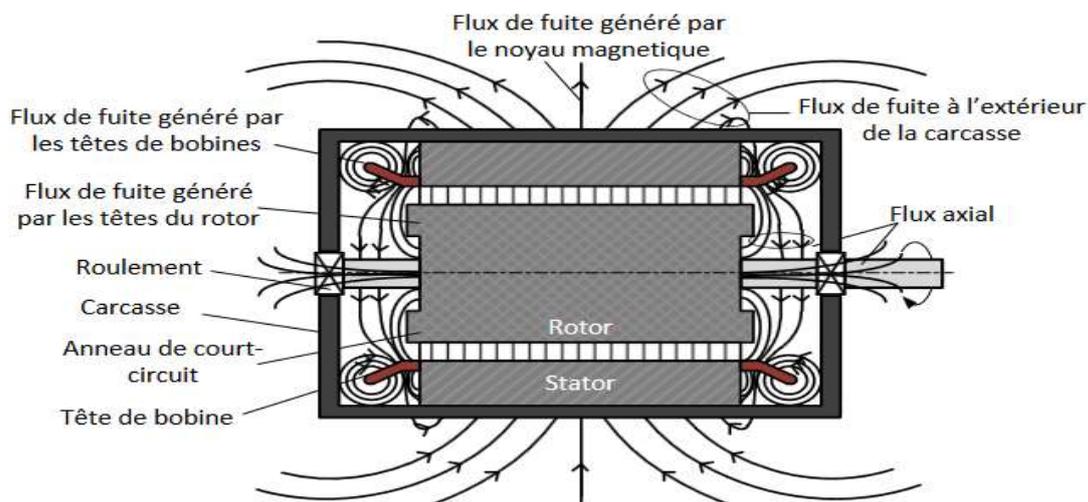


Figure 2.1 : Répartition de lignes de flux de fuite dans une machine électrique

Comme le montre cette figure, le champ de dispersion à l'extérieur de la machine est créé par le champ présent dans l'entrefer et par le champ des têtes de bobines. Leur composition donne naissance à une composante radiale (elle-même étant le résultat d'un champ radial pur et un champ radial-axial) dans un plan perpendiculaire à l'axe de la machine ainsi que d'une composante axiale située dans un plan qui comprend l'axe de la machine. Le champ radial a

comme origine l'induction de l'entrefer et les fuites générées par les têtes de bobines et le champ axial les courants dans les têtes de bobines (ou l'anneau de court-circuit). Les différentes possibilités de mesure du champ de dispersion à l'aide d'un capteur bobiné sont présentées sur la Figure 2.2.

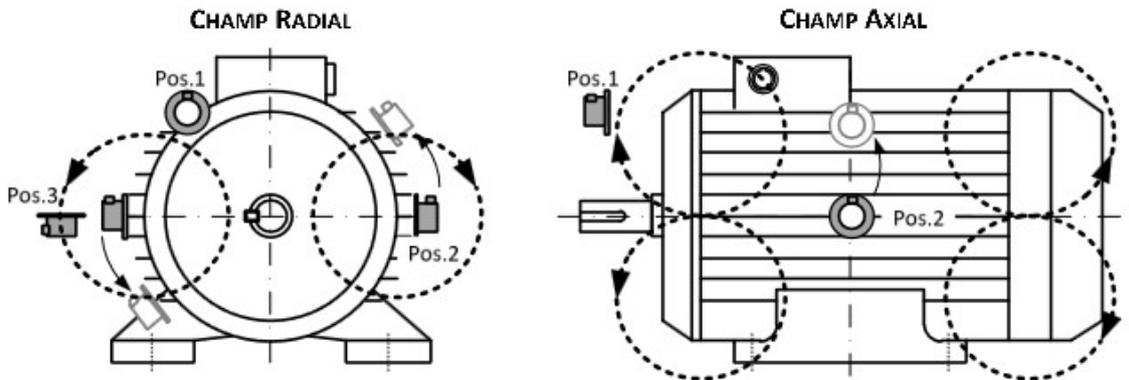


Figure 2.2 : Mesure du champ de dispersion autour de la machine

Compte tenu des lignes de champ présentées sur la Figure 2.1, les capteurs sont sensibles à différentes parties du champ en fonction de leur positionnement. Ainsi :

- en position 1 (Pos. 1) le capteur mesure le champ axial avec une amplitude maximale dans le voisinage des têtes de bobines et minimale au milieu de la machine.
- en position 2 (Pos. 2) le capteur mesure la composante normale du champ radial, image de la densité du flux d'entrefer et d'une influence du champ axial.
- en position 3 (Pos. 3) le capteur mesure la composante tangentielle du champ radial appelé également champ radial « pur ». Après des essais pratiques, le capteur en position 2 a été utilisé pour la suite des études car l'amplitude du signal mesuré est plus importante.

II.2.2 Capteurs utilisés pour la mesure du champ de dispersion

La mesure du champ magnétique dispersé autour de la machine est possible en utilisant différents types de capteurs comme les capteurs magnéto résistifs, à effet Hall ou bobinés. Pour le diagnostic développé dans nos études, des capteurs de type bobiné ont été développés et utilisés. Leur principe consiste à mesurer le champ de fuite autour d'une machine tournante par une bobine fixée le plus près de la machine [Tum07]. Cette bobine délivre à ses bornes une force électromotrice (fem.) proportionnelle avec la variation en temps du flux qui la traverse. Avec ce type de capteur, il est possible de mesurer seulement un champ variable, cependant vu son effet dérivatif naturel qui amplifie les faibles et moyens fréquences, il est bien adapté pour mesurer des variations du champ magnétique. Il a l'avantage de permettre une mesure directe, non invasive et simple du champ magnétique sans besoin de lui associer un traitement électronique comme c'est souvent le cas avec d'autres capteurs à part peut-être une amplification. Les performances du capteur sont dépendantes de sa taille, du nombre des spires et de la nature du conducteur utilisé [Pus10]. Leur construction simple et facile permet une fabrication par l'utilisateur et ainsi une adaptation de sa dimension à la taille de la machine [Ceb11]. Pour la caractérisation des capteurs, une analyse fréquentielle a été nécessaire. Le résultat obtenu pour un capteur de 32 mm et possédant 1200 spires est visible sur la Figure 2.3

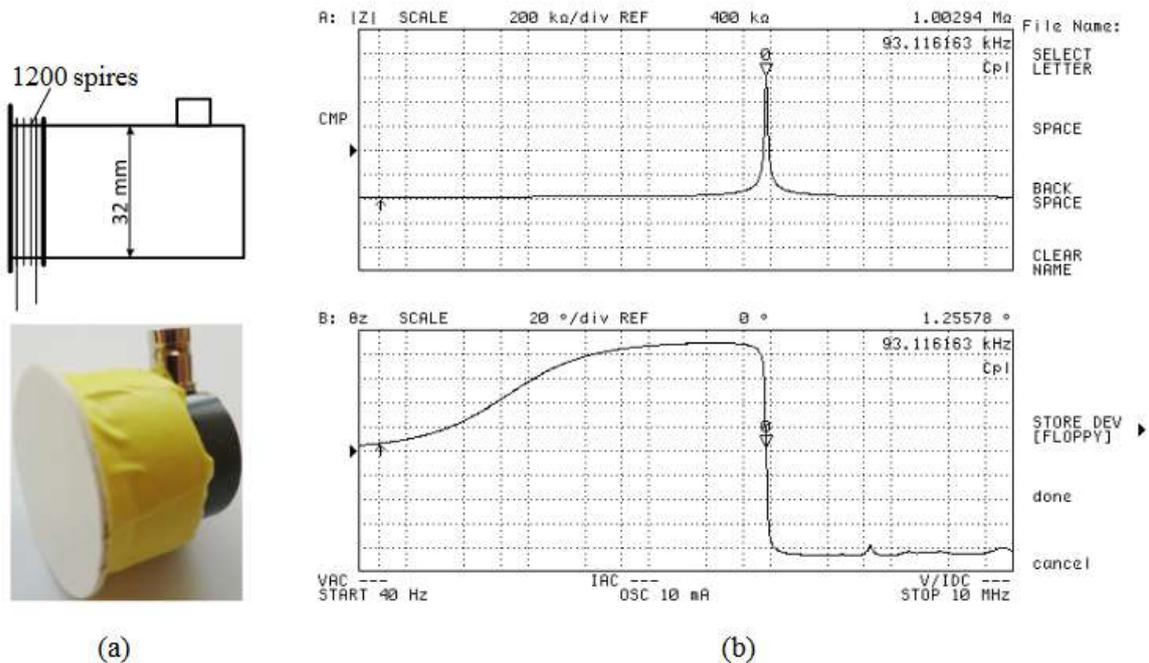


Figure 2.3 : Capteur bobiné réalisé au laboratoire a) photo du capteur b) réponse fréquentielle

Compte tenu de sa taille réduite, il est bien adapté pour des machines de faibles dimensions et puissance. Sa réponse fréquentielle montre une résonance autour de 93kHz avec un déphasage important du signal autour de la résonance. Pour la mesure du champ magnétique, une utilisation du capteur dans la zone plate de faible fréquence estimée autour de 1.5kHz est préférable. Cette zone est utilisée par la méthode de diagnostic du signal et elle doit être bien éloignée de la fréquence de résonance. Pour la réalisation des mesures comparatives simultanées autour de la machine, deux capteurs identiques ont été utilisés.

II.3 Diagnostic pour défauts statoriques

La plupart des défauts statoriques dans les machines tournantes sont dus à la dégradation de l'isolation des enroulements ce qui conduit à un court-circuit entre une phase et la terre, un court-circuit entre deux phases ou un court-circuit entre les enroulements. Les deux premiers cas sont généralement des défauts qui conduisent à un arrêt rapide et brutal de la machine, leur détection prédictive nécessitant une étude du « vieillissement » des enroulements [Hac19]. Le cas de court-circuit entre spires de la même phase est un défaut courant qui peut apparaître sur les têtes de bobines ou dans les encoches et qui cause la diminution du nombre des spires. Cela conduit à une augmentation du courant dans la phase en défaut et une légère variation de l'amplitude dans les autres phases. Dans le cas des machines à induction, le court-circuit entre spires amplifie également le courant dans le circuit rotorique [Bon92, Nan05]. Ce défaut peut commencer par quelques spires court-circuitées, conduisant à une diminution du rendement de la machine et une augmentation de la température avec une extension du défaut vers les autres spires et finalement vers un arrêt de la machine. Afin de déterminer le défaut, deux modèles analytiques sont utilisés dans ce chapitre.

-le premier permet d'identifier, dans le cas d'une machine saine, l'évolution des composantes d'induction à partir de l'entrefer jusqu'à l'extérieur de la machine en prenant en considération l'effet de la denture et l'atténuation du paquet de tôles statorique.

-le deuxième met en évidence l'influence du court-circuit sur la variation des composantes d'induction.

Compte tenu des deux modèles, il est possible de calculer les harmoniques sensibles au défaut avec l'objectif de proposer une nouvelle méthode de diagnostic basée sur la variation du flux.

II.3.1 Modélisation du champ de dispersion

La modélisation du champ radial de dispersion émis par une machine nous permet d'analyser les évolutions des composantes d'induction entre l'entrefer et l'extérieur de la machine en cas de machine saine ou en présence de défauts et de définir des signatures spécifiques. Cette modélisation a été réalisée en considérant une machine triphasée asynchrone à cage avec p paires de pôles, N_s et N_r nombres d'encoches statoriques et rotoriques par paire de pôles. Cette machine alimentée en courant alternatif contient n^s spires au stator pour une paire de pôles réparties sur m^s encoches par pôle et par phase, comme présenté sur la Figure 2.4. Chaque section est composée de m^s sections élémentaires de n^s / m^s spires avec pn^s spires par phase [Ceb12].

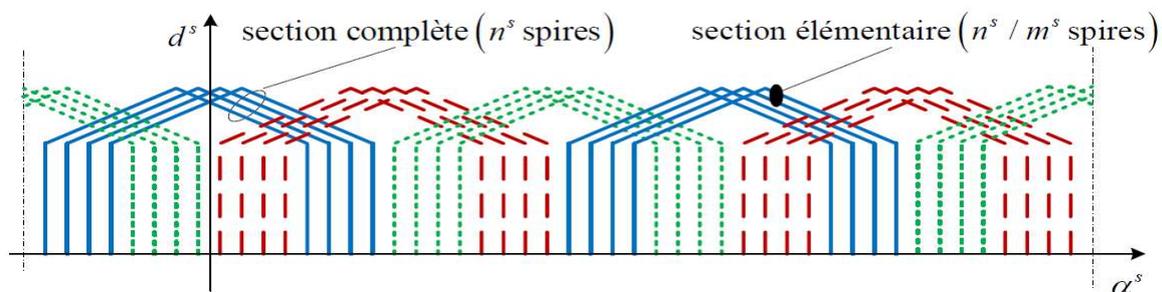


Figure 2.4 : Répartition du bobinage triphasé statorique pour deux paires de pôles ($p=2$) et m^s encoches par pôle

Dans ce modèle, les enroulements statoriques sont connectés en série et alimentés par une tension triphasée équilibrée de fréquence f et pulsation ω . Pour reconstituer le champ radial, le calcul de l'induction d'entrefer correspondante b , se fait avec certaines hypothèses simplificatrices [Bru97] :

- les enroulements statoriques sont parcourus par des courants triphasés équilibrés et sinusoïdaux i_q^s ($q=1,2,3$)

$$i_q^s = I^s \sqrt{2} \cos \left[\omega t - (q-1) \frac{2\pi}{3} \right] \quad (2.1)$$

- l'épaisseur d'entrefer est supposée très faible ce qui permet de négliger la composante tangentielle d'induction d'entrefer
- la perméabilité magnétique du fer est considérée élevée et les ampères tours consommés dans le fer négligeables par rapport à ceux consommés dans l'entrefer
- on néglige les courants inter-barres pour la machine asynchrone
- on considère des profondeurs fictives d'encoches égales au cinquième de leur ouverture
- l'induction d'entrefer b est considérée constante pendant la variation de la charge et les harmoniques correspondantes sont celles générés par les courants i_q^s en fonctionnement à vide de la machine.

L'induction d'entrefer b est la somme des inductions créées par le stator et par le rotor $b = b^s + b^r$ où chaque composante est définie de façon générale par :

$$\begin{cases} b^s = \lambda \varepsilon^s \\ b^r = \lambda \varepsilon^r \end{cases} \quad (2.2)$$

avec λ la perméance d'entrefer par unité de surface et ε la force magnétomotrice créée par l'ensemble du bobinage statorique ou rotorique.

II.3.1.1 Calcul de la perméance

Pour le calcul de la perméance, le modèle géométrique de la machine faisant apparaître les variables nécessaires, est illustré sur la Figure 2.5, [Bru91].

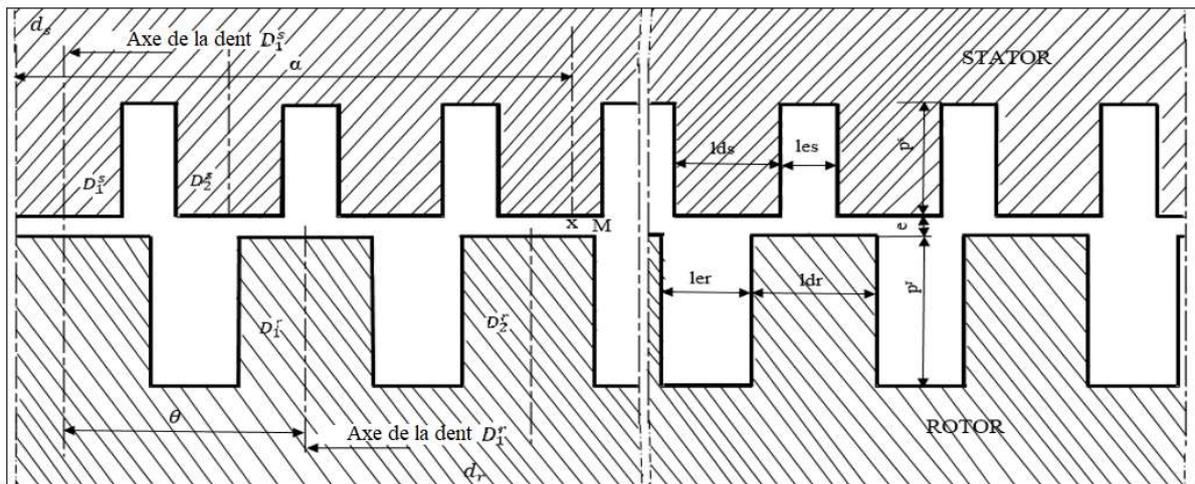


Figure 2.5 : Modèle géométrique de la denture du stator et du rotor

Dans ce modèle de la denture, l'axe d^s sera confondu avec l'axe de l'un des enroulements de la phase 1 du stator et l'axe d^r avec l'axe d'une dent rotorique quelconque. Le coefficient de perméance dépend des entiers k^s et k^r qui varient de $-\infty$ à $+\infty$, et de la géométrie de la denture, il peut s'écrire :

$$\Lambda_{kskr} = 4\mu_0 A^{sr} \frac{\sin(k^s r_d^s \pi)}{2k^s} \frac{\sin(k^r r_d^r \pi)}{2k^r} \quad (2.3)$$

avec $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m la perméabilité du vide approximativement égale avec celle de l'air et les rapports de denture statorique respectivement rotorique données par $r_d^s = l_d^s / (l_c^s + l_d^s)$ et $r_d^r = l_d^r / (l_c^r + l_d^r)$. Ici les quantités l_d^s et l_d^r sont respectivement : la largeur d'encoche et l'épaisseur d'une dent au stator, et l_d^r , l_c^r des quantités similaires mais relatives au rotor. Dans (2.3) le paramètre A^{sr} est défini par :

$$A^{sr} = 4p^s p^r \frac{e_M + e}{\pi^2 e^s e^r e_M} \quad (2.4)$$

avec $e^s = e + p^s$; $e^r = e + p^r$ et $e_M = e + p^s + p^r$. On remarque que le coefficient de perméance Λ_{kskr} diminue rapidement lorsque k^s ou k^r croissent. Comme les lignes de champ ne rejoignent jamais le fond des fentes, pratiquement, l'entrefer peut être modélisé en considérant des fentes fictives d'une profondeur égale au cinquième de leur ouverture ($p^s = l_c^s / 5$). Avec cette hypothèse, la

perméance λ exprimée dans un point quelconque M de l'entrefer par rapport au référentiel statorique est définie par:

$$\lambda = \sum_{k^s=-\infty}^{+\infty} \sum_{k^r=-\infty}^{+\infty} \Lambda_{k^s k^r} \cos \left[(k^s N^s + k^r N^r) p \alpha^s - p k^r N^r \theta \right] \quad (2.5)$$

Le point M est repéré par la variable α^s par rapport à d^s et α^r par rapport à d^r . Les références d^s et d^r sont distantes de $\theta = \frac{(1-g)\omega t}{p} + \theta_0$ avec g le glissement du rotor. N^s et N^r sont le nombre d'encoches statoriques et rotoriques par paire de pôles et le nombre d'encoches total est $N_t^s = p N^s$ respectivement $N_t^r = p N^r$. Pour une machine synchrone à p paires de pôles, le nombre des saillances rotoriques est égal au nombre $2p$ de pôles de la machine ($N_t^r = 2p$), donc $N^r = 2$ pour une machine à pôles saillants et $N^r = 0$ pour une machine à pôles lisses. On obtient la perméance λ exprimée par :

$$\lambda = \sum_{k^s=-\infty}^{+\infty} \sum_{k^r=-\infty}^{+\infty} \Lambda_{k^s k^r} \cos \left[(k^s N^s + 2k^r) p \alpha^s - 2p k^r \theta \right] \quad (2.6)$$

II.3.1.2 Calcul de la force magnétomotrice statorique

Pour une machine saine, la force magnétomotrice (f.m.m) créée par une section d'ouverture diamétrale, est supposée avoir une évolution trapézoïdale comme on le voit sur la Figure 2.6 avec la demi-ouverture d'encoche donne par :

$$\gamma^s = (1 - I_d^s) \pi / N_t^s. \quad (2.7)$$

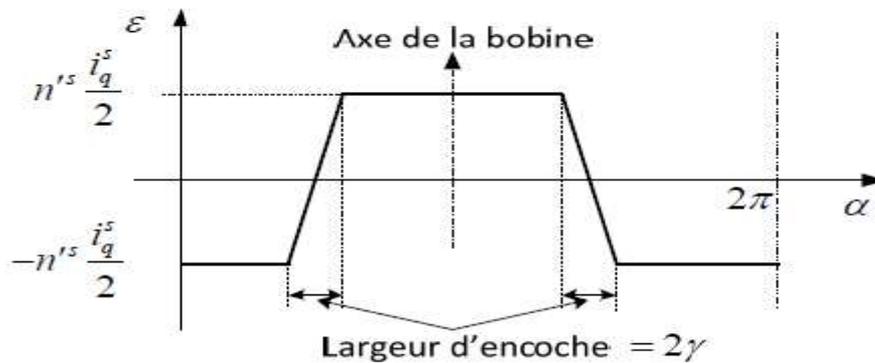


Figure 2.6 : Force magnéto motrice créée par n^s spires d'une section élémentaire d'ouverture diamétrale

Compte tenu de cette évolution, la f.m.m statorique créée par l'ensemble du bobinage triphasé statorique peut s'exprimer sous la forme :

$$\varepsilon^s = I_0^s \sum_{h^s=1}^{+\infty} A_{h^s}^s \cos(\omega t - h^s p \alpha) \quad (2.8)$$

La relation (2.8) s'obtient suite à une décomposition en série de Fourier de la f.m.m trapézoïdale d'une section élémentaire alimentée par (2.1). Dans cette relation où $A_{h^s}^s$ est un coefficient qui dépend du bobinage et de l'allure de la force magnétomotrice ε , h^s représente le rang de l'harmonique d'espace de la f.m.m définie par $h^s = 6k + 1$ avec k un entier qui varie de $-\infty$ au $+\infty$. Le coefficient $A_{h^s}^s$ s'exprime par :

$$A_{h^s}^s = (-1)^{\frac{h^s-1}{2}} \frac{3\sqrt{2}n^s}{h^s\pi} \gamma_{h^s} \Gamma_{h^s} \quad (2.9)$$

avec γ_{h^s} un coefficient de bobinage spécifique pour chaque harmonique de rang h^s et Γ_{h^s} un coefficient correcteur par rapport à l'évolution trapézoïdale de la f.m.m. Ces coefficients s'expriment en fonction du nombre d'encoches par pôle avec les relations :

$$\gamma_{h^s} = \frac{\sin(h^s \frac{\pi}{6})}{m^s \sin(h^s \frac{\pi}{6m^s})} \quad (2.10)$$

$$\Gamma_{h^s} = \frac{\sin\left(\frac{h^s(1-r_d^s)\pi}{6m^s}\right)}{\frac{h^s(1-r_d^s)\pi}{6m^s}} \quad (2.11)$$

II.3.1.3 Calcul de l'induction statorique

Compte tenu de (2.2), (2.5) et (2.8) le calcul de l'induction d'entrefer dans le référentiel statorique lié à l'axe d^s peut s'écrire :

$$b^s = \sum_{\substack{h^s=-\infty \\ h^s \neq 0}}^{+\infty} \sum_{k^s=-\infty}^{+\infty} \sum_{k^r=-\infty}^{+\infty} \hat{b}_{h^s k^s k^r}^s \cos\left[\left(1+k^r N^r(1-g)\right)\omega t - p\left(h^s + k^s N^s + k^r N^r\right)\alpha - pk^r N^r \theta_0\right] \quad (2.12)$$

avec

$$\hat{b}_{h^s k^s k^r}^s = I_0^s A_{h^s}^s \Lambda_{k^s k^r} \quad (2.13)$$

Si on note les ondes d'induction avec le même rang fréquentiel $K^s = (1+k^r N^r(1-g))$, les ondes d'induction avec la même polarité $H^s = p(h^s + k^s N^s + k^r N^r)$, et déphasage $\varphi^s = pk^r N^r \theta_0$, l'expression (2.12) peut s'exprimer par :

$$b^s = \sum_{K^s, H^s} \hat{b}_{K^s, H^s}^s \cos\left[K^s \omega t - H^s \alpha - \varphi^s\right] \quad (2.14)$$

avec un regroupement des composants de même fréquence et même polarité sous la forme

$$\hat{b}_{K^s, H^s}^s = \sum_{k^r=-\infty}^{+\infty} \hat{b}_{h^s k^s k^r}^s$$

II.3.1.4 Calcul de la force magnétomotrice rotorique

La force magnétomotrice rotorique est générée par les courants induits à partir du stator dans les barres rotoriques comprenant le fondamental à la fréquence gf mais également par des harmoniques de tous les autres courants qui prennent naissance. Cependant, pour la simplification, il a été considéré que seules les composantes générées par le fondamental du courant statorique de la machine fonctionnant à vide, sont prises en compte pour définir les harmoniques de l'induction d'entrefer. Toutefois en cas de défaut rotorique, pour s'intéresser aux perturbations engendrées, le fondamental du courant rotorique est pris en compte également car il influence les harmoniques d'espace et peut conduire à des modifications spatiales.

La force magnétomotrice rotorique existante dans l'entrefer est créée par l'ensemble de N_t^r barres du rotor :

$$\varepsilon^{or} = \sum_{n=1}^{N_t^r} \varepsilon_n^{or} \quad (2.15)$$

Pour les calculs, la loi d'évolution de la f.m.m générée par une barre est présentée sur la Figure 2.7

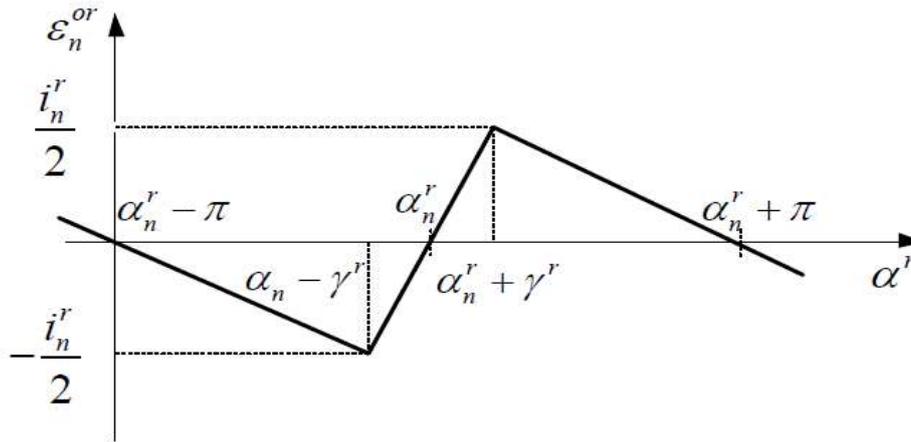


Figure 2.7: Evolution de la force magnéto motrice créée par une barre rotorique

Sur cette figure $\gamma^r = (1-r_d^r)\pi/N_t^r$ est la demi-ouverture d'encoche rotorique et r_d^r le rapport de denture rotorique. Pour une barre rotorique n (avec $n \in [1 \dots N_t^r]$) la position de la barre α_n^r est donnée par $\alpha_n^r = (n-1)2\pi/N_t^r$ et l'expression du courant qui la traverse :

$$i_n^r = I_n^r \sqrt{2} \cos \left[g\omega t - (n-1) \frac{2\pi}{N_t^r} - \varphi_n^r \right] \quad (2.16)$$

Pour la barre n , une décomposition en série de Fourier de la ε_n^{or} présentée sur la Figure 2.7 dans le référentiel rotorique s'exprime par :

$$\varepsilon_n^{or} = \frac{i_n^r}{\pi} \sum_{h^r=1}^{+\infty} \Gamma_{h^r} \frac{\sin \left[ph^r (\alpha^r - \alpha_n^r) \right]}{ph^r} \quad (2.17)$$

avec Γ_{h^r} un coefficient qui prend en compte l'évolution linéaire de la f.m.m

$$\Gamma_{h^r} = \frac{\sin \left[ph^r \gamma_n^r \right]}{ph^r \gamma_n^r} = \frac{\sin \left[ph^r (1-r_d^r) \frac{\pi}{N_t^r} \right]}{ph^r (1-r_d^r) \frac{\pi}{N_t^r}} \quad (2.18)$$

Compte tenu de (2.15) (2.17) et (2.18) après développement, la f.m.m générée par le rotor dans le référentiel rotorique s'écrit :

$$\varepsilon^{or} = \sum_{n=1}^{N_t^r} \sum_{\substack{h^r=-\infty \\ h^r \neq 0}}^{+\infty} -\frac{\Gamma_{h^r} I_n^r \sqrt{2}}{ph^r} \sin \left(g\omega t - ph^r \alpha^r + (h^r - 1) \frac{2\pi}{N_t^r} (n-1) - \varphi_n^r \right) \quad (2.19)$$

Pour exprimer la f.m.m donnée en (3.19) dans le référentiel statorique il faut imposer $\alpha^s = \alpha^r + \theta = \alpha^r + (1-g)\omega t / p + \theta_0$. Cela permet d'obtenir :

$$\varepsilon^r = \sum_{n=1}^{N_t^r} \sum_{\substack{h^r=-\infty \\ h^r \neq 0}}^{+\infty} -\frac{\Gamma_{h^r} I_n^r \sqrt{2}}{ph^r} \sin \left\{ \left[1 - (1-h^r)(1-g) \right] \omega t - ph^r \alpha^s + (h^r - 1) \frac{2\pi}{N_t^r} - \varphi_n^r + ph^r \theta_0 \right\} \quad (2.20)$$

Dans cette relation, après la somme, certains termes peuvent s'annuler et pour une machine saine, seuls les termes $(h^r - 1)$ existent.

Dans le cas d'une machine synchrone, la f.m.m exprimée dans le référentiel rotorique liée à l'axe du pôle nord rotorique d_r est donnée par :

$$\varepsilon_n^{or} = J_d \sum_{\substack{h^r=-\infty \\ h^r \neq 0}}^{+\infty} A_{h^r}^r \cos(ph^r \alpha^s) \quad (2.21)$$

avec J_d la densité du courant et $A_{h^r}^r$ un coefficient qui dépend du bobinage et de l'allure de la force magnétomotrice rotorique. Dans le référentiel statorique, elle s'écrit :

$$\varepsilon_n^r = J_d \sum_{\substack{h^r=-\infty \\ h^r \neq 0}}^{+\infty} A_{h^r}^r \cos \left[h^r \omega t - ph^r (\alpha^s + \theta_0) \right] \quad (2.22)$$

Pour une machine synchrone à aimants permanents, la f.m.m rotorique est négligée pour le calcul de l'induction.

II.3.1.5 Calcul de l'induction rotorique

Pour le calcul de l'induction rotorique dans le référentiel statorique les relations (2.2) (2.5) et (2.20) sont utilisées. On obtient :

$$b^r = \sum_{\substack{h^r=-\infty \\ h^r \neq 0}}^{+\infty} \sum_{k^s=-\infty}^{+\infty} \sum_{k^r=-\infty}^{+\infty} \hat{b}_{h^r k^s k^r} \cos(K^r \omega t - H^r \alpha^s - \varphi^r) \quad (2.23)$$

avec $\varphi^r = \varphi_n^r + ph^r \theta_0$, le rang fréquentiel $K^r = [1 - (1-h^r - k^r N^r)(1-g)]$ et la polarité $H^r = p(h^r + k^r N^r + k^s N^s)$ pour une machine asynchrone, respectivement $K^r = (h^r + 2k^r)$ et $H^r = p(h^r + 2k^r + k^s N^s)$ pour une machine synchrone avec $g=0$ et $N^r=2$.

On peut résumer dans le Tableau 2.1 les expressions du rang K et de la polarité H pour une machine asynchrone et une machine synchrone, exprimées dans un référentiel statorique. Ces expressions servent à calculer l'induction d'entrefer $b = b^s + b^r$.

Tableau 2.1 Valeurs du rang et de la polarité d'une composante d'induction pour une machine saine

Machine asynchrone	Machine synchrone $g=0$ et $N^r=2$
$K^s = (1 + k^r N^r (1 - g))$	$K^s = (1 + 2k^r)$
$H^s = p(h^s + k^s N^s + k^r N^r)$	$H^s = p(h^s + k^s N^s + 2k^r)$
$b^s = \sum_{K^s, H^s} \hat{b}_{K^s, H^s} \cos[K^s \omega t - H^s \alpha - \varphi^s]$	$b^s = \sum_{K^s, H^s} \hat{b}_{K^s, H^s} \cos[K^s \omega t - H^s \alpha - \varphi^s]$
$K^r = [1 - (1 - h^r - k^r N^r (1 - g))]$	$K^r = (h^r + 2k^r)$
$H^r = p(h^r + k^r N^r + k^s N^s)$	$H^r = p(h^r + 2k^r + k^s N^s)$
$b^r = \sum_{K^r, H^r} \hat{b}_{K^r, H^r} \cos[K^r \omega t - H^r \alpha - \varphi^r]$	$b^r = \sum_{K^r, H^r} \hat{b}_{K^r, H^r} \cos[K^r \omega t - H^r \alpha - \varphi^r]$
$b = b^s + b^r$	$b = b^s + b^r$

II.3.1.6 Calcul du champ radial

Le champ magnétique mesuré à l'extérieur de la machine est créé par ses différents éléments et obtenu à partir de l'induction b en prenant en compte un coefficient d'atténuation dû aux matériaux constituant le circuit du stator et de la carcasse. Il est le résultat d'une composante normale, tangentielle et axiale. Par conséquent, le signal mesuré sera sensible aux différents composants du champ et dépendra de la position du capteur autour de la machine. En choisissant une position du capteur à peu près au milieu du paquet des tôles, les effets du champ axial sont minimales. Dans la modélisation, l'induction radiale mesurée à l'extérieur de la machine dans un plan perpendiculaire à l'axe de la machine et calculée en négligeant l'atténuation de la carcasse et le capteur, est positionnée comme présenté sur la Figure 2.8. Cette figure présente également la géométrie simplifiée de la machine avec les principaux paramètres qui apparaissent dans le modèle analytique avec un entrefer lisse.

Dans le modèle analytique utilisé pour déterminer l'induction dans un point M' , à une distance x du centre de la machine, seule la composante normale du champ transversal est considérée. Ce modèle fait apparaître deux milieux intervenant dans l'atténuation : le paquet de tôles statoriques et l'air. L'approche analytique considère comme hypothèses simplificatrices que :

- la mesure est proche de la machine ($x \cong R_{ext}^{ts}$)
- la perméabilité magnétique μ_r^{ts} est indépendante de la fréquence
- l'induction d'entrefer avec son contenu harmonique est une condition imposée dans l'entrefer,

Si le capteur est suffisamment proche de la machine, le modèle analytique ne considère que l'atténuation du paquet de tôles statoriques k_H^{ts} qui influence l'amplitude de l'induction normale b_x . Ce coefficient dépend de la perméabilité magnétique μ_r du paquet de tôles, de la polarité H , du rayon interne et externe. Il peut être défini comme suit [Tha08] :

$$K_H^{ts} = \frac{2}{\mu_r^{ts} \left((R_{int}^s / R_{ext}^s)^{-|H|-1} - (R_{int}^s / R_{ext}^s)^{|H|-1} \right)} \tag{2.24}$$

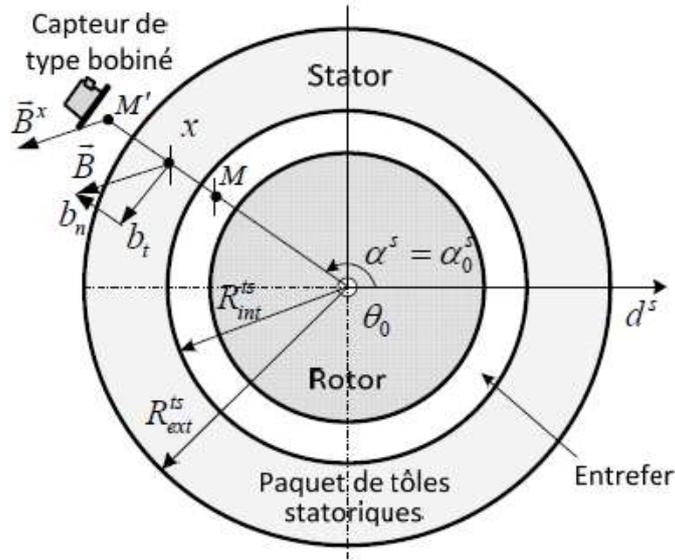


Figure 2.8: Section de la machine avec paramètres géométriques et capteur de position à l'extérieur

Le coefficient k_H^{ts} est défini comme le rapport entre la composante de l'induction à $x = R_{ext}^{ts}$ et celle à $x = R_{int}^{ts}$. Son évolution en fonction de H pour $R_{int}^s = 71.6 \text{ mm}$, $R_{ext}^s = 121 \text{ mm}$ et $\mu_r = 1000$ est présentée sur la Figure 2.9. On peut remarquer que la valeur du coefficient d'atténuation diminue avec l'augmentation de la polarité H.

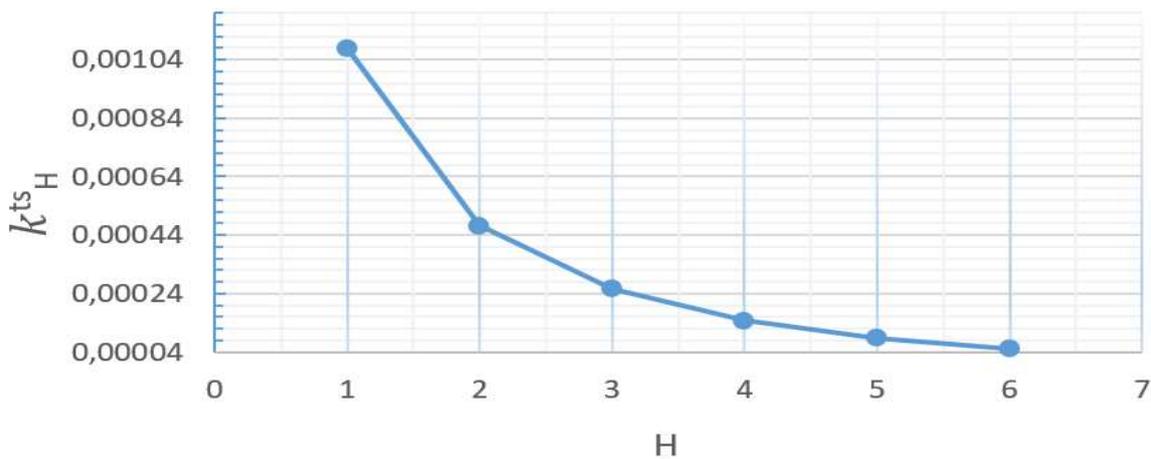


Figure 2.9: L'évolution du coefficient d'atténuation k_H^{ts} en fonction de la polarité H

Une justification physique de l'évolution donnée sur la Figure 2.9 peut être faite en considérant la distribution des lignes du champ magnétique. En effet, les composantes de densité de flux de polarité élevée ont les lignes du champ concentrées au niveau de l'entrefer alors que celles de faible polarité ont les lignes qui s'étendent sur l'ensemble du noyau statorique.

Pour la méthode de diagnostic proposée, la composante normale du champ transversal est mesurée avec des capteurs de flux bobinés. Les capteurs sont collés sur la carcasse de la machine à une distance supposée égale au rayon $x = R_{ext}^{ts}$ du centre de la machine, alors l'induction normale b^x dans ce point peut s'exprimer par :

$$b^x = \sum_{K,H} K_H^{ts} \hat{b}_{K,H} \cos (K\omega t - H\alpha^s - \varphi_{K,H}) \quad (2.25)$$

On note b_K^x l'harmonique de rang K de b^x dans le point M' ($x = R_{ext}^s$, $\alpha^s = \alpha_0^s$) situé au centre du capteur de flux bobiné, ce paramètre peut être défini par :

$$b_K^x = \hat{b}_K^x \cos (K\omega t - \varphi_K^x) \quad (2.26)$$

avec \hat{b}_K^x calculé à partir de la notation complexe :

$$\hat{b}_K^x = \left| \sum_H K_H^{ts} \hat{b}_{K,H} e^{-j[H\alpha_0^s + \varphi_{K,H}]} \right| \quad (2.27)$$

Pour une valeur donnée α_0^s les harmoniques d'induction correspondant à une pulsation $K\omega$ sont composées de plusieurs composants élémentaires de différente polarité H.

Le flux embrassé par le capteur varie dans le temps et peut être obtenu par l'intégration sur la surface du capteur de la totalité des composantes (2.26) en prenant en compte par un coefficient de proportionnalité K_H^x la forme du capteur, sa surface S, la polarité H et la distance x du positionnement du capteur. Le flux correspondant à l'harmonique de rang K est donné par :

$$\psi_K^x = \sum_H K_H^{ts} K_H^x \hat{b}_{K,H} \cos (K\omega t - H\alpha_0^s - \varphi_{K,H}) \quad (2.28)$$

Dans cette relation, seuls les termes relatifs à un nombre des pôles faible (H faible) ont une contribution importante.

II.3.2 Modélisation du défaut de court-circuit entre spires

Afin de déterminer l'influence des spires défectueuses dans le changement de la densité de flux, un modèle considérant un enroulement de stator triphasé a été développé. Dans ce modèle, on suppose que «y» spires des «n_s» spires d'une section élémentaire appartenant à la phase «q» sont court-circuitées et que «y» est petit devant «pn_s» le nombre total de spires par phase. Par conséquent, on peut supposer que le courant reste inchangé et il a les mêmes valeurs dans chaque phase dans le cas défectueux. Cette hypothèse peut donc caractériser le court-circuit grâce à un modèle qui préserve la structure d'origine de la machine. Ce modèle suppose que l'enroulement statorique en présence du défaut est équivalent à l'enroulement sain, associé à «y» spires indépendantes dans lesquelles circule le courant de court-circuit. Il est supposé que ces deux circuits ont un fonctionnement indépendant. La partie saine du bobinage génère donc les mêmes composantes de densité de flux sans défaut.

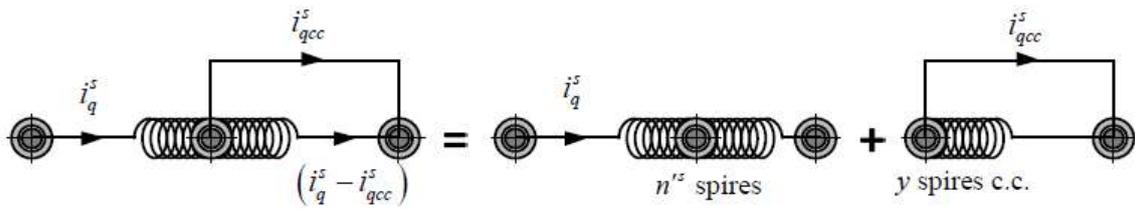


Figure 2.10: Modèle d'enroulement statorique avec y spires en court-circuit

Le modèle d'un enroulement défectueux est présenté sur la Figure 2.10 où l'ensemble de l'enroulement de phase est composé d'une section saine élémentaire et d'une autre avec des spires en court-circuit. Pour les deux structures, on suppose que la réaction magnétique du rotor est telle que seul le fondamental des courants statoriques pour un fonctionnement à vide sera considéré pour caractériser la densité de flux d'entrefer. De cette façon, l'induction résultante d'entrefer b^* est égale à l'induction b , à laquelle s'ajoute l'induction b_{cc} générée par i_{qcc}^s parcourant les spires en court-circuit. L'induction totale peut alors s'écrire :

$$b^* = b + b_{cc} \tag{2.29}$$

Avec le courant de court-circuit dans la phase statorique q défini par :

$$i_{qcc}^s = I_{cc}^s \sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi_{cc}) \tag{3.30}$$

φ_{cc} est le déphasage entre le courant de court-circuit et le courant de la Phase 1 comme le montre la Figure 2.11. Ce déphasage dépend de l'impédance qui limite le courant de court-circuit, l'enroulement de court-circuit et la position relative de l'induction d'entrefer par rapport au courant dans la phase q dépendant de l'état de charge de la machine.

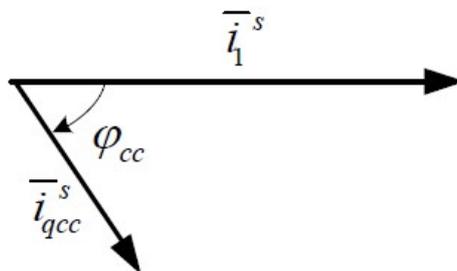


Figure 2.11: Déphasage entre le courant de court-circuit et le courant de la Phase 1 du stator

II.3.2.1 F.m.m. créée par le courant de court-circuit

La force magnétomotrice ϵ_{qcc}^s générée par les y spires en court-circuit est décalée de α_q^s par rapport au référentiel statorique d^s . Elle est représentée sur la Figure 2.12b en même temps que celle présente dans le cas d'une machine saine à 4 pôles (Figure 2.12a). La f.m.m générée par l'enroulement élémentaire sain ϵ_{qel}^s est une f.m.m unidirectionnelle et peut être décomposée en deux champs tournant dans des directions opposées.

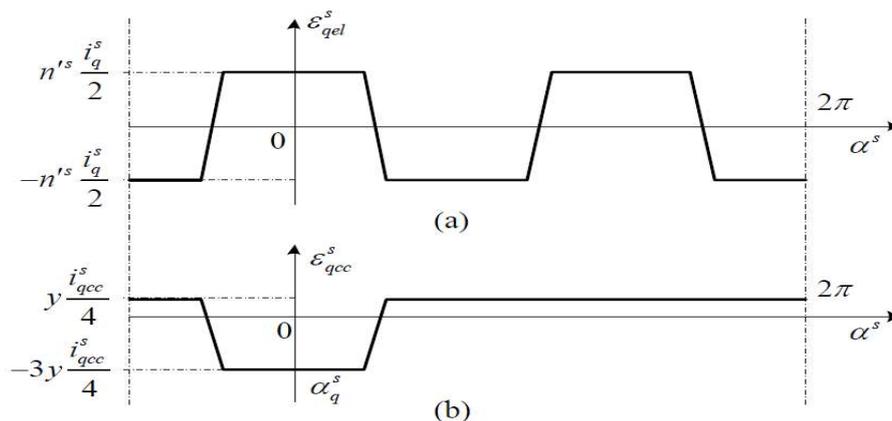


Figure 2.12: F.m.m générée par la section considérée en court-circuit

En considérant le cas d'une machine à 4 pôles, \mathcal{E}_{qcc}^s peut s'exprimer dans un référentiel statorique sous forme d'une somme d'ondes de f.m.m:

$$\mathcal{E}_{qcc}^s = \Gamma_{cc}^s \sum_h A_{cc_h}^s \cos(\omega t - h\alpha^s - \varphi_h) \quad (2.31)$$

avec $\varphi_h = h\alpha_q^s + \varphi_{cc}$ et $h \in \mathbb{Z}^*$ un entier relatif non nul qui prend aussi les valeurs de h^s . Le paramètre $A_{cc_h}^s$ s'exprime par la relation :

$$A_{cc_h}^s = y\sqrt{2} \frac{\sin(\frac{h\pi}{2})}{h\pi} \Gamma_h \quad (2.32)$$

II.3.2.2 L'induction créée par le courant de court-circuit

Comme l'induction créée par le courant de court-circuit est donné par $b_{cc} = \lambda \mathcal{E}_{qcc}^s$, le développement du calcul conduit à définir dans le référentiel d^s l'expression de l'induction de court-circuit :

$$b_{cc} = \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{+\infty} \sum_{k^s=-\infty}^{+\infty} \sum_{k^r=-\infty}^{+\infty} \hat{b}_{cc_{h,k^s,k^r}} \cos\left[\left(1+k^r N^r(1-g)\right)\omega t - \left(h + p(k^s N^s + k^r N^r)\right)\alpha^s + p k^r N^r \theta_0 - \varphi_h\right] \quad (2.33)$$

avec $\hat{b}_{cc_{h,k^s,k^r}} = I_{cc} A_{cc_h}^s \Lambda_{k^s k^r}$. Un regroupement des paramètres de même polarité et même fréquence donne :

$$b_{cc} = \sum_{K_{cc}, H_{cc}} \hat{b}_{cc_{K_{cc}, H_{cc}}} \cos(K_{cc} \omega t - H_{cc} \alpha^s - \varphi_{cc_{K_{cc}, H_{cc}}}) \quad (2.34)$$

avec

$$\left. \begin{aligned} K_{cc} &= 1 + k^r N^r (1 - g) \\ H_{cc} &= h + p(k^s N^s + k^r N^r) \end{aligned} \right\} \text{pour la machine asynchrone} \quad (2.35)$$

$$\left. \begin{aligned} K_{cc} &= 1 + 2k^r \\ H_{cc} &= h + p(k^s N^s + 2k^r) \end{aligned} \right\} \text{pour la machine synchrone} \quad (2.36)$$

où k^r et k^s jouent le même rôle pour la machine en défaut que k^r et k^s donnés en (2.3) pour la machine saine. Ils évoluent entre $-\infty$ et $+\infty$. En utilisant la notation complexe, il est possible de calculer l'amplitude d'une composante de pulsation $K_{cc} \omega$ pour $\alpha^s = \alpha_0^s$ lorsque α^s est fixé.

La quantité complexe $\bar{b}_{ccK_{cc}}^x$ calculée au point M' situé à distance $x=R_{ext}^s$ pour l'harmonique de rang K est défini par :

$$\bar{b}_{ccK_{cc}}^x = \sum_{H_{cc}} K_{H_{cc}}^{ls} \bar{b}_{ccK_{cc}H_{cc}} e^{-jH_{cc}\alpha_0^s} \quad (2.37)$$

avec $\bar{b}_{ccK_{cc}H_{cc}}$ exprimé par:

$$\bar{b}_{ccK_{cc}H_{cc}} = \hat{b}_{ccK_{cc}H_{cc}} e^{-j\varphi_{cc,K_{cc},H_{cc}}} \quad (2.38)$$

Si on note $\hat{b}_{ccK_{cc}}^x = |\bar{b}_{ccK_{cc}}^x|$ et $\varphi_{ccK_{cc}}^x = \arg(\bar{b}_{ccK_{cc}}^x)$ on peut donner l'harmonique d'induction $b_{ccK_{cc}}^x$ au point M' par :

$$b_{ccK_{cc}}^x = \sum_{K_{cc}} \hat{b}_{ccK_{cc}}^x \cos(K_{cc}\omega t - \varphi_{ccK_{cc}}^x) \quad (2.39)$$

Le Tableau 2.2 présente de façon synthétique les paramètres correspondants pour une machine asynchrone et synchrone en présence d'un défaut de court-circuit. En comparant l'induction du rang de fréquence K_{cc} donnée par (2.34), qui apparaît en cas de court-circuit avec la valeur obtenue par (2.14) pour un rang K dans le cas sain, on peut remarquer qu'il n'y a pas d'apport de nouvelle fréquence dans le spectre du signal. Ainsi, pour détecter un défaut, les méthodes de diagnostic classiques analysent l'augmentation (ou la diminution) de raies déjà existantes. Dans ces méthodes, il est nécessaire de connaître la valeur d'amplitude existante dans le cas sain (utilisée comme référence), limitant ainsi son application pratique. Concernant les polarités H_{cc} et H on peut observer que H_{cc} peut prendre tous les entiers positifs et négatifs alors que H est un multiple de p . H_{cc} peut notamment être égal à 1 ce qui correspond à des composantes faiblement atténuées par le fer statorique. Dans ce qui suit, les propriétés relatives à la dissymétrie générée par de tels composants seront exploitées.

Tableau 2.2 Valeurs du rang et de la polarité d'une composante d'induction pour une machine en présence de court-circuit entre spires

Machine asynchrone	Machine synchrone $g=0$ et $N^r=16$
$K_{cc} = 1 + k^r N^r (1 - g)$	$K_{cc} = 1 + 16k^r$
$H_{cc} = h + p(k^s N^s + k^r N^r)$	$H_{cc} = h + p(k^s N^s + 16k^r)$
$b_{cc} = \sum_{K_{cc}, H_{cc}} \hat{b}_{ccK_{cc}H_{cc}} \cos(K_{cc}\omega t - H_{cc}\alpha^s - \varphi_{ccK_{cc}H_{cc}})$	$b_{cc} = \sum_{K_{cc}, H_{cc}} \hat{b}_{ccK_{cc}H_{cc}} \cos(K_{cc}\omega t - H_{cc}\alpha^s - \varphi_{ccK_{cc}H_{cc}})$
$K^r = [1 - (1 - h^r - k^r N^r (1 - g))]$	$K^r = (h^r + 2k^r)$

II.3.2.3 Recherche des composantes sensibles au court-circuit pour MA et MS

Les relations (2.14) et (2.34) montrent qu'il n'y a pas d'apport de nouvelle fréquence dans le spectre du signal en cas de défaut et les composantes de b_{cc} vont s'ajouter à celles de la machine saine b^s . Par conséquent, l'harmonique à la fréquence angulaire $K\omega$ est composé de plusieurs composantes de différentes polarités. Ceux qui ont la contribution la plus élevée

peuvent être trouvés en recherchant les valeurs les plus faibles de h_s , h , k_s , k_r , k^s , k^r , conduisant au plus petit H (ou H_{cc}) possible correspondant aux composantes les moins atténuées.

1) Application pour une machine asynchrone

Pour une machine à induction avec $p=2$, $N^s=24$, $N^r=16$, $R_{int}^{ts} = 0.0825m$, $R_{ext}^{ts} = 0.121m$, alimentée par une source d'alimentation 50Hz les Tableaux 2.3 et 2.4 donnent la grandeur des composantes par rapport à la grandeur du fondamental pour les machines saines et les machines défaillantes. La valeur efficace du courant de court-circuit est trois fois celle du courant de ligne: $I_{cc}^s = 3I^s$.

Tableau 2.3 Composantes générées par la machine asynchrone saine

k_r	k_s	h_s	K	H	$Kf(Hz)$	K_{H}^s	$ \hat{b}_{k,r}^x / \hat{b}_{11}^x $
-1	1	-5	-15	6	-750	5,08E-05	1,48E-05
-1	1	-11	-15	-6	-750	5,08E-05	4.04E-06
1	-1	7	17	-2	850	4,71E-04	1.41E-04
1	-1	13	17	10	850	2,66E-06	2.81E-07
-2	1	7	-31	-2	-1550	4,71E-04	1.28E-04
-2	2	-17	-31	-2	-1550	4,71E-04	2.82E-05

Tableau 2.4 Composantes générés par une machine asynchrone en défaut de court-circuit entre les spires statoriques

k_r	k_s	h_s	K	H	$Kf(Hz)$	K_{H}^s	$ \hat{b}_{k,r}^x / \hat{b}_{11}^x $
-1	1	-10	-15	6	-750	5,08E-05	9,2E-06
-1	1	-13	-15	3	-750	2,56E-04	3,52E-05
-1	1	-14	-15	2	-750	4,71E-04	1,02 E-04
-1	1	-15	-15	1	-750	1,07E-03	1,84 E-04
-1	1	-18	-15	-2	-750	4,71E-04	9,1E-05
-1	1	-19	-15	-3	-750	2,56E-04	2,61E-05
-1	1	-21	-15	-5	-750	8,62E-05	5.8E-06
-1	1	-22	-15	-6	-750	5,08E-05	4.07E-06
1	-1	10	17	-6	850	5,08E-05	9,32E-06
1	-1	11	17	-5	850	8,62E-05	1,12E-05
1	-1	14	17	-2	850	4,71E-04	1,02 E-04
1	-1	15	17	-1	850	1,07E-03	1,9E-04
1	-1	17	17	1	850	1,07E-03	1,82 E-04
1	-1	18	17	2	850	4,71E-04	9,1E-05
1	-1	21	17	5	850	8,62E-05	5.8E-06
1	-1	22	17	6	850	5,08E-05	4.07E-06
-2	1	17	-31	1	-1550	1,07E-03	1,52 E-04
-2	1	21	-31	5	-1550	8,62E-05	5,04E-06
-2	1	22	-31	6	-1550	5,08E-05	3,26E-06
-2	2	-26	-31	6	-1550	5,08E-05	1,92E-06

Les coefficients des différentes composantes peuvent prendre comme valeurs: $k^s \in (-\infty; +\infty)$; $k^r \in (-\infty; +\infty)$; $k^s \in (-\infty; +\infty)$; $k^r \in (-\infty; +\infty)$; ; $h^s = 6k + 1$; $h^r \in (1,3,5,\dots, +\infty)$;

Les deux tableaux montrent que les composantes les plus élevées du champ magnétique externe sont principalement celles issues des composantes de la plus faible polarité.

Dans des conditions saines, les premiers harmoniques de denture sont obtenus pour :

$k_r = 1, k_s = -1, h_s = 7$ ce qui donne $K = 17, H = -2$ ($f = 850$ Hz);

$k_r = -2, k_s = 1, h_s = 7$ ce qui donne $K = -31, H = -2$ ($f = -1550$ Hz);

et $k_r = -1, k_s = 1, h_s = -5$ ce qui donne $K = -15, H = 6$ ($f = -750$ Hz).

En considérant les fréquences en valeur absolue, en cas de défaut les mêmes harmoniques sont obtenues pour :

$k_r' = 1, k_s' = -1, h = 15$ ce qui conduit à $K_{cc} = 17, H_{cc} = -1$ ($f = 850$ Hz);

$k_r' = -1, k_s' = 1, h = -15$ ce qui conduit à $K_{cc} = -15, H_{cc} = 1$ ($f = 750$ Hz),

et $k_r' = -2, k_s' = 1, h = 17$ ce qui conduit à $K_{cc} = -31, H_{cc} = 1$ ($f = 1550$ Hz) avec des fréquences calculées pour un glissement $g=0$.

Pour l'étude, ont été considérés les harmoniques de rang $K = K_{cc} = 17$ ($f = 850$ Hz) car ils sont générés par des composants de la plus faible polarité dans des conditions saines et défectueuses ($H = -2, H_{cc} = -1$). Ces composants sont surlignés en gris dans les Tableau 2.3 et 2.4 et ont été considérés comme les composants sensibles pour le défaut de court-circuit inter-spires, leur sensibilité a été montrée dans des travaux antérieurs [Rom05]. On peut également remarquer que, pour la machine saine, une seule composante prédominante peut être associée à un harmonique donné alors que pour la machine défaillante, un harmonique donné est généré par plusieurs composantes de polarité différente et de grandeur similaire. Dans ce cas, les composantes avec les magnitudes les plus élevées ont la polarité $H_{cc} = +1$ et $H_{cc} = -1$. De plus, ces composantes, faiblement atténuées par la carcasse du stator, ont une amplitude similaire à celle de la composante liée à la machine saine comme celles surlignées en gris dans le Tableau 2.4.

2) Application pour une machine synchrone à pôles lisses

Différents types de machines synchrones existent, elles ne diffèrent que par la structure de leur rotor : rotor bobiné saillant ou rotor bobiné lisse (turbo alternateur), rotor à aimants permanents montés en surface ou à l'intérieur. La modélisation de la machine synchrone saine et défaillante est déduite de la machine asynchrone étudiée pour $g=0$ où l'effet de denture créée par les amortisseurs est négligé. Étant donné que le stator a la même structure pour les deux machines, et compte tenu de la particularité de la machine synchrone prise en étude (présentée dans le paragraphe II.3.3.4) dans le modèle analytique, on considère que l'effet créé par le rotor lisse de la machine synchrone est similaire aux encoches du rotor de la machine à induction. Par conséquent, les composantes engendrées par une machine synchrone saine et une machine défaillante sont calculées avec les relations correspond à une MS données dans le Tableau 2.1 et 2.2. Pour un rotor à pôles lisses, avec $N_r = 16$, le rang fréquentiel pour l'onde d'induction et la polarité est calculé par :

$$\left. \begin{aligned} K^s &= (1 + 16k^r) \\ H^s &= p(h^s + k^s N^s + 16k^r) \end{aligned} \right\} \text{ pour la machine synchrone saine} \quad (2.40)$$

$$\left. \begin{aligned} K_{cc} &= 1 + 16k^r \\ H_{cc} &= h + p(k^s N^s + 16k^r) \end{aligned} \right\} \text{ pour la machine synchrone en cc} \quad (2.41)$$

Les Tableaux 2.5 et 2.6 donnent l'amplitude des composantes par rapport au fondamental pour une machine synchrone saine et une machine défectueuse à 4 pôles, $R_{int}^{cs} = 0.1135m$,

$R_{ext}^{ts} = 0.165 m$, et $N_s=27$. La valeur efficace du courant de court-circuit est le triple de celle du courant dans une phase $I_{cc}^s = 3I^s$.

Tableau 2.5 Composantes générées par la machine synchrone saine

k_r	k_s	h_s	K	H	$Kf(Hz)$	K_{H}^{bc}	$\hat{b}_{k_r, H}^x / \hat{b}_{11}^x$
-1	1	-5	-15	12	-750	1,54E-05	1.35E-03
-1	1	-11	-15	0	-750	4,40E-03	5.73E-03
1	-1	7	17	-8	850	6,91E-05	3.43E-03
1	-1	13	17	4	850	3,24E-04	1.08E-03
-2	1	7	-31	4	-1550	3,24E-04	2.21E-04
-2	2	-17	-31	10	-1550	3,26E-05	2.92E-04
2	-1	-5	33	0	1650	4,40E-03	1.18E-03
2	-1	-11	33	-12	1650	1,54E-05	8.82E-04
2	-2	13	33	-18	1650	1,63E-06	4.92E-04
2	-2	19	33	-6	1650	1,47E-04	1.03E-03

Tableau 2.6 Composantes générées par la machine synchrone en défaut

k_r	k_s	h_s	K	H	$Kf(Hz)$	K_{H}^{bc}	$\hat{b}_{k_r, H}^x / \hat{b}_{11}^x$
-1	1	-10	-15	12	-750	1,54E-05	5,33E-05
-1	1	-13	-15	9	-750	4,74E-05	1,63 E-04
-1	1	-14	-15	8	-750	6,91E-05	2,38 E-04
-1	1	-15	-15	7	-750	1,01E-04	3,47 E-04
-1	1	-18	-15	4	-750	3,24E-04	1,11 E-03
-1	1	-19	-15	3	-750	5,00E-04	1,72 E-03
-1	1	-21	-15	1	-750	1,79E-03	6,20 E-03
-1	1	-22	-15	0	-750	4,40E-03	1,52 E-02
1	-1	10	17	-12	850	1,54E-05	3,32E-05
1	-1	11	17	-11	850	2,24E-05	4,84E-05
1	-1	14	17	-8	850	6,91E-05	1,49E-04
1	-1	15	17	-7	850	1,01E-04	2,17E-04
1	-1	17	17	-5	850	2,17E-04	4,67E-04
1	-1	18	17	-4	850	3,24E-04	6,99E-04
1	-1	21	17	-1	850	1,79E-03	3,87E-03
1	-1	22	17	0	850	4,40E-03	9,50 E-03
-2	1	17	-31	7	-1550	1,01E-04	1,05 E-03
-2	1	21	-31	11	-1550	2,24E-05	1,19E-04
-2	1	22	-31	12	-1550	1,54E-05	7,76E-05
-2	2	-26	-31	18	-1550	1,63E-06	5,19E-05
2	-1	-10	33	0	1650	4,40E-03	3,16E-03
2	-1	-13	33	-3	1650	5,00E-04	7,19E-04
2	-1	-14	33	-4	1650	3,24E-04	4,66E-04
2	-1	-15	33	-5	1650	2,17E-04	3,11E-04
2	-1	-18	33	-8	1650	6,91E-05	9,9383E-05
2	-2	26	33	-18	1650	1,63E-06	2,3515E-06

Les résultats sont similaires à ceux de la machine à induction. Il apparaît que chaque harmonique à une valeur k_r donnée, provient principalement des composantes de plus faible polarité H. Il apparaît également que les harmoniques sensibles pour la machine saine sont:

$k_r = -1, k_s = 1, h_s = -11$ conduit à $K = -15, H = 0$ ($f = 750Hz$);

$k_r = 1, k_s = -1, h_s = 7$ conduit à $K = -17, H = -8$ ($f = 850Hz$);

En condition de défaut, les mêmes harmoniques ont une amplitude plus importante

$kr = -1, ks = 1, h^s = -22$ conduit à $K = -15, H = 0$ ($f = 750\text{Hz}$);

$kr = 1, ks = -1, h^s = 22$ conduit à $K = 17, H = 0$ ($f = 850\text{Hz}$)

Dans la méthode proposée, les harmoniques obtenues pour $kr' = \pm 1$ peuvent être analysées et prises pour la détection du défaut car sont les amplitudes les plus grandes. Cependant, le choix entre les deux harmoniques doit être fait en tenant compte en pratique des mesures des amplitudes des harmoniques qui sont également influencées par la nature de la carcasse de la machine.

De façon identique, dans le cas d'une machine synchrone avec 4 pôles $N^s = 18, R_{int}^{ts} = 0.06 m$, $R_{ext}^{ts} = 0.09 m$, l'analyse des amplitudes relatives au fondamental des harmoniques prédominants se fait à l'aide des expressions, K^s, H^s, K_{cc}, H_{cc} données dans le Tableau 2.1 et 2.2. en prenant $N^r=2$. Calculé pour $k^s, k^r, k'^s, k'^r, h^s, h^r$, l'analyse conduit aux polarités les plus faibles possibles [Ceb12], et permet de déterminer pour la machine saine et la machine défectueuse la raie avec la magnitudes la plus élevées, celle à 150Hz. Cette raie correspond à la première raie de la denture après le fondamental avec une variation de 3.3×10^{-4} à 9.7×10^{-4} .

Par conséquent, le défaut entraîne une modification de l'amplitude de la raie à 850 Hz pour une MA, et de la raie à 750 Hz ou 150Hz pour une MS (en fonction de leur construction) dans le champ magnétique externe mais sans créer de variations flagrantes, ce qui rend le diagnostic difficile.

Afin d'améliorer la détection, l'analyse sera focalisée sur la variation des raies spectrales sensibles mesurées en deux points du champ magnétique externe suite à une variation de charge.

II.3.2.4 L'influence de la charge sur les composantes sensibles

Pour l'analyse de l'influence de la charge sur la valeur de l'induction dans le point x selon (2.26) seuls les composants sensibles définis dans la section précédente sont désormais considérés: b_K^x pour à la machine saine et $b_{ccK_{cc}}^x$ selon (2.39) pour la machine défailante. Elles ont fusionné pour générer une induction résultante b_K^{*x} . L'analyse est faite dans l'hypothèse que l'amplitude \hat{b}_K^x de l'harmonique d'induction ne change pas lorsque la charge augmente. La même hypothèse sera considérée pour $\hat{b}_{ccK_{cc}}^x$ car il est considéré que la charge ne modifie pas non plus le courant de court-circuit I_{cc}^s . En réalité, seul le déphasage $\varphi_{ccK_{cc}}^x$ et par conséquent φ_K^x change avec la charge. Pour la position 1 (Pos.1) définie pour $\alpha^s=0$, et la position 2 (Pos. 2) définie pour $\alpha^s=\pi$, l'harmonique résultante peut s'exprimer comme suit:

$$\text{Position 1 : } b_K^{*x1} = \hat{b}_K^x \cos(K\omega t - \varphi_K^x) + \hat{b}_{ccK_{cc}}^x \cos(K_{cc}\omega t - \varphi_{ccK_{cc}}^x) \quad (2.42)$$

$$\text{Position 2 : } b_K^{*x2} = \hat{b}_K^x \cos(K\omega t - \varphi_K^x) - \hat{b}_{ccK_{cc}}^x \cos(K_{cc}\omega t - \varphi_{ccK_{cc}}^x) \quad (2.43)$$

En analysant les harmoniques d'induction résultantes données par (2.42) et (2.43), on remarque que leur différence réside dans le signe du second terme qui change dans le cas défectueux en conséquence de la polarité $H_{cc} = -1$ dans l'expression des cosinus (($\cos(\gamma + \pi) = -\cos(\gamma)$)), contrairement à la polarité $H = -2$ du terme sain lorsqu'il ne change pas ($\cos(\gamma + 2\pi) = \cos(\gamma)$). Cette dissymétrie, engendrée par le défaut, est à la base de la procédure de détection proposée.

La Figure 2.13a donne le diagramme du vecteur temporel associé pour $\varphi_K^x=0$. Elle montre

clairement que les grandeurs des quantités complexes \bar{b}_K^{*x1} et \bar{b}_K^{*x2} sont différentes. Si la charge change, alors une variation de φ_{cc} conduit à une variation de $\varphi_{cc,K_{cc}}^x$. La Figure 2.13b donne le diagramme du vecteur temporel associé après une variation de $\varphi_{cc,K_{cc}}^x$. On peut observer que l'amplitude résultante a augmentée en Pos. 1 (\hat{b}_K^{*x1}) et a diminuée en Pos. 2 (\hat{b}_K^{*x2}). L'approche théorique néglige la variation de phase, ce qui conduit à une justification partielle du phénomène physique.

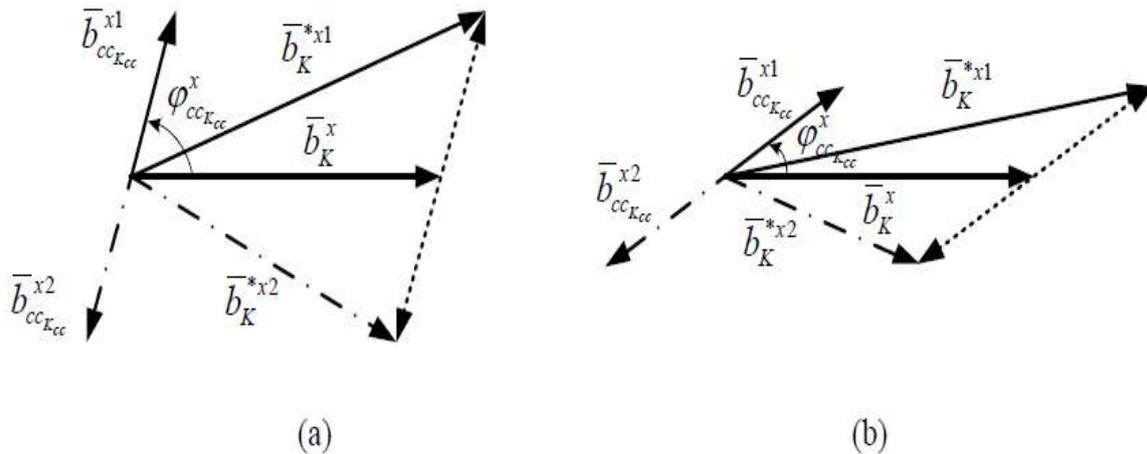


Figure 2.13: Diagramme vectoriel des harmoniques d'induction a) fonctionnement à vide b) fonctionnement en charge

Les différents sens de variation entre les grandeurs du cas en défaut permettent de proposer la procédure suivante:

1. *Pour d'une machine saine* il n'y a pas d'induction supplémentaire créée par le bobinage en court-circuit dans l'entrefer lorsque la machine est chargée par rapport au cas à vide et le terme $\hat{b}_{cc,K_{cc}}^x$ est nul. Dans ce cas, les amplitudes des termes \hat{b}_K^{*x1} et \hat{b}_K^{*x2} mesurées en Pos. 1 et Pos. 2 peuvent changer mais garder des valeurs similaires ou au moins évoluer de la même manière si la charge de la machine change.
2. *Pour d'une machine en défaut* en cas de changement de charge, l'amplitude de la composante à la fréquence angulaire $K\omega$ mesurée en Pos. 1 et Pos. 2 évoluera dans des sens opposés comme annoncée par (2.40) et (2.41) et cette particularité est proposée pour être exploitée dans l'analyse de l'harmonique $K\omega$ en tant qu'indicateur de défaut.

Par rapport aux méthodes « classiques » connues, cette procédure présente l'avantage de ne pas nécessiter la connaissance de la signature de l'état sain pour son application. De façon simplifiée l'application de cette procédure consiste à placer une ou plusieurs paires de capteurs de champs décalés de 180° autour de la machine comme présenté sur la Figure 2.14 et mesurer l'amplitude des spectres des raies d'encoches définies comme sensibles en fonction de la machine à analyser. Ici la connaissance de l'état initial de la machine est remplacée par un test de fonctionnement à vide et en charge. Si les raies évoluent dans le même sens avec un changement de la charge et cela pour plusieurs positions des capteurs (Position 1, Position 2, etc...) alors on considère la machine saine (Figure 2.15a). Si au contraire les raies évoluent en directions différentes avec la variation de la charge on peut suspecter un défaut (Figure 2.15b).

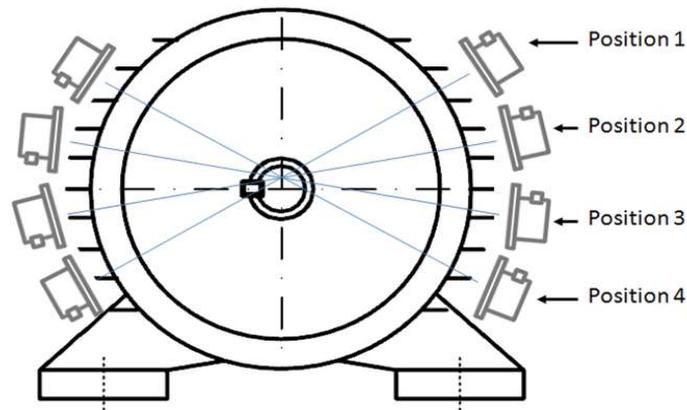


Figure 2.14: Présentation de quatre positions de mesure pour deux capteurs de champ magnétique fixés à 180° autour de la machine

Une étude complémentaire qui prend en compte l'ensemble des composantes élémentaires pour un K donné et des polarités différentes permet de mettre en évidence que la position des capteurs par rapport au bobinage influence également le sens de variation des amplitudes. Cela a été vérifié expérimentalement et renforce l'intérêt d'utiliser plusieurs paires de capteurs placées autour de la machine.

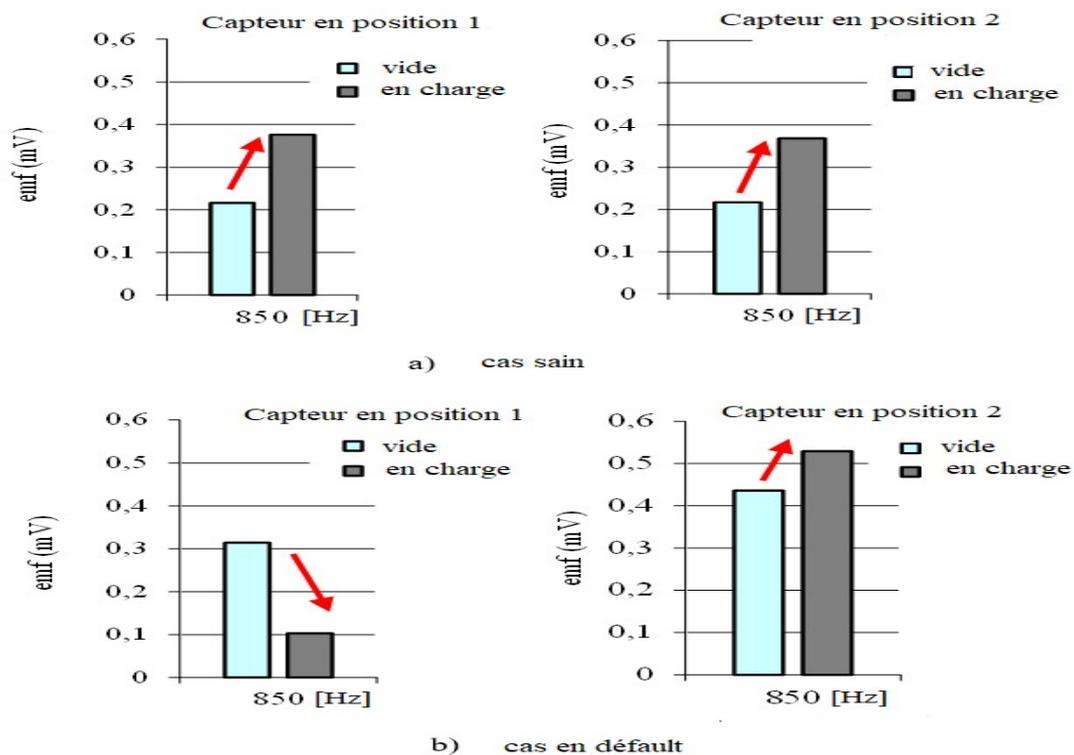


Figure 2.15: Variation de l'amplitude de la raie sensible 850Hz en cas d'une MAS a) cas d'une machine saine b) cas d'une machine en défaut. Mesure pour deux capteurs de champ magnétique fixés à 180° autour de la machine

Concernant l'application, la méthode proposée est censée fonctionner sur les machines présentant des effets de reluctance variable. L'inconvénient de cette méthode est qu'elle ne s'applique pas sur les machines à une paire de pôles car, par principe, le défaut génère des ondes

d'induction avec une polarité à 2 pôles qui doivent être différentes de celles de la machine et à priori elle ne s'applique pas aux machines à pôles lisses. Dans le cas de nos études, elle a été validée en pratique sur des machines asynchrones et des machines synchrones en fonctionnement moteur et génératrice.

II.3.3 Validation expérimentale

II.3.3.1 Présentation du banc de test pour la machine asynchrone

La validation de la méthode a été réalisée à l'aide d'une machine asynchrone triphasée ((MA1) à cage d'écureuil, 4 pôles, 50 Hz, 11 kW, 380/660 V, 22,3/13A, 1450 tr/min, 48 encoches statoriques et 32 barres rotoriques ($N_s=24$, $N_r=16$). Cette machine est identique avec celle utilisée dans l'étude théorique avec les fréquences sensibles 750Hz et 850Hz.

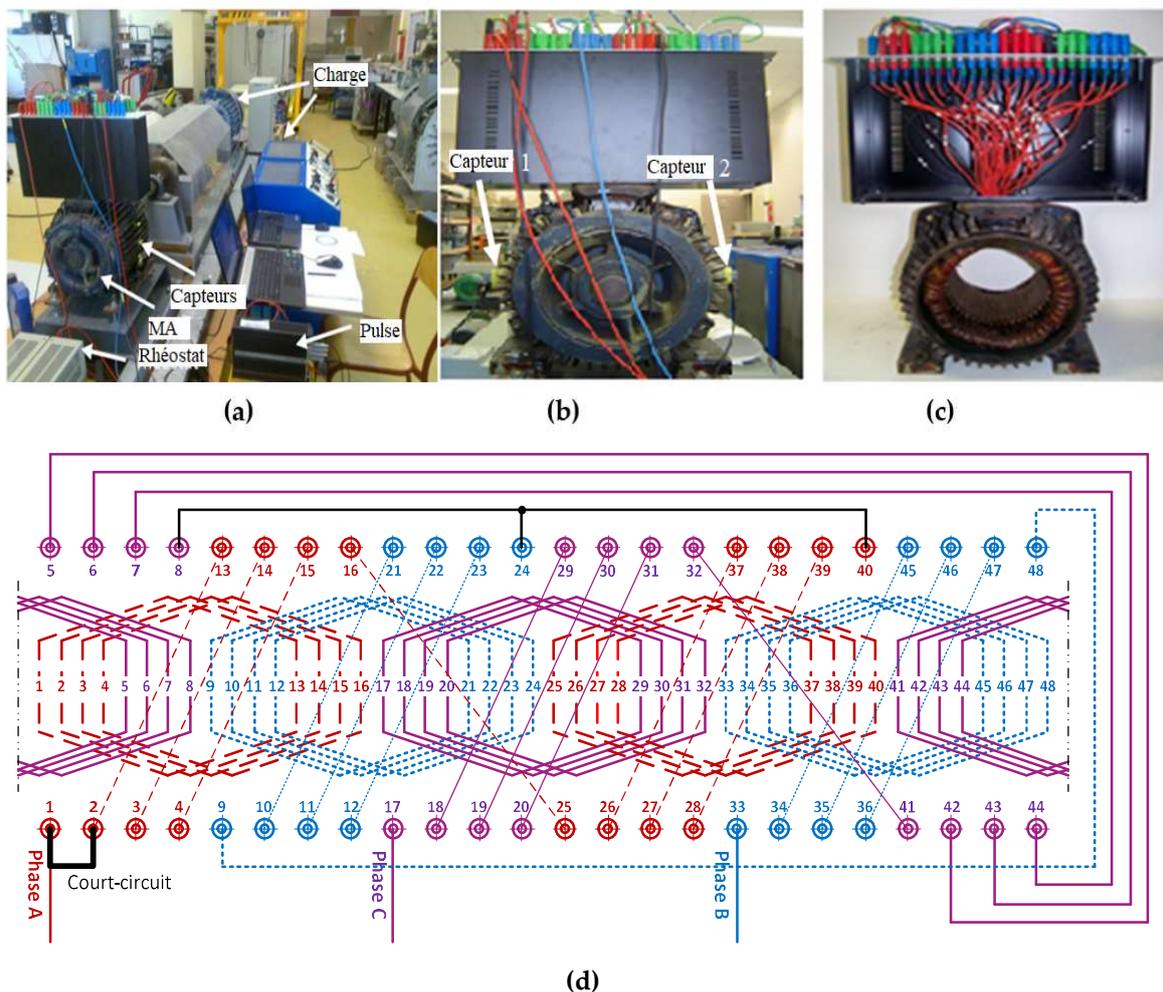


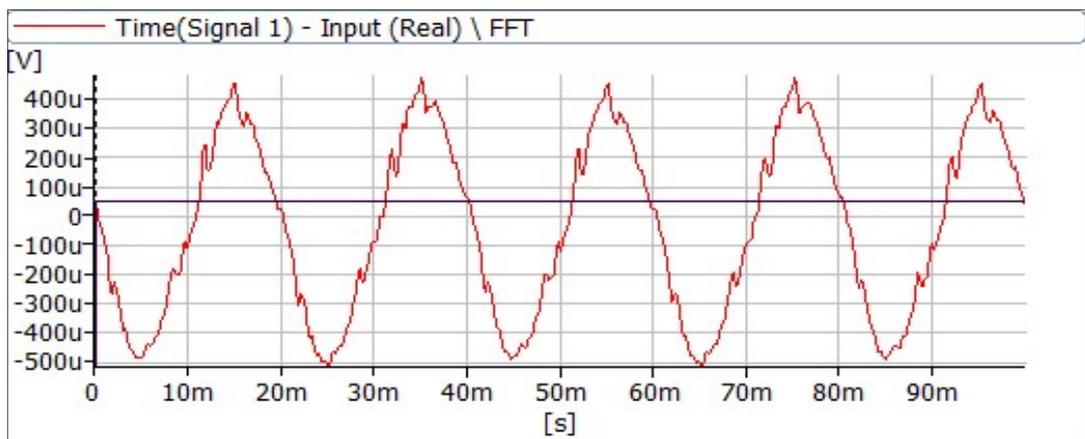
Figure 2.16: Banc expérimental équipé avec une machine asynchrone à bobinage modifié permettant la création de court-circuit entre spires a) banc de test b) capteurs de champ magnétique décalés à 180° autour de la machine c) vue du stator avec le bornier des enroulements de court-circuit accessibles d) schéma du bobinage statorique

Cette machine nommée MA1 présentée sur la Figure 2.16a est alimentée directement au réseau et a été spécialement modifiée pour permettre la réalisation des défauts de court-circuit inter-spores. Pour la mesure du champ magnétique externe, deux capteurs sont spatialement décalés de 180° autour de la machine Figure 2.16b. Les connexions de sortie vers la boîte à bornes

permettent de court-circuiter une section élémentaire logée dans une encoche, ce qui correspond à 12,5% du bobinage entier d'une phase pour la machine à induction Figure 2.16c. Le bornier des enroulements permet de simuler un défaut de court-circuitant les spires des trois phases. La machine peut fonctionner à vide ou en charge et le court-circuit est limité à 15,3 A à l'aide d'un rhéostat externe. La Figure 2.16b montre les emplacements des capteurs de flux 1 et 2 utilisées par la méthode et les Figures 2.16c et 2.16d donnent un aperçu sur la réalisation du bobinage statorique. Les tests consistent à mesurer et analyser le champ magnétique extérieur à la machine afin de valider la méthode de diagnostic proposée. Les mesures sont effectuées à l'aide de deux capteurs de flux bobinés identiques, fixés sur la carcasse de machine. Il a été vérifié auparavant que le courant dans le câble d'alimentation du bornier ne perturbe pas la mesure. Comme il a été annoncé dans la section précédente, la position des capteurs doit être d'une part $\alpha_1^s = 0$ (Pos. 1) et, d'autre part, dans une position (Pos. 2) $\alpha_2^s = \pi$ la plus précise possible. Pour les deux mesures, réalisées à l'aide de l'appareil PULSE les capteurs sont placés au milieu de la machine afin de réduire l'influence des enroulements de têtes de bobines. Des tests ont été effectués sur deux machines à induction et pour trois conditions de fonctionnement : moteur, générateur connecté au réseau électrique et générateur à induction auto-excité.

II.3.3.2 Machine asynchrone en fonctionnement moteur

La variation temporelle de la force électromotrice (fem) délivrée par le capteur 1 et le spectre du signal dans le cas de la MA saine, mesurés proches de la carcasse sont représentés sur la Figure 2.17a et 2.17b où les grandeurs sont présentées en dB. Les harmoniques de la denture à 750 Hz et 850 Hz peuvent être clairement observées sur la Figure 2.17b. L'étude est focalisée sur la raie à 850 Hz, où l'analyse théorique montre une polarité inférieure à celle de la raie à 750 Hz. Cela se traduit par une plus grande amplitude de la ligne à 850 Hz, une propriété qui est mesurée expérimentalement.



a)

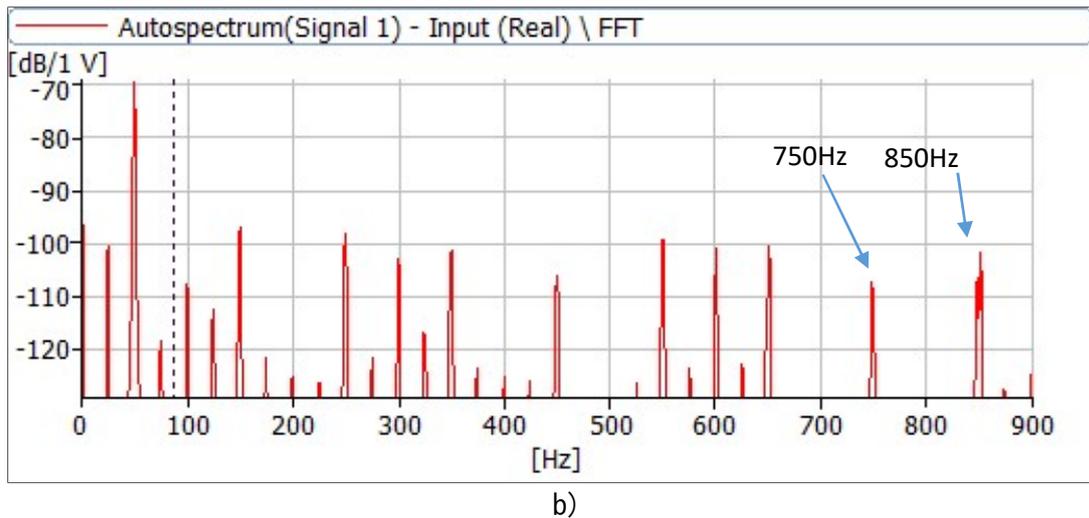


Figure 2.17: Signal délivré par le système d'acquisition PULSE en cas de machine saine a) force magnétomotrice donnée par le capteur 1 b) spectre de la force magnétomotrice

Il faut garder à l'esprit qu'en pratique la raie étudiée peut se déplacer avec le glissement, mais sera identifiée comme la raie à 850 Hz. Les résultats obtenus pour cette machine (MA1) en fonctionnement moteur dans le cas « sain » et en « défaut » de court-circuit sont présentés en tenant compte de la variation de la raie spectrale à 850 Hz sous l'influence de la charge. La Figure 2.17a donne la variation de la raie spectrale à 850Hz sur le signal délivré par le capteur en Position 1 et la Figure 2.17b par le capteur en Position 2. Sur cette figure, on peut remarquer qu'une différence apparaît entre les amplitudes des raies significatives à 850 Hz pour la machine saine entre la mesure en positions 1 et 2. En effet, du fait de la géométrie réelle de la machine, les éléments qui conduisent à l'atténuation ne sont pas tous exactement les mêmes autour de la machine. Cependant, comme mentionné précédemment dans le développement analytique, on retrouve le même sens de variation (positif) de cette composante pour les deux positions lorsque la machine monte en charge.

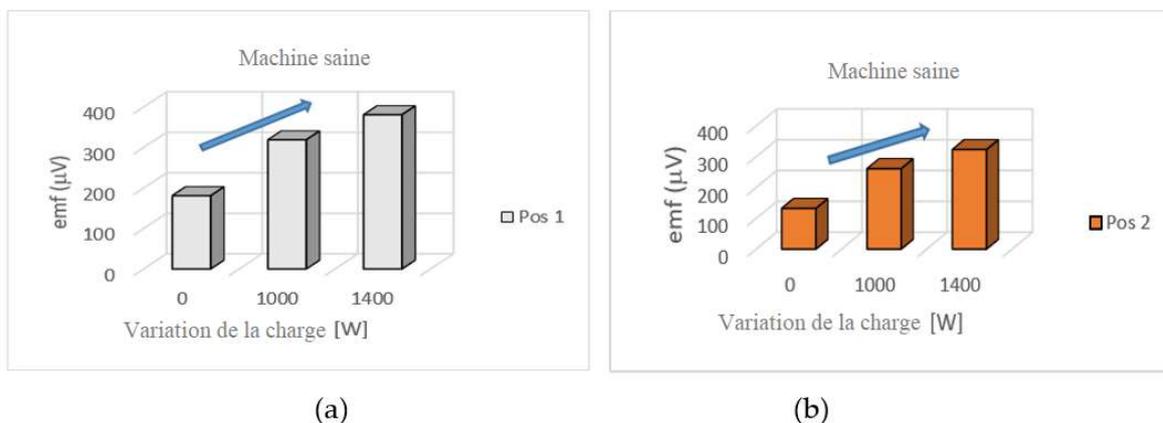


Figure 2.18: Variation de la raie spectrale 850Hz mesurée par deux capteurs placés en position 1 et 2 autour de la machine. Cas de fonctionnement en moteur « sain » a) mesure en Pos. 1 b) mesure en Pos. 2

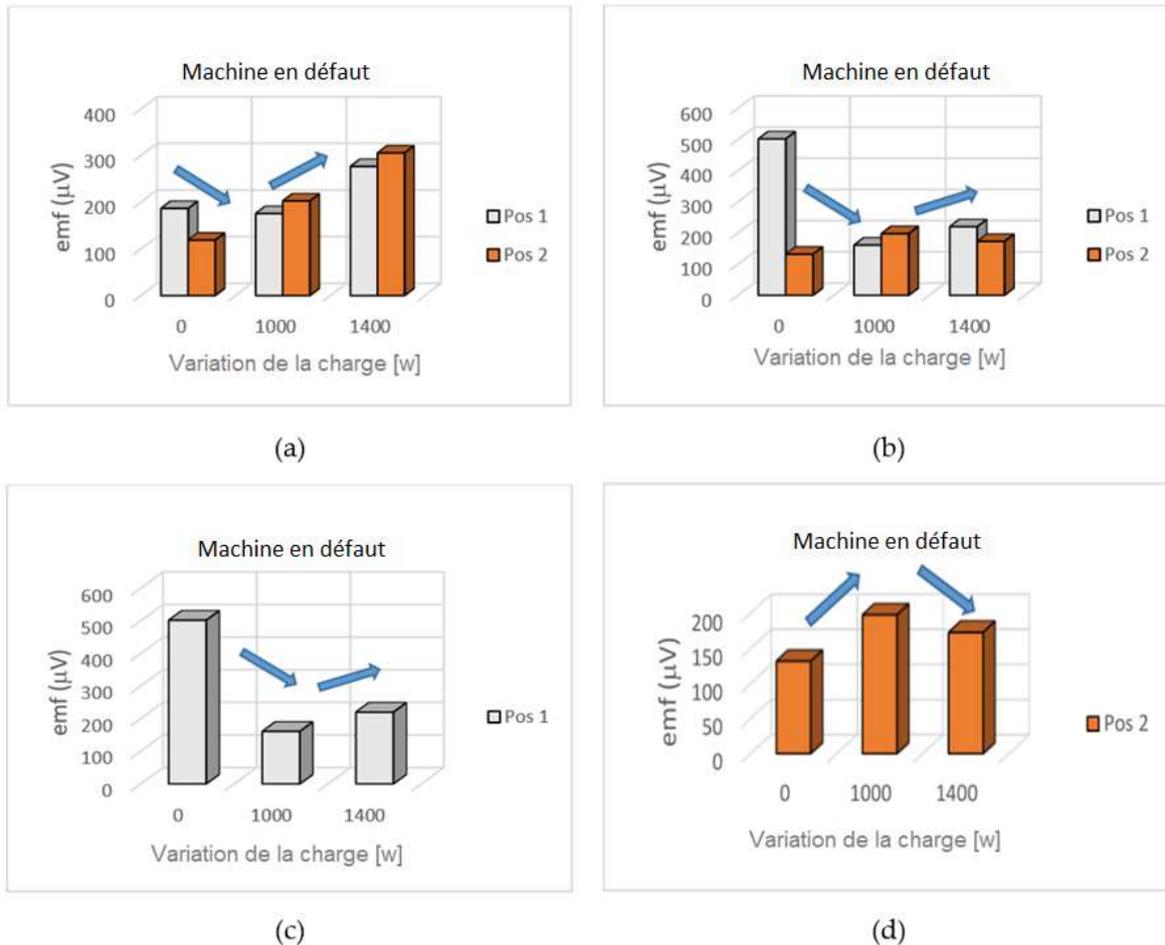


Figure 2.19: Variation de la raie spectrale 850Hz mesurée par deux capteurs placés en position 1 et 2 autour de la machine. Cas de fonctionnement en moteur avec défaut de court-circuit statorique a) courant de court I_{cc} limité à 8.2 A b) courant de court I_{cc} limité à 15.3 A c) variation de la charge pour un capteur en Pos. 1 et $I_{cc} = 15.3$ A d) variation de la charge pour un capteur en Pos. 2 et $I_{cc} = 15.3$ A

Pour la machine défaillante, (Figure 2.19) la présence des spires en court-circuit introduit des composantes de densité de flux bipolaires qui vont se combiner avec celles existantes pour la machine saine. En analysant les résultats présentés ci-dessus, on peut voir que:

- en conditions saines, les raies à 850Hz évoluent dans le même sens avec le changement de charge
- en conditions de défaut, les raies à 850Hz en position 1 et position 2 varient en sens opposé
- la valeur du courant de court-circuit I_{sc} peut influencer l'évolution des lignes

II.3.3.3 Machine asynchrone en fonctionnement générateur

Un second test de la méthode proposée est réalisé dans le cas où la machine asynchrone est utilisée en fonctionnement générateur raccordé au réseau. L'évolution des raies sensibles à 850Hz obtenue de deux côtés de la machine est présentée sur la Figure 2.20

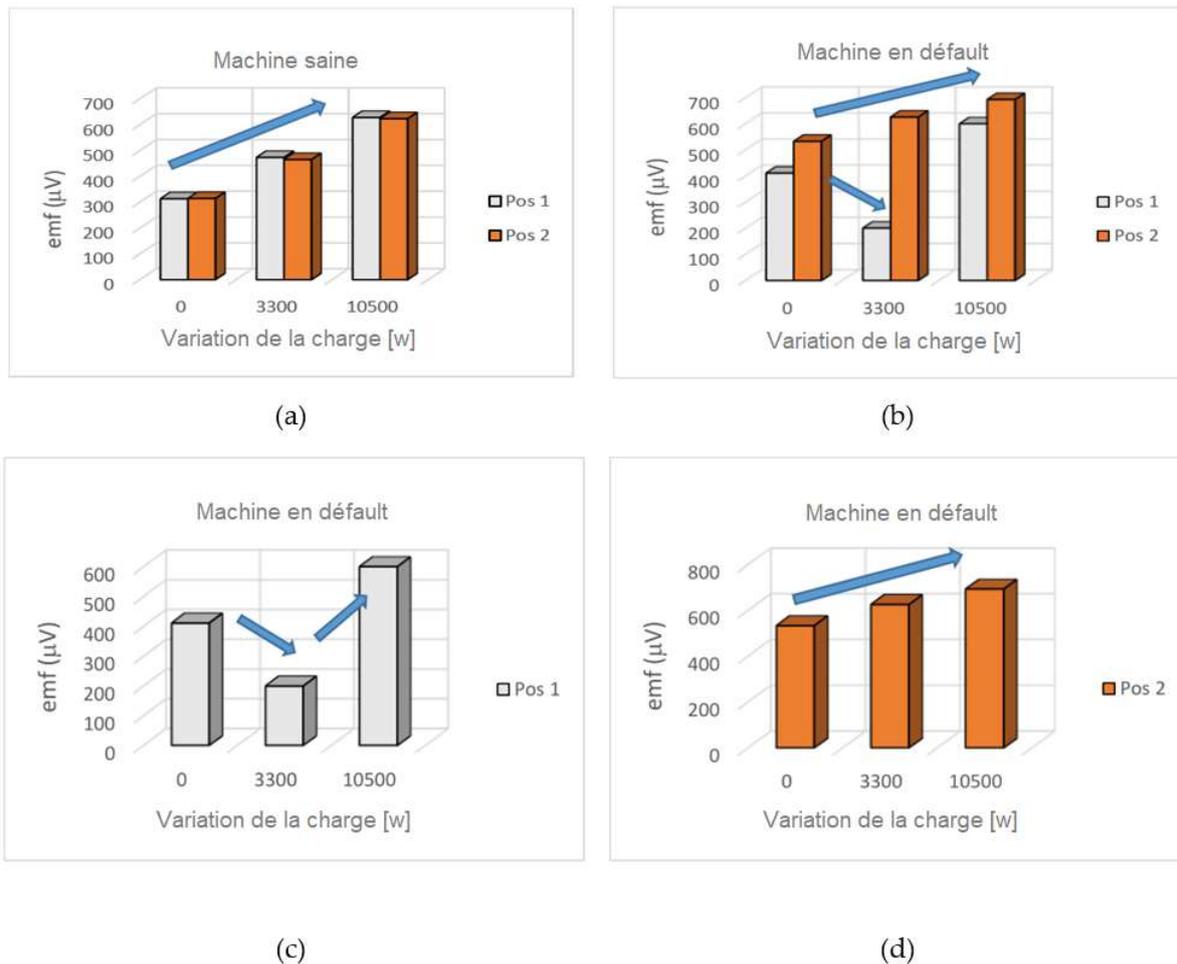


Figure 2.20: Variation de la raie spectrale 850Hz mesurée par deux capteurs placés en position 1 et 2 autour de la machine. Cas de fonctionnement en générateur a) machine saine b) machine en défaut de court-circuit statorique avec $I_{cc} = 8.2 \text{ A}$ c) zoom de la variation en cas de défaut pour une mesure en Pos. 1 d) zoom de la variation en cas de défaut pour une mesure en Pos. 2

Pour ce type de fonctionnement, l'angle φ_{sc} de court-circuit subit un changement de phase d'environ π par rapport au mode de fonctionnement du moteur. Cependant, comme dans le cas du fonctionnement moteur, les résultats obtenus pour une machine saine montrent que les amplitudes des raies à 850 Hz augmentent avec la charge (Figure 2.20a). Dans les deux positions de mesure, les raies varient dans le même sens. Pour la machine en défaut avec le courant de court-circuit I_{cc} limité à 8,2A (Figure 2.20b) les amplitudes des harmoniques changent le sens de variation : on remarque une diminution en Position 1 pour une charge de 3,3kW et une augmentation en Position 2. Les Figures 2.20c et 2.20d montrent un zoom sur l'évolution des harmoniques de flux à la fréquence 850Hz mesurés en Pos. 1 et Pos. 2. Les résultats expérimentaux confirment que la méthode proposée peut être appliquée également pour une machine asynchrone fonctionnant en générateur.

II.3.3.4 Machine synchrone en fonctionnement générateur

Afin de tester l'efficacité de la méthode proposée, les tests suivants sont effectués sur une machine synchrone (MS1) fonctionnant en générateur. Cette machine est une machine à rotor lisse bobiné à 4 pôles (rotor cylindrique) avec des enroulements rotoriques concentriques comme présentés sur la Figure 2.21a et les caractéristiques suivantes: 10kVA, 230/400V, 25/15A, 50Hz, 54 encoches de stator, $N_s=27$, $N_r=16$. Les nombres de 1 à 32 représentent la

numérotation des encoches rotoriques et les nombres 72, 68, le nombre des conducteurs dans chaque encoche $R_{int}^s = 113.5\text{mm}$ et $R_{ext}^s = 165\text{mm}$. Sa configuration conduit aux fréquences sensibles 750Hz et 850 Hz comme mis en évidence dans le Tableau 2.5 et 2.6.

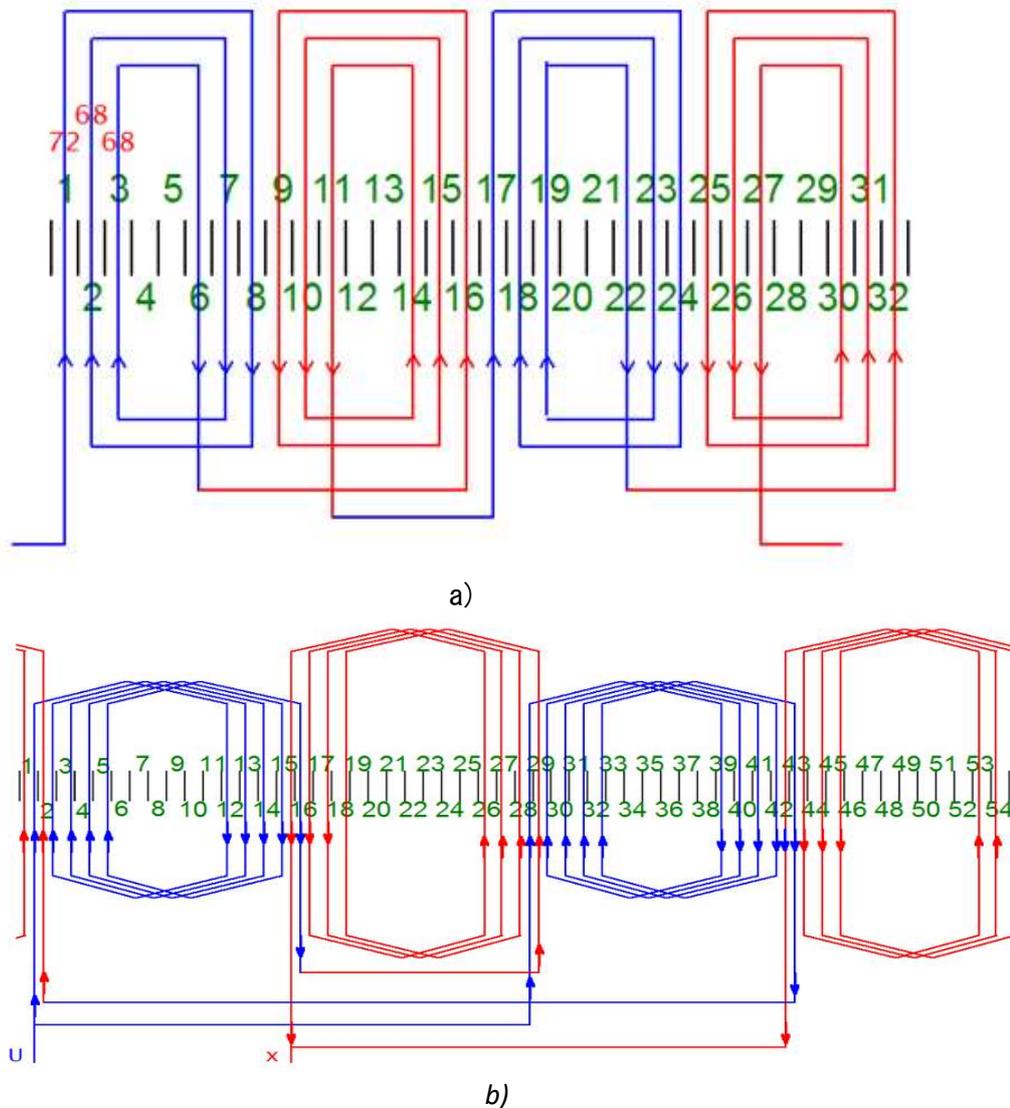


Figure 2.21: Schéma du bobinage de la machine synchrone 10kW avec rotor à pôles lisses a) bobinage du rotor b) bobinage du stator

Le schéma du bobinage statorique d'une phase est présenté sur la Figure 2.21b. En pratique le bobinage statorique a été modifié avec une borne d'accès extérieure comme le montre la Figure 2.22 pour donner l'accès à plusieurs spires afin de pouvoir réaliser des défauts de court-circuit :

- sur la bobine d'entrée de la 1^{ère} phase il est possible de court-circuiter 1 spire, 2 spires, 5 spires ou 6 spires
- sur la bobine de sortie de la 3^{ème} phase il est possible de court-circuiter le même nombre des spires (1 spire, 2 spires, 5 spires ou 6 spires).

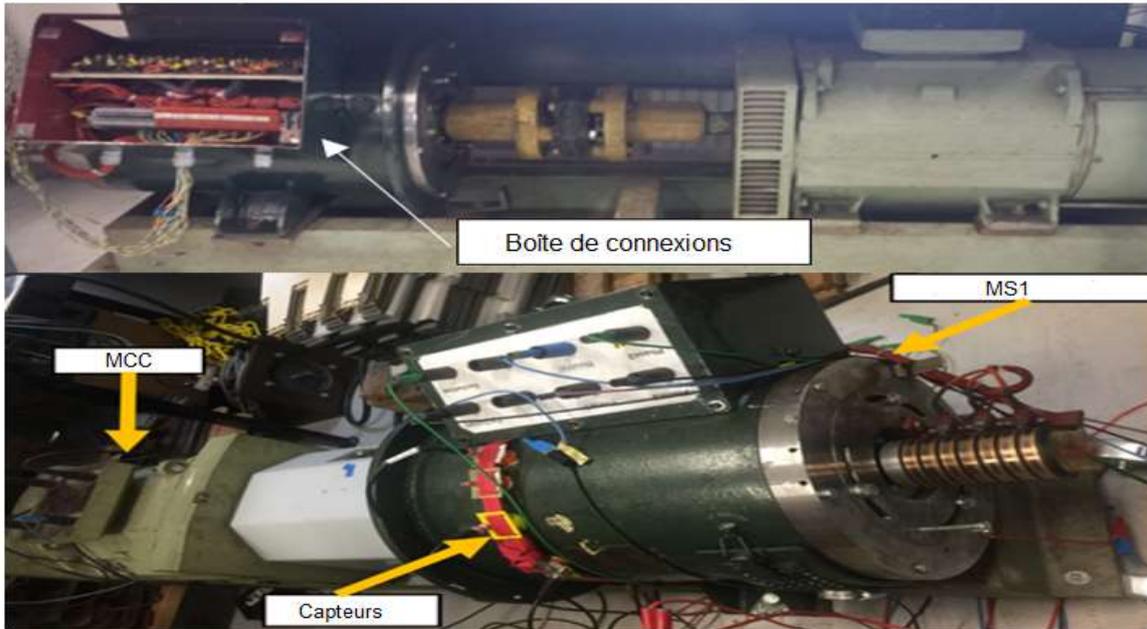


Figure 2.22: Machine synchrone MS1 modifiée pour permettre la réalisation des défauts de court-circuit statorique, rotorique et d'excentricité

La Figure 2.22. montre une image de la génératrice d'essai. Pour son entraînement une machine à courant continu est utilisée, alimentée par un variateur et pour la mesure du champ de fuite des capteurs bobinés externes sont placés tout autour de la carcasse. Une photo du banc est présentée sur la Figure 2.23.

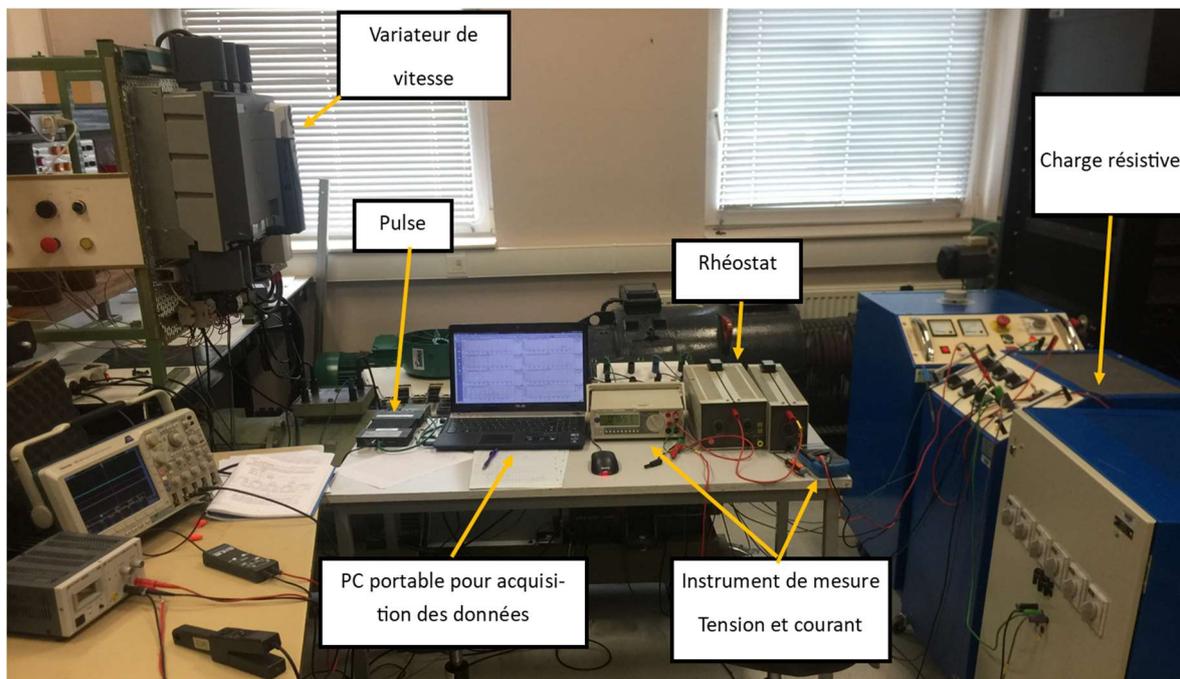


Figure 2.23: Banc de test pour la machine synchrone MS1 modifiée utilisée pour les défauts de court-circuit entre spires

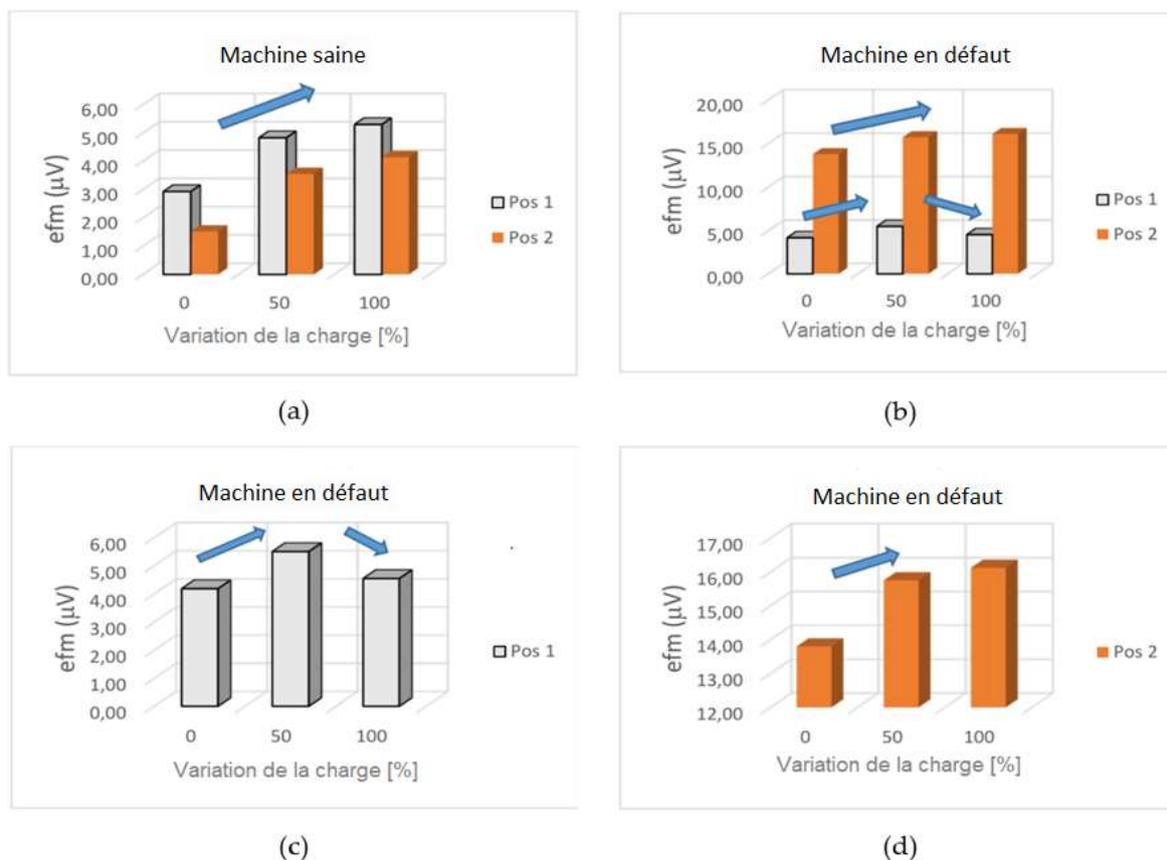


Figure 2.24: Variation de la raie spectrale 750Hz mesurée par deux capteurs placés en position 1 et 2 autour de la machine synchrone. Cas de fonctionnement en générateur a) machine saine b) machine en défaut de court-circuit statorique avec $I_{cc} = 5 \text{ A}$ c) zoom de la variation en cas de défaut pour une mesure en Pos. 1 d) zoom de la variation en cas de défaut pour une mesure en Pos. 2

Pour le diagnostic, sont utilisées les données obtenues à partir des signaux délivrés par deux capteurs de champ décalés de 180° autour de la machine. La variation de la charge induit une variation des différentes raies spectrales délivrées par les deux capteurs dont la raie de 750Hz. Pour les résultats présentés, une seule spire est court-circuitée (elle représente 0,26% du bobinage d'une phase) dans la phase A de stator avec un courant $I_{cc}=5\text{A}$. La Figure 2.24a donne les variations des harmoniques correspondants à la machine saine et la Figure 2.24b, celle de la machine en défaut. Les Figures 2.24c et 2.24d présentent le zoom des variations en cas de défaut pour les signaux mesurés dans les positions Pos. 1 et Pos. 2 autour de la machine. On peut remarquer dans un cas sain une évolution identique de la raie spectrale avec la variation de la charge. En cas de défaut, on mesure une augmentation en Pos. 2 et une variation d'onde en Pos. 1. Cette évolution dissymétrique est en accord avec (2.42), (2.43), et le diagramme phasorial présenté sur la Figure 2.13. Pour les essais expérimentaux, la machine synchrone a été modifiée afin de permettre l'étude d'un défaut naissant (de 1 à 6 spires en court-circuit). Des résultats similaires ont été obtenus suite à une modélisation par éléments finis.

II.3.3.5 Machine asynchrone en fonctionnement générateur auto-excité

Pour confirmer la pertinence de la méthode proposée, un autre essai a été réalisé avec une machine à induction (MA2) fonctionnant dans ce cas comme un générateur auto-excité alimentant une charge équilibrée et ensuite déséquilibrée. C'est une machine triphasée, avec un rotor à cage d'écureuil, à 4 pôles, 50 Hz, 3 kW, 380/660 V, 7,3/4,2 A, 1420 tr/min, et un nombre total d'encoches statoriques $N_s = 54$ respectivement rotoriques $N_r = 36$. Cette machine

n'offre pas la possibilité de créer des défauts artificiels, mais elle permet de réaliser des tests à fréquence variable, dans un fonctionnement peu habituel et pour une charge déséquilibrée. Ce type de fonctionnement peut correspondre à une utilisation de cette machine en site isolé. Le schéma bloc du banc de test est présenté sur la Figure 2.25.

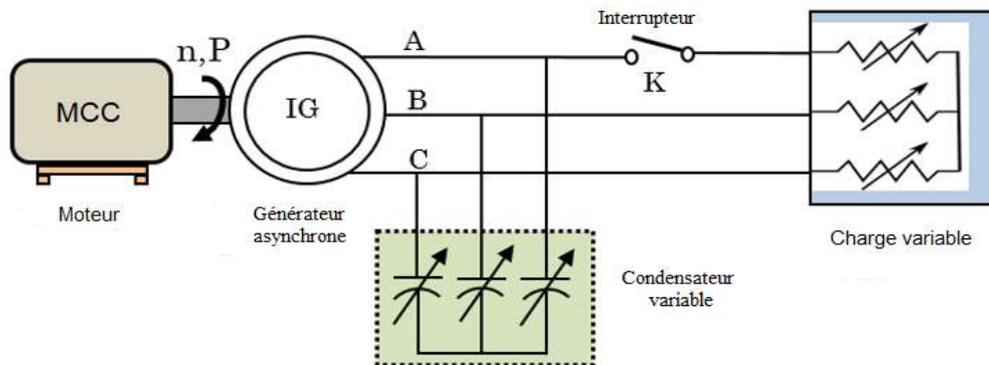


Figure 2.25: Générateur asynchrone auto-excité connecté à une charge résistive R équilibrée et déséquilibrée

L'objectif des tests réalisés sur cette machine est de vérifier que la méthode apporte une réponse saine dans des conditions de fonctionnement déséquilibré et que la variation de la puissance réactive n'influence pas le comportement de cette méthode. Pour MA2 fonctionnant comme générateur auto-excité, la fréquence change avec la charge et la puissance réactive. Si une charge déséquilibrée apparaît, la symétrie du champ magnétique autour de la machine sera perturbée. Cependant, cette dissymétrie ne doit pas être confondue avec celle créée par un défaut de court-circuit statorique. Pour les tests, une charge résistive connectée en étoile est utilisée et le cas de charge déséquilibrée est obtenu en déconnectant la phase A de la charge. La puissance réactive est maintenue constante et les capteurs de flux sont placés décalés à 180° autour de la machine.

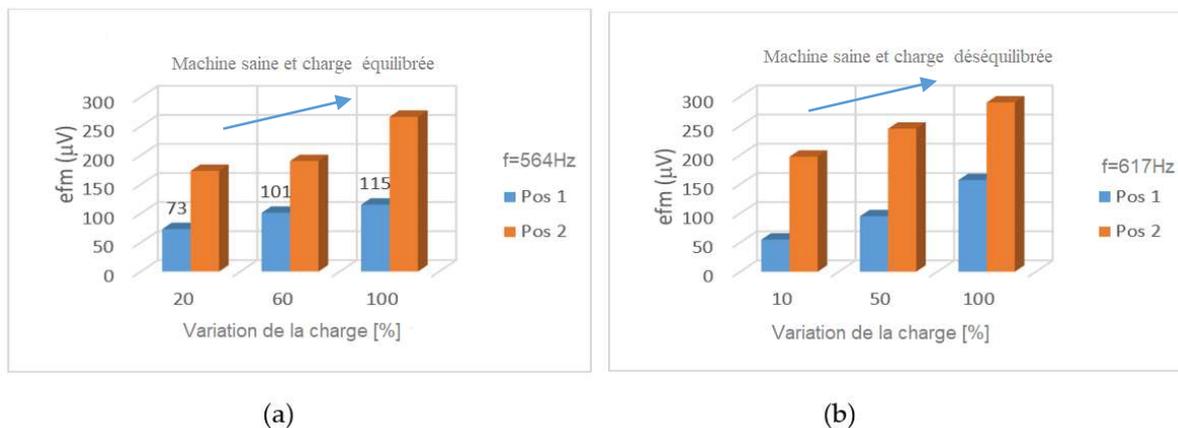


Figure 2.26: Variation de l'amplitude pour l'harmonique de rang 17 en cas de variation de charge a) machine saine avec charge résistive équilibrée b) machine saine avec charge résistive déséquilibrée

Les résultats des tests sont donnés sur la Figure 2.26. Pour un fonctionnement en génératrice le glissement est négatif ($g < 0$) et la fréquence change avec la variation de la charge. La Figure 2.26a montre l'évolution de l'harmonique du champ pour le cas d'une charge équilibrée. Ici, l'analyse se porte sur la raie à 564 Hz (correspondant à $g = -3,5\%$, $k_r = -1$ et fréquence harmonique fondamentale 32 Hz,) qui évolue dans le même sens lorsque la charge augmente.

En pratique, la raie étudiée se déplace avec le glissement, mais ici on l'identifiera comme la raie à 564 Hz pour le cas d'une charge équilibrée et 617 en cas de charge déséquilibrée.

La variation temporelle de la force électromotrice induite dans les deux capteurs et le spectre du signal délivré par le capteur 1 en cas d'équilibre sont présentés sur la Figure 2.27. On peut remarquer des courbes fem identiques mesurées par les capteurs de flux en Pos. 1 et Pos. 2. Comme pour la machine MA1, les harmoniques analysés sont choisis en tenant compte des relations données dans Table 3.1 et de la valeur mesurée la plus élevée.

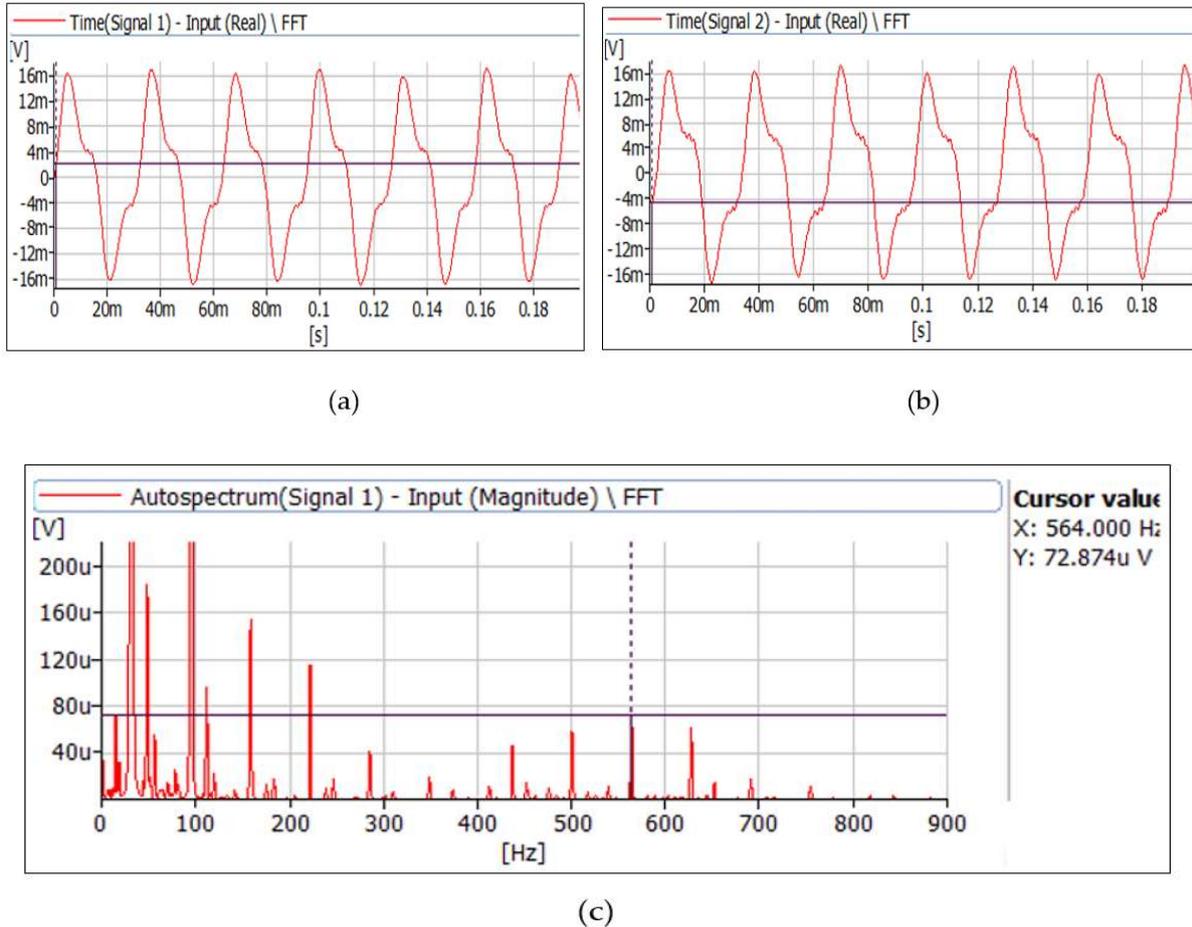


Figure 2.27: Signaux mesurés par les capteurs de flux autour de la génératrice asynchrone (MA2) pour une charge équilibrée a) fem mesurée en position 1, b) fem mesurée en position 2, c) spectre du signal délivré par le capteur de flux en position 1

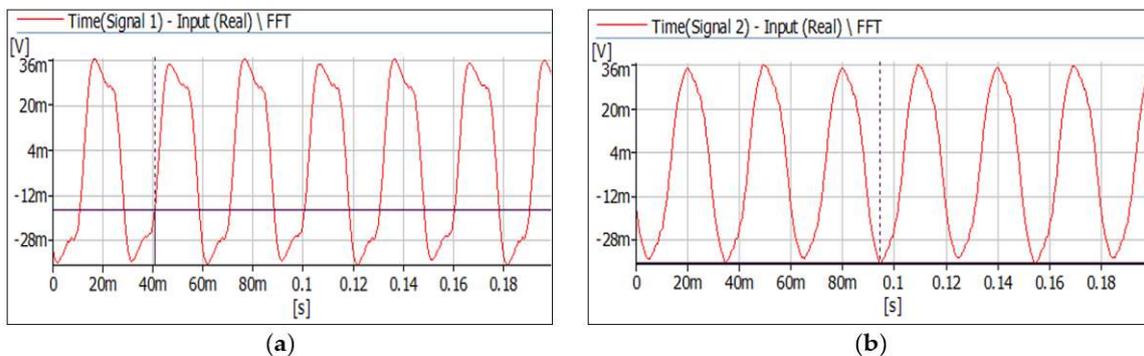


Figure 2.28: Signaux mesurés par les capteurs de flux autour de la génératrice asynchrone (MA2) pour une charge déséquilibrée a) fem mesurée en position 1, b) fem mesurée en position 2

La Figure 2.26b montre l'évolution de l'amplitude de l'harmonique à 617 Hz (36 Hz pour la fréquence harmonique fondamentale) dans le cas de variation d'une charge résistive déséquilibrée connectée en sortie du générateur. Dans ce cas (qui n'est pas un cas en défaut), les harmoniques montrent la même variation dans les deux positions de mesure bien que les courbes fem présentées sur la Figure 2.28a et 2.28b ne soient pas parfaitement identiques.

Ce test confirme que la méthode proposée est sensible aux perturbations de champ magnétique générées par le courant de court-circuit et n'est pas sensible aux variations de fréquence ou du déséquilibre de la charge qui peut apparaître dans un réseau isolé.

II.3.3.6 Précautions pratiques

La méthode proposée semble pouvoir s'appliquer pour le diagnostic de toutes les machines à courant alternatif (en fonctionnement moteur ou générateur) utilisées dans un processus industriel, à l'exception des machines à 2 pôles car elles ne génèrent pas de dissymétrie dans l'enroulement des phases. Elle utilise le champ magnétique de fuite mesuré à l'extérieur de la machine qui est une image de la densité de flux de l'entrefer atténuée par le circuit magnétique du stator. En mesurant ce champ, il est possible d'observer une différence qui apparaît entre les amplitudes des harmoniques du spectre magnétique (pour les machines étudiées 850 Hz et 750 Hz) dans deux positions spécifiques autour de la machine. La différence apparaissant dans la machine en défaut mais aussi dans le cas sain peut être analysée à l'aide de la charge (généralement un facteur perturbateur) qui est utilisée ici comme facteur d'aide à la décision. La méthode consiste à comparer les signaux délivrés par chaque capteur lors de la variation de charge. Comme le montre la Figure 2.20a, l'harmonique sensible augmente dans le cas sain pour les deux positions lorsque la charge augmente alors que, dans le cas en défaut, l'augmentation de la charge entraîne une diminution suivie d'une augmentation (Figure 2.20c). Cette variation d'amplitude asymétrique entre les Pos. 1 et Pos. 2 est utilisée dans l'analyse des données et le diagnostic. Pour la réalisation de ces mesures, quelques précautions pratiques doivent être prises:

- **le type de capteur:** le capteur doit être suffisamment petit pour que l'on puisse considérer que la valeur du flux mesurée est la même que celle au centre du capteur. Afin d'obtenir une valeur acceptable de la fem de sortie, la petite taille doit être compensée par le nombre de spires. Mais comme l'augmentation du nombre de spires diminue la fréquence de résonance du capteur, cette dernière doit être vérifiée pour s'assurer que la fréquence de résonance est éloignée de la fréquence recherchée. Les capteurs utilisés font 3,2 cm de diamètre et 1200 tours, ce qui conduit à une fréquence de résonance de 93 KHz.
- **l'emplacement des capteurs:** les deux capteurs doivent être placés symétriquement par rapport à l'axe de la machine, approximativement au milieu du circuit magnétique du stator. Concernant la précision de la symétrie des capteurs, elle augmente lorsque le nombre de paires de pôles de la machine est élevé. En effet, une erreur d'alignement du capteur sera multipliée par « p » et on ne pourra pas considérer que les premiers termes de (2.42) et (2.43) sont les mêmes, ce qui conduit à une perturbation de la méthode.
- **le nombre de mesures:** des tests pratiques ont montré que lorsque les capteurs sont éloignés de l'axe de la bobine endommagée, les résultats donnent l'impression que la machine est saine car les grandeurs au niveau des raies spectrales sensibles varient dans le même sens avec la variation de la charge. Théoriquement, cela peut être pris en compte en considérant toutes les composantes élémentaires des Tableaux 2.4 et 2.6 au lieu de prendre en compte seulement celles surlignées en gris. Cependant, pour éviter cette confusion, il est nécessaire d'effectuer plusieurs mesures en changeant de position, telles qu'au moins une soit proche de l'enroulement en court-circuit parmi les n^s enroulements qui constituent une phase entière. Par conséquent, le nombre minimal de

mesures doit être de $2q$, avec q le nombre de phases de la machine. Bien sûr, d'un point de vue pratique, les emplacements des capteurs doivent tenir compte des zones non accessibles, comme par exemple les zones de la base de montage ou de la boîte à bornes (Figure 2.29). La position B montre un des points de mesure possible pour une paire de capteurs, A et C étant deux points où les autres capteurs peuvent être positionnés. Ensuite, lorsque les résultats obtenus donnent, au moins pour une position, des variations d'amplitude opposées pour une variation de charge, alors un défaut peut être suspecté. Des fonctions spécifiques au traitement des informations peuvent également être utilisées pour l'analyse des signaux [Pus12].

- **cas d'alimentation par onduleur:** il faut appliquer une fréquence de découpage bien supérieure à la fréquence sensible.

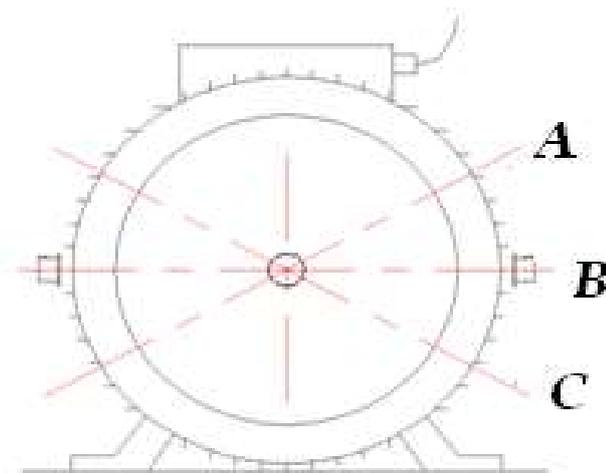


Figure 2.29: Présentation de trois positions de mesure possibles (A, B et C) autour de la machine

II.4 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à des travaux auxquels j'ai participé pour l'utilisation du champ magnétique de fuite dans l'application d'une procédure de diagnostic non invasive pour la détection des défauts naissants de court-circuit inter-spores dans l'enroulement statorique des machines asynchrones et synchrones. La mesure du champ de fuite se fait au voisinage des machines par deux capteurs décalés de 180° afin d'extraire des informations sur l'état de « santé » des machines. L'analyse est effectuée en considérant l'évolution du champ de fuite obtenu à partir de l'induction d'entrefer qui fait apparaître les propriétés liées aux caractéristiques des composantes de l'induction se trouvant dans le champ externe. L'originalité de la méthode proposée consiste dans la stratégie d'analyse qui élimine le principal inconvénient présent par d'autres méthodes de diagnostic: la comparaison avec un état supposé sain et connu avant l'apparition du défaut. Ceci est possible en utilisant la variation de la charge pour créer des états comparatifs. De plus, la technique décrite est non invasive et peu coûteuse, caractérisée par l'exploitation de la dissymétrie spatiale du champ créé par un courant de court-circuit dans la zone où apparaît le défaut. Cette dissymétrie modifie les harmoniques d'encoche du rotor et induit des signatures spécifiques dans le spectre du champ magnétique externe qui sont analytiquement et expérimentalement identifiées et présentées dans ce chapitre. Afin d'éliminer la dissymétrie constructive qui existe pratiquement, la méthode de diagnostic présentée propose une procédure où le champ extérieur est mesuré au voisinage de la machine dans les deux cas:

machine chargée et non chargée. Afin de tester la fiabilité de la méthode, différents niveaux du courant de court-circuit ainsi que l'alimentation d'une charge déséquilibrée ont été testés. L'étude analytique montre que la technique proposée peut être appliquée aux machines asynchrones et synchrones à rotor avec des saillances, en considérant des raies spectrales spécifiques pour chaque machine, avec des fréquences dépendant du nombre d'encoches du rotor. Ces fréquences spécifiques facilitent l'utilisation de cette méthode en présence d'autres champs magnétiques perturbateurs comme c'est le cas en milieu industriel. Il est également démontré que des conditions opératoires déséquilibrées ne perturbent pas la méthode, en particulier dans le cas sain. Cependant cette méthode ne s'applique pas sur les machines à une paire de pôles car, par principe, le défaut génère des ondes d'induction avec une polarité à 2 pôles qui doivent être différentes de celles de la machine et a priori elle ne s'applique pas aux machines à pôles lisses. De plus, comme la présence et la position du défaut ne sont pas connues, il est nécessaire d'effectuer des mesures en plusieurs positions à l'extérieur du stator et à des états de charge différents pour évaluer « la santé » de la machine. On peut s'attendre à ce que le nombre des mesures augmente avec l'augmentation du nombre des pôles.

II.5 Références

- [Bel08]** Bellini A., Filippetti F., Tassoni C. and Capolino G., "Advances in Diagnostic Techniques for Induction Machines," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, 2008, pp. 4109-4126.
- [Ben03]** Benbouzid M. E. H. and Kliman G. B., "What stator current processing-based technique to use for induction motor rotor faults diagnosis?," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, 2003, pp. 238-244.
- [Blo08]** Blodt M., Granjon P., Raison B., and Rostaing G., "Modèles for Bearing Damage Detection in Induction Motors Using Stator Current Monitoring," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, 2008, pp. 1813-1822.
- [Bon92]** Bonnett A. H and Soukup G. C., "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, No. 4, 1992, pp. 921-937.
- [Bon08]** Bonnett A. H. and Yung C., "Increased Efficiency Versus Increased Reliability," Industry Applications Magazine, IEEE, vol. 14, 2008, pp. 29-36.
- [Bru97]** Brudny J.-F., "Modélisation de induction machine slotting resonance phenomenon," The European Physical Journal - Applied Physics, May, 1997, pp. 1009-1023.
- [Bru91]** Brudny J.-F., ".Etude quantitative. des. harmoniques. de. couple. du. moteur. asynchrone. triphasé. d'induction.. Thèse d'habilitation ; Lille, France, 1991.
- [Bruz11]** Bruzese C. and Joksimovic G., "Harmonic Signatures of Static Eccentricities in the Stator Voltages and in the Rotor Current of No-Load Salient-Pole Synchronous Generators," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, 2011, pp. 1606-1624.
- [Cab98]** Cabanas M. F., Melero M. G., Orcajo G. A., Rodriguez Faya F., and Solares Sariego J., "Experimental application of axial leakage flux to the detection of rotor asymmetries, mechanical anomalies and inter-turn short-circuits in working induction motors," in Proc. Int. Conf. Electrical Machines (ICEM'1998), Istanbul, Turkey, Sept. 2-4, 1998, pp. 420-425.
- [Cam86]** Cameron J. R., Thomson W. T., and Dow A. B., "Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors," IEE Proceedings B Electric Power Applications, vol. 133, 1986, pp. 155-163.
- [Ceb11]** Ceban A., Pusca R., and Romary R., "Supervision of electric traction motors by external magnetic field analysis," in 4th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence - ECAI 2011, Pitesti, Romania, 2011, pp. 1-10.
- [Ceb12]** CEBAN A. "Méthode globale de diagnostic des machines électriques". Thèse de Doctrat, Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE), Université d'Artois, Béthune, France, 2012.
- [Da Silv08]** Da Silva A. M., Povinelli R. J., and Demerdash N. A. O., "Induction Machine Broken Bar and Stator Short-Circuit Fault Diagnostics Based on Three-Phase Stator Current Envelopes," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, 2008, pp. 1310-1318.
- [Dor97]** Dorrell D. G., Thomson W. T., and Roach S., "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," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, 1997, pp. 24-34.
- [Ert09]** Ertan H. B. and Keysan O., "External search coil as a means of measuring rotor speed of an induction motor," in 2009 8th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION) & the EPE Chapter 'Electric Drives' Joint Symposium, Lille, France, 2009, pp. 1-6.

- [Hac19]** Hachour S., Ait-Amar S., Delmotte F. and Velu G., "A Belief Function Solution for Stator Insulation Robustness Study," 2019 9th International Conference on Power and Energy Systems (ICPES), Perth, Australia, December 2019, pp. 1-5.
- [Hen03]** Henao H., Demian C., and Capolino G.-A., "A frequency-domain detection of stator winding faults in induction machines using an external flux sensor," IEEE Trans. Ind. Application, vol. 39, 2003, pp. 1272–1279.
- [Hen05]** Henao H., Razik H., and Capolino G. A, "Analytical approach of the stator current frequency harmonics computation for detection of induction machine rotor faults," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 41, No. 3, 2005, pp. 801–807.
- [Kok18]** Kokoko O., Merkhouf A., Tounzi A., Essalhi M. Guillot E., Kedjar B., Al Haddad K., "Detection of Short Circuits in the Rotor Field Winding in Large Hydro Generator," 2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2018, pp. 1815-1820.
- [Nan05]** Nandi S., Toliyat H. A. and Li X., "Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors—A Review," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, No. 4, 2005, pp. 719-729.
- [Nem10]** Nemeč M., Drobnic K., Nedeljkovic D., Fiser R., and Ambrozic V., "Detection of Broken Bars in Induction Motor Through the Analysis of Supply Voltage Modulation," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, 2010, pp. 2879-2888.
- [Pen94]** Penman J., Sedding H. G., Lloyd B. A., and W. T. Fink, "Detection and location of interturn short circuit in the stator windings of operating motors," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 9, No 4, 1994, pp. 652–658.
- [Pus10]** Pusca R., Romary R., Ceban A., and Brudny J.-F., "An Online Universal Diagnosis Procedure Using Two External Flux Sensors Applied to the AC Electrical Rotating Machines," Sensors, vol. 10, 2010, pp. 10448-10466.
- [Pus12]** Pusca, R.; Demian, C.; Mercier, D.; Lefevre, E.; Romary, R. "Improvement of a diagnosis procedure for AC machines using two external flux sensors based on a fusion process with belief functions". In Proceedings of the IECON 2012, 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 25–28 October, Montreal, QC, Canada, 2012, pp. 5078–5083.
- [Rom05]** Romary, R., Corton, R., Thailly, D., Brudny J.F., Induction machine fault diagnosis using an external radial flux sensor. Eur. Phys. J. Appl. Phys, 32, 2005, pp. 125–132.
- [Tav78]** Tavner P. J., Hammond P., and Penman J., "Contribution to the study of leakage fields at the ends of rotating electrical machines" Proc. IEE, vol. 125, No. 12, 1978, pp. 1339–1349.
- [TAV08]** Tavner P. J., "Review of condition monitoring of rotating electrical machines," IET, vol. 2, No 4, 2008, pp. 215-247.
- [Tha08]** Thailly J.D., Romary R., Roger D., Brudny, J.F., "Attenuation of magnetic field components through an AC machine stator," COMPEL, vol 27, 2008, pp. 744–753.
- [Tha07]** Thailly J. D., "Etude du champ de dispersion des machines à courant alternatif : Application au diagnostic," Thèse de doctorat, Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE), Université d'Artois, Béthune, France, 2007.
- [Tho03]** Thomas V. V, Vasudevan K., and Kumar V. J., "Online cage rotor fault detection using air-gap torque spectra," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, 2003, pp. 265-270.
- [Toms01]** Thomson W. T. and Fenger M., "Current signature analysis to detect induction motor faults," IEEE Industry Applications Magazine, vol. 7, 2001, pp. 26-34.
- [Tom99]** Thomson W. T., "A review of on-line condition monitoring techniques for three-phase squirrel cage induction motors—past, present and future," in 2nd IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives - SDEMPED '99, Gijon, Spain, 1999, pp. 3-17.
- [Tum07]** Tumanski S., "Induction coil sensors - a review," Measurement Science and Technology, vol. 18, 2007, pp. 31-46.

[Yaz97] Yazici B., Kliman G. B., Premerlani W. J., Koegl R. A., and Abdel-Malek A., "An adaptive, on-line, statistical method for detection of broken bars in motors using stator current and torque estimation", in Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting - IAS '97, New-Orleans, USA, 1997, pp. 221-226.

[Zid10] Zidat F., Lecointe J.-P., Morganti F., Brudny J.-F., Jacq T., and Streiff F., "Non Invasive Sensors for Monitoring the Efficiency of AC Electrical Rotating Machines," *Sensors*, vol. 10, 2010, pp. 7874-7895.

Chapitre III

III. MINIMISATION ACTIVE DES ONDULATIONS DE COUPLE D'UNE MSAPS EN PRESENCE D'UN DÉFAUT

Nomenclature

B_h^s	amplitude de l'harmonique d'espace	p	nombre de paires de pôles
b^s	l'induction statorique	R	le rayon moyen de l'entrefer
b^r	l'induction rotorique	r_d^s	rapport de denture statorique
C_r	couple résistant correspondant aux pertes	SE	section élémentaire
C_{r_tot}	couple résistant correspondant aux pertes + couple de charge	α^s	angle dans le référentiel statorique
h	rang de l'harmonique statorique	α_e	l'abscisse angulaire d'une encoche statorique dans un référentiel statorique.
i_f	courant de court-circuit	α^r	angle dans le référentiel rotorique
l_c^s	largeur d'une dent	β_j^s	position de l'encoche j
l_d^s	largeur d'une encoche	Γ_h	coefficient qui prends en compte la transition linéaire de la f.m.m le long d'une encoche
l^s	longueur d'une dent statorique	\mathcal{E}^s	force magnétomotrice statorique (f.m.m)
m_s	nombre de bobines par phase et par paire de pôle	λ	perméance de l'entrefer
n	rang de l'harmonique rotorique	φ_h^s	phase de l'harmonique d'espace
n_{def}	nombre de spires en défaut	θ_0	position initiale du rotor
n_e	nombre de conducteurs dans une bobine élémentaire/ encoche statorique	θ	position du rotor
N_t^s	nombre total d'encoches statoriques		

III. MINIMISATION ACTIVE DES ONDULATIONS DE COUPLE D'UNE MSAPS EN PRESENCE D'UN DÉFAUT

III.1 Introduction

Le travail présenté dans ce chapitre fait partie d'un sujet développé dans la thèse [Bah17] que j'ai co-encadré en visant le contrôle des machines tournantes en défaut, alimentées par des courants alternatifs.

Après nous être intéressés dans le chapitre précédent à la détection d'un défaut électrique souvent produit à cause des contraintes diélectriques auxquelles la machine est soumise et aux conséquences magnétiques (flux de fuite, vibration, bruit, ondulations du couple), il nous a semblé judicieux de travailler sur la possibilité de réduire au moins de façon temporaire ces conséquences. En suivant cette logique, dans ce chapitre, nous nous intéressons essentiellement à une méthodologie développée pour la minimisation des ondulations de couple générées par un défaut statorique dans une **Machine Synchrone à Aimants Permanents Surfariques (MSAPS)**. Cette méthodologie est basée sur la modification de l'alimentation de la machine par une commande adaptée qui injecte une composante inverse du courant à deux fois la fréquence d'alimentation afin de réduire la composante harmonique principale de couple. Les harmoniques de couple sont générées par un court-circuit entre spires et par un défaut de déséquilibre du bobinage statorique réalisé dans l'étude par un manque de spires dans une phase. La composante inverse injectée dans la machine est déterminée dans la présente étude par une approche basée sur les vecteurs espace flux et courant. Cette approche a permis de mettre au point à l'aide de Matlab-Simulink une méthode de correction applicable pour un fonctionnement de la machine en boucle ouverte avec une commande en fréquence ou en boucle fermée, autopilotée, avec régulation en vitesse. Cette méthode a été ensuite validée de façon expérimentale sur un banc d'essais composé d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur et commandée par un dispositif dSPACE. Ce dispositif permet la réalisation à la fois de l'autopilotage et du contrôle de la composante inverse du courant. L'évaluation des performances est faite à l'aide d'un accéléromètre permettant de mesurer les vibrations tangentielles générées par les fluctuations de couple. L'évolution de l'harmonique correspondant à deux fois la fréquence d'alimentation, a été mesurée afin d'analyser l'influence de l'injection de la composante inverse de courant.

III.2 Mise en évidence des harmoniques du couple dans une MSAPS

L'intérêt dans les applications industrielles pour la **Machine Synchrone à Aimants Permanents Surfariques** est justifié par ses hautes performances caractérisées par un très bon rendement, des rapports couple/masse et puissance /masse élevés, ainsi qu'une moindre usure et des frais réduits d'entretiens car elle ne nécessite ni balais, ni charbons. [Shi12, Fen16, Esp12]. Ces performances la rendent actuellement favorite pour les applications concernant la traction électrique et les systèmes embarqués. Cependant elle a tout de même certains inconvénients comme son coût élevé (à cause de terres rares), la complexité de la commande ou l'impossibilité de régler l'excitation qui conduit à une nécessité d'augmentation du courant statorique (et donc les pertes Joule) pour atteindre des vitesses élevées. A cela s'ajoutent les pertes dans les aimants ou la présence d'ondulations de couple qui nuisent au bon fonctionnement et réduisent les performances de la machine [Fav93, Rome11].

Les ondulations de couple sont créées par les harmoniques d'espace et de temps (dus à la dissymétrie de la machine respectivement des courants d'alimentations) correspondants à l'induction statorique et rotorique [Bor98, Gia10, Yas07]. Comme en pratique il existe une dissymétrie constructive plus ou moins importante dans toutes les machines électriques ainsi qu'une non-homogénéité du fer dans les culasses des machines, leur présence peut être légèrement ressentie. Cependant, si des défauts apparaissent, comme par exemple un court-circuit entre spires, une dissymétrie de bobinage, une excentricité, une démagnétisation des aimants, etc... alors une naissance des nouveaux harmoniques ou l'augmentation des amplitudes de ceux existantes est possible et leur présence se traduit par une augmentation significative des pertes ainsi que des ondulations du couple [Rome01, Pra09, Bas12, Lee09]. Cela peut conduire à de graves problèmes de dysfonctionnement et de fiabilité surtout dans des applications spécifiques telles que l'aéronautique ou la traction électrique, ce qui nécessiterait un contrôle du moteur qui prendrait également en compte le défaut [Wen13]. En poursuivant cette logique, une nouvelle discipline s'est développée appelée « commande tolérante aux défauts » (FTC pour Fault Tolerant Control) qui prévoit un fonctionnement des moteurs en présence des défauts des capteurs ainsi que l'utilisation des machines triphasés avec les trois phases découplées entre elles (modulaires) ou des machines spéciales à phases multiples (>3) [Mec99, Ben04, RUB08, Pan17]. L'objectif de cette commande est de s'accommoder aux défauts de telle sorte que celui-ci n'évolue pas, tout en maintenant un certain degré de performances [Oud08].

Comme en présence de déséquilibre magnétique il y a également une augmentation des ondulations du couple, le travail qui suit a été développé afin de minimiser ces ondulations à l'aide de la commande. Pour la mise en évidence des harmoniques de couple qui sont à l'origine de ses ondulations, une modélisation analytique de l'induction et du couple électromagnétique est présentée par la suite.

III.2.1. Calcul de la perméance

En prenant en compte le modèle de perméance d'entrefer considéré en [Bru11, Bel04, Pus21] pour une MA à double denture et en considérant une géométrie simplifiée adaptée à un rotor à pôles lisses [Bah17] comme présenté sur la Figure 3.1, ainsi que des hypothèses simplificatrices, la perméance d'entrefer peut s'exprimer comme une somme des deux perméances : λ_k dépendante de la position α^s entre le point de référence et le point M de calcul et λ_0 d'une valeur constante donnée par :

$$\lambda = \lambda_0 + \sum_{k_s=1}^{+\infty} \lambda_{k_s} \cos(k_s N_t^s \alpha^s) \quad (3.1)$$

avec $\lambda_0 = \frac{\mu_0 (e + p^s r_d^s)}{e(e + p^s)}$, $\lambda_{k_s} = \frac{2\mu_0 p^s}{e(e + p^s)} \cdot \frac{\sin(k_s r_d^s \pi)}{k_s \pi}$, $r_d^s = \frac{l_d^s}{l_d^s + l_c^s}$ et N_t^s nombre total d'encoches statoriques, l_d^s la largeur d'une dent, l_c^s la largeur d'une encoche.

Tableau 3.1 Valeurs numériques des paramètres constructifs de la MSAPS

p	p^s (cm)	l_c^s (cm)	n_e	e (mm)	l_d^s (cm)	N_t^s	Ω (rad/s)	K	P (kW)
2	$l_c^s/5$	0.27	36	0.5	0.74	36	157	1/3	4.4

Pour l'application numérique de MSAPS considérée, les valeurs des paramètres correspondants sont présentées dans le Tableau 3.1. Ce type de machine est généralement caractérisé par un grand entrefer [Gre97].

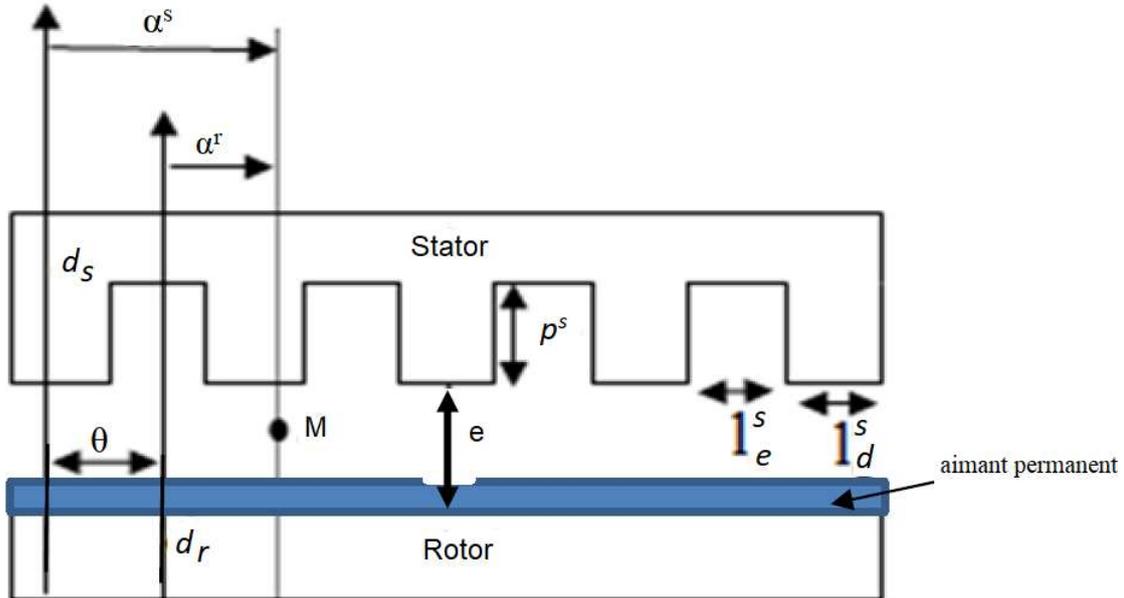


Figure 3.1: Modèle simplifié des encoches pour une MSAPS

III.2.2 Calcul de la force magnétomotrice statorique

Le modèle de bobinage utilisé pour le calcul avec la configuration d'une bobine élémentaire dans les encoches du circuit statorique est représenté sur la Figure 3.2a et la force magnétomotrice créée par une encoche sur la Figure 3.2b. Pour l'ensemble du bobinage statorique placé dans N_t^s encoches statoriques, la force magnétomotrice \mathcal{E}^s résultante est donnée par la somme des f.m.m créées par chaque encoche.

$$\mathcal{E}^s = \sum_{j=1}^{N_t^s} \mathcal{E}_j^s \quad (3.2)$$

avec la f.m.m de chaque encoche parcourue par un courant sinusoïdal $i_j^s = \sqrt{2}I_j^s \sin(\omega t + \varphi_j)$ donné par :

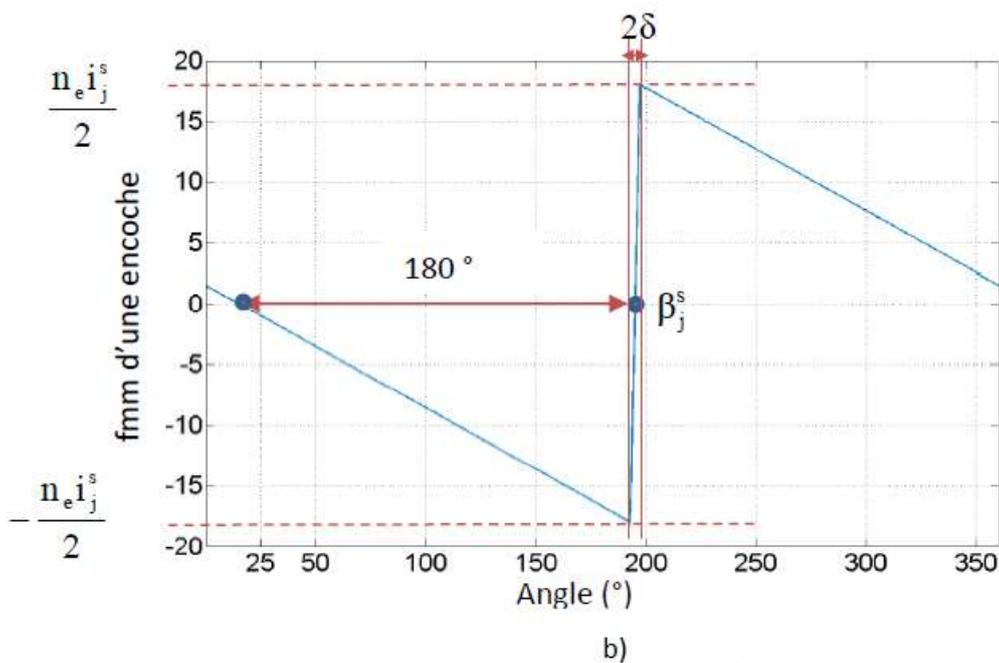
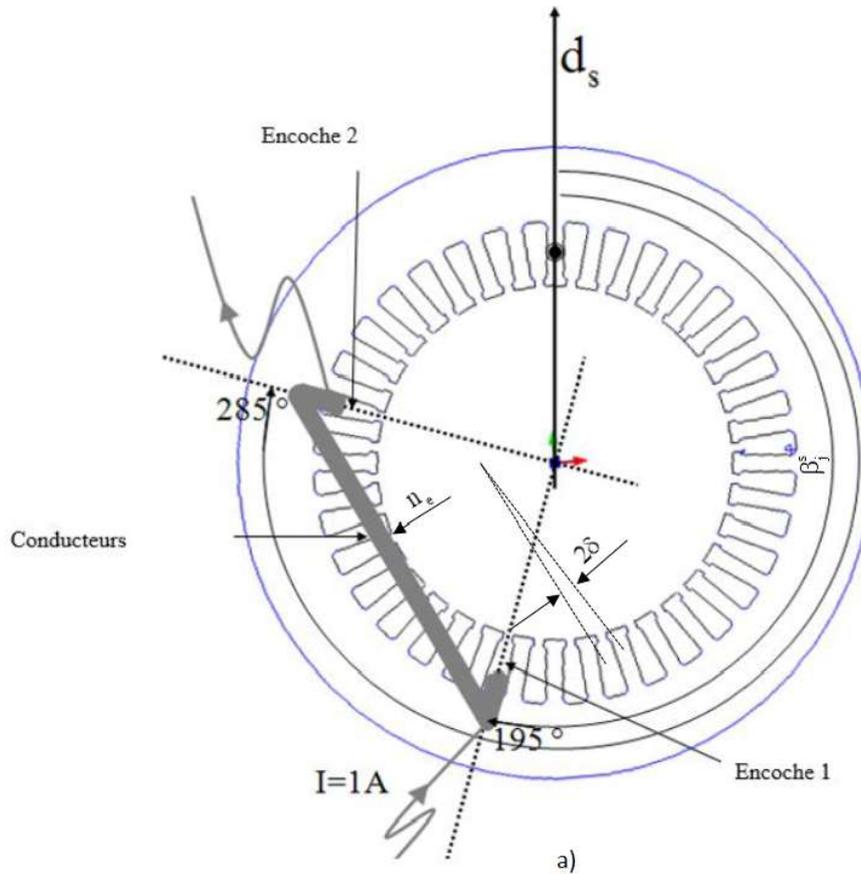
$$\mathcal{E}_j^s = \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{+\infty} \frac{n_e I_j^s}{\sqrt{2}(\pi - \delta)} \Gamma_h \frac{\cos[\omega t - h\alpha^s + (h\beta_j^s + \varphi_j)]}{h} \quad (3.3)$$

Le coefficient Γ_h permet de prendre en compte la transition linéaire de la f.m.m le long d'une

encoche, il s'exprime par $\Gamma_h = \frac{\sin\left[h(1-r_d^s)\frac{\pi}{N_t^s}\right]}{h(1-r_d^s)\frac{\pi}{N_t^s}}$; n_e est le nombre des conducteurs logés dans

l'encoche statorique j située à β_j^s degrés dans le référentiel statorique et 2δ correspond à

l'ouverture angulaire d'une encoche comme présenté sur la Figure 3.2b. A partir de ce modèle, la force magnétomotrice générée par les trois phases calculée par (3.2) en prenant en compte 100 harmoniques d'espace et une valeur maximale de courants dans chaque phase de 1A est représentée sur la Figure 3.2c. On remarque une variation trapézoïdale en escalier avec la présence de 4 pôles.



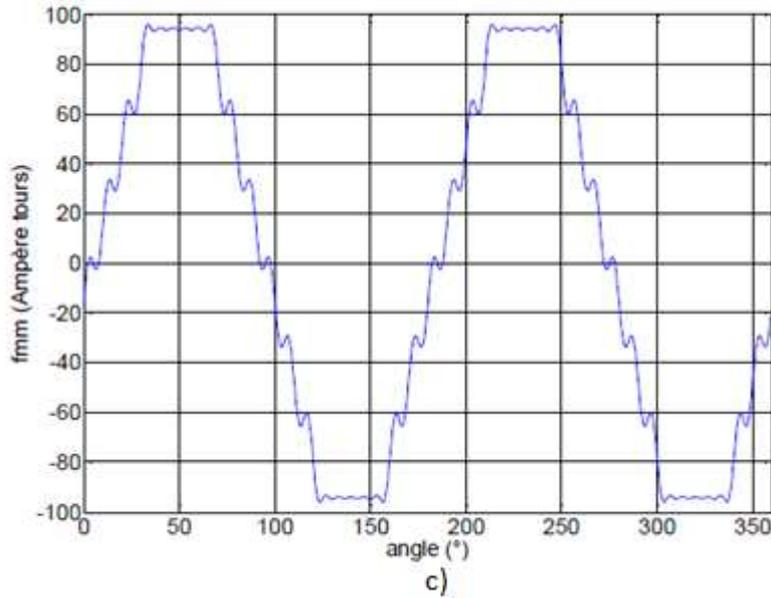


Figure 3.2: Modèle de bobinage pour une MSAPS saine : a) configuration d'une bobine élémentaire dans les encoches du circuit statorique b) la force magnétomotrice créée par une encoche c) évolution de la f.m.m pour une valeur maximale de courant de 1A

III.2.3 Calcul de l'induction statorique

Comme il sera présenté par la suite, les ondulations de couple sont créées par l'interaction entre les harmoniques d'espace de l'induction rotorique et les statoriques. Pour un système de courants sinusoïdaux, l'expression de l'induction statorique calculée dans un point M dans l'entrefer est le résultat de deux termes :

$$b^s(\alpha^s) = b_0^s(\alpha^s) + b_{ks}^s(\alpha^s) \quad (3.4)$$

Dans un référentiel statorique, l'induction statorique se définit par le produit de la force magnétomotrice (f.m.m) statorique ε^s et de la perméance de l'entrefer λ :

$$b^s(\alpha^s) = \varepsilon^s \lambda \quad (3.5)$$

Compte tenu de (3.1) et (3.2), chaque coefficient s'exprime par :

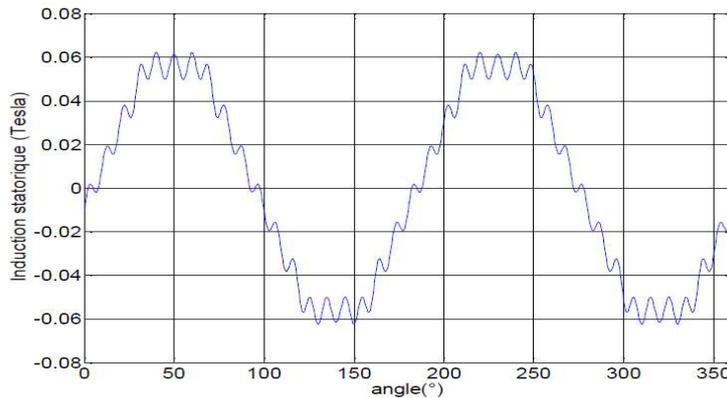
$$b_0^s(\alpha^s) = \sum_{j=1}^{N_t^s} \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{+\infty} \frac{\lambda_0 n_c I_j^s}{\sqrt{2}(\pi - \delta)} \Gamma_h \frac{\cos[\omega t - h\alpha^s + (h\beta_j^s + \varphi_j)]}{h} \quad (3.6)$$

$$b_{ks}^s(\alpha^s) = \sum_{j=1}^{N_t^s} \sum_{\substack{k_s=-\infty \\ k_s \neq 0}}^{+\infty} \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{+\infty} \frac{\lambda_{k_s} n_c I_j^s}{2\sqrt{2}h(\pi - \delta)} \Gamma_h \cos[\omega t - \alpha^s(h + k_s N_t^s) + (h\beta_j^s + \varphi_j)] \quad (3.7)$$

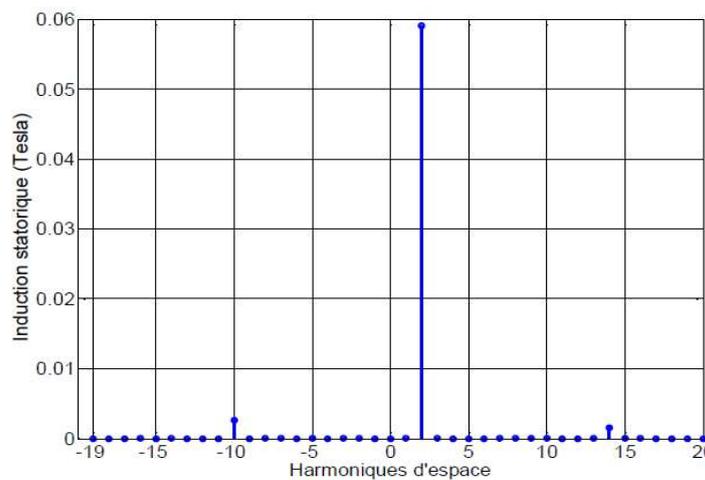
L'expression (3.4) avec la prise en compte de (3.6) et (3.7) montre plusieurs cas possibles suivant l'état de l'alimentation ou du bobinage. Pour une machine saine et une alimentation équilibrée, les harmoniques d'espace sont limitées à $h=2, 14, 36, 50$ ou $-10, -22, -34, \dots$ [$h=6k+1$]p avec k entier relatif ($k \in \mathbb{Z}$) et $p=2$. En regroupant les termes de même rang, $(h + k_s N_t^s)$ l'induction statorique peut s'écrire :

$$b^s(\alpha^s) = \Re \left[\sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{+\infty} B_h^s e^{j(\omega t - h\alpha^s + \varphi_h^s)} \right] \tag{3.8}$$

avec $\varphi_h^s = h\beta_j^s + \varphi_j$ la phase d'une harmonique d'espace et B_h^s son amplitude. L'évolution de l'induction statorique pour une machine saine est présentée sur la Figure 3.3a pour un calcul fait avec 100 harmoniques en considérant h prenant des valeurs de -50 à 50, k_s allant de -20 à 20 et que chaque harmonique de rang h tourne avec une vitesse angulaire $\frac{\omega}{h}$. Le spectre de l'induction est présenté sur la Figure 3.3b.



a)



b)

Figure 3.3: Distribution spatiale de l'induction statorique $B_h^s(\alpha^s)$ pour une machine saine et un courant maximal de 1A: a) évolution angulaire dans le référentiel statorique b) spectre des harmoniques

Dans l'implémentation numérique de (3.8) il a été considéré la MSAPS alimentée par un système direct et équilibré des courants triphasés de valeur maximale de 1A. On peut observer dans le spectre de l'induction statorique la composante de rang 2 correspondant à $h=p=2$ avec l'amplitude la plus grande (0.059T) et la présence des harmoniques d'espace -10 et 14 correspondant à $h=p(6k+1)$ (avec $k=.....-4,-3,-2,-1,0,1,2,3.....$) causées par la distribution non-sinusoidale du bobinage et des dents. Le fondamental de rang 2 va générer le couple principal

dans l'entrefer tandis que les harmoniques vont avoir une influence sur les pertes fer et les ondulations du couple électromagnétique. La mise en évidence des différentes harmoniques est donnée de façon groupée dans le Tableau 3.3

III.2.4 Calcul de l'induction rotorique

De la même façon, il est possible d'exprimer l'induction rotorique dans un référentiel rotorique ou statorique. Pour cela, on considère le modèle d'une machine synchrone à aimants permanent, décrit dans [Zhu92] avec une variation de l'induction rotorique b^r sous la forme donnée sur la Figure 3.4. La décomposition en série de Fourier de cette induction conduit dans le référentiel rotorique à l'expression:

$$b^r(\alpha^r) = \sum_{n=1,3,5}^{+\infty} B_n^r \cos(np\alpha^r + \varphi_n^r) \quad (3.9)$$

avec B_n^r l'amplitude de l'harmonique d'espace de rang n et φ_n^r sa phase par rapport au fondamental. L'induction rotorique peut s'exprimer dans le référentiel statorique par :

$$b^r(\alpha^s) = \sum_{n=1,3,5}^{+\infty} B_n^r \cos(np\alpha^s - np\theta + \varphi_n^r) \quad (3.10)$$

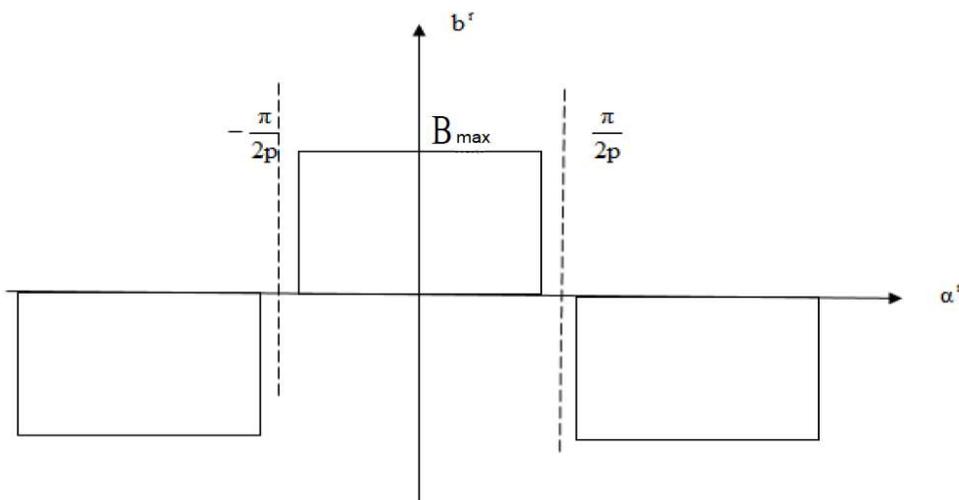


Figure 3.4: Variation de l'induction rotorique pour une MS à aimants permanents dans un référentiel rotorique

Les valeurs numériques prises en considération pour le calcul du couple électromagnétique sont données dans le Tableau 3.2. Elles sont calculées à partir des forces électromotrices mesurées à vide sur la machine de test dont les paramètres sont présentés dans le Tableau 3.1. en considérant l'hypothèse que les phases de ces harmoniques sont nulles.

Tableau 3.2 Harmoniques d'espace de l'induction rotorique de la MSAPS

Amplitudes des harmoniques d'espace rotorique (Tesla)							
B_1^r	B_3^r	B_5^r	B_7^r	B_9^r	B_{11}^r	B_{13}^r	B_{15}^r
0.5711	0.008	0.0966	0.0668	0.003	0.035	0.0308	0.0026

III.2.5 Calcul du couple électromagnétique

Pour toute machine à aimants, le couple instantané est la somme de trois couples élémentaires:

- *le couple de détente*, (couple de denture) nommé « *cogging torque* » en anglais qui résulte du fait que les aimants vont chercher à s'aligner sur les dents. Il est variable en fonction de la position du rotor et va ajouter une ondulation supplémentaire au couple hybride de la machine. Sa variation est de forme sinusoïdale avec une période d'ondulation qui dépend du rapport entre le nombre de dents et le nombre de paires de pôles du rotor.

- *le couple réluctant* créé par la variation de la réluctance (la saillance) dépendant du montage des aimants. Il est nul dans le cas des aimants en surface (pour MSAPS)

- *le couple électromagnétique* (couple hybride) qui est le couple principal du moteur produit par l'interaction entre l'induction statorique et rotorique.

En négligeant le couple de détente (qui introduit des faibles ondulations) pour la MSAPS étudiée le couple instantané se résume au couple électromagnétique C_e donné par :

$$C_e = \frac{(R^{s^2} - R^{r^2})l}{2\mu_0} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\int_0^{2\pi} b^s b^r d\alpha^s \right) \quad (3.11)$$

avec R^{s^2} , le rayon intérieur de la culasse statorique et R^{r^2} le rayon extérieur de la culasse rotorique, l la longueur d'alésage du moteur et μ_0 la perméabilité de l'air.

Compte tenu de (3.8) et (3.10) le couple électromagnétique peut s'écrire :

$$C_e = \frac{(R^{s^2} - R^{r^2})l}{4\mu_0} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\int_0^{2\pi} \sum_{n,h} B_n^r B_h^s \left[\begin{array}{l} \cos(\omega t - (h - np)\alpha^s - np\theta + \varphi_h^s + \varphi_n^r) \\ + \cos(\omega t - (h + np)\alpha^s + np\theta + \varphi_h^s - \varphi_n^r) \end{array} \right] d\alpha^s \right) \quad (3.12)$$

Cette expression a la particularité que l'intégrale est nulle sauf pour $-h+np=0$ et $h+np=0$. Dans ce cas (3.11) devient :

$$C_e = \frac{\pi(R^{s^2} - R^{r^2})l}{2\mu_0} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sum_{n,h} B_n^r B_h^s \left[\begin{array}{l} \cos(\omega t - np\theta + \varphi_h^s + \varphi_n^r) \\ + \cos(\omega t + np\theta + \varphi_h^s - \varphi_n^r) \end{array} \right] \right) \quad (3.13)$$

Compte tenu des deux conditions $-h+np=0$ et $h+np=0$, le couple électromagnétique peut s'écrire :

$$C_e = C_e^{h+np=0} + C_e^{-h+np=0} \quad (3.14)$$

avec

$$C_e^{h+np=0} = \frac{\pi(R^{s^2} - R^{r^2})l}{2\mu_0} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sum_{n=1,3,5} \sum_{h=0}^{h=+\infty} B_n^r B_h^s \cos(\omega t + np\theta + \varphi_h^s - \varphi_n^r) \right) \quad (3.15)$$

$$C_e^{-h+np=0} = \frac{\pi(R^{s^2} - R^{r^2})l}{2\mu_0} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sum_{n=1,3,5} \sum_{h=0}^{h=+\infty} B_n^r B_h^s \cos(\omega t - np\theta + \varphi_h^s + \varphi_n^r) \right) \quad (3.16)$$

En considérant la position initiale du rotor θ_0 , la position du rotor à l'instant t est donnée par

$\theta = \frac{\omega t}{p} + \theta_0$. En tenant compte de la position initiale (3.15) et (3.16) s'expriment par :

$$C_c^{h+np=0} = -\frac{np\pi(R^{s^2} - R^{r^2})}{2\mu_0} I \left(\sum_{n=1,3,5}^{+\infty} \sum_{\substack{h=+\infty \\ h \neq 0}}^{+\infty} B_n^r B_h^s \sin((1+n)\omega t - np\theta_0 + \varphi_h^s - \varphi_n^r) \right) \quad (3.17)$$

$$C_c^{-h+np=0} = \frac{np\pi(R^{s^2} - R^{r^2})}{2\mu_0} I \left(\sum_{n=1,3,5}^{+\infty} \sum_{\substack{h=+\infty \\ h \neq 0}}^{+\infty} B_n^r B_h^s \sin((1-n)\omega t - np\theta_0 + \varphi_h^s + \varphi_n^r) \right) \quad (3.18)$$

III 2.5.1 Le couple en cas de machine saine

Il est possible d’observer dans (3.17) et (3.18) que le couple électromagnétique est le résultat de l’interaction entre certaines harmoniques d’espace d’induction statoriques de rang h et rotoriques de rang n avec le même nombre de pôles. Leur combinaison conduit à la génération du couple électromagnétique et pour une conception parfaite, certaines harmoniques d’espace paires d’induction rotorique sont nulles, ce qui conduit à des harmoniques nulles de couple électromagnétique. L’évolution du couple obtenu pour une machine saine alimentée à 50Hz et son spectre sont présentés sur la Figure 3.5. On remarque sur la Figure 3.5a une valeur moyenne du couple de 4 Nm et sur la Figure 3.5b la présence des harmoniques à 300Hz (rang 6) et 600Hz (rang 12). Ces harmoniques ont comme origine l’interaction entre les harmoniques d’espace de l’induction rotorique 5 et 7 avec les harmoniques statoriques -10 et 14.

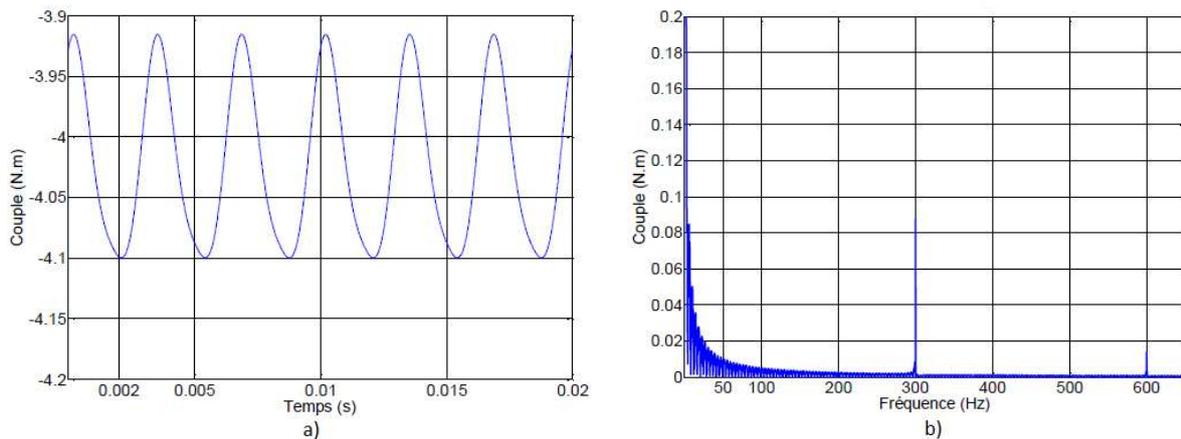


Figure 3.5: Evolution du couple électromagnétique pour une MSAP saine
 a) évolution temporelle b) spectre du couple

Un récapitulatif des combinaisons et harmoniques correspondantes à chaque composante du couple est donné dans le Tableau 3.3.

Tableau 3.3 Présence des harmoniques de couple électromagnétique générées par les harmoniques d’espace de l’induction statorique et rotorique

C_c		n=0	n=1	n=2	n=3	n=4	n=5	n=6	n=7
$h+np=0$	$h=-5p$						6		
$C_c^{h+np=0}$	$h=-4p$					5			
	$h=-3p$				4				
	$h=-2p$			3					
	$h=-p$		2						
	$h=0$	1							

$C_e^{-h+np=0}$	$h=p$		0					
	$h=2p$			1				
	$h=3p$				2			
	$h=4p$					3		
	$h=5p$						4	
	$h=6p$							5
	$h=7p$							

On remarque dans ce tableau, pour $n=1$ et $h=-p$ correspondant à la composante de couple donnée par (3.17), l'apparition de l'harmonique $\sin(2\omega t)$ à deux fois la fréquence d'alimentation et une valeur nulle pour la composante donnée par (3.18) correspondant à $h=p$.

III 2.5.2 Le couple en cas de machine en défaut

Le premier cas de défaut considéré est un manque des spires de $2/3 n_e$ sur la première bobine élémentaire de la Phase A. La machine est alimentée par un système de courants directs sinusoïdaux de fréquence 50Hz et de valeur maximale $\hat{I}_a = 1A$. L'évolution de l'induction statorique est présentée sur la Figure 3.6 et celle du couple électromagnétique sur la Figure 3.7

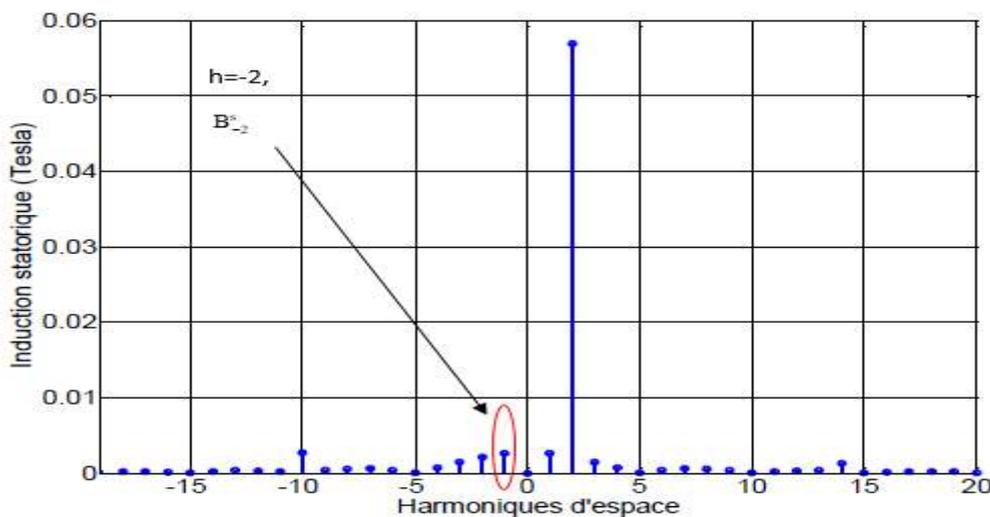


Figure 3.6: Spectre de l'induction statorique pour une MSAP avec défaut de manque de spires

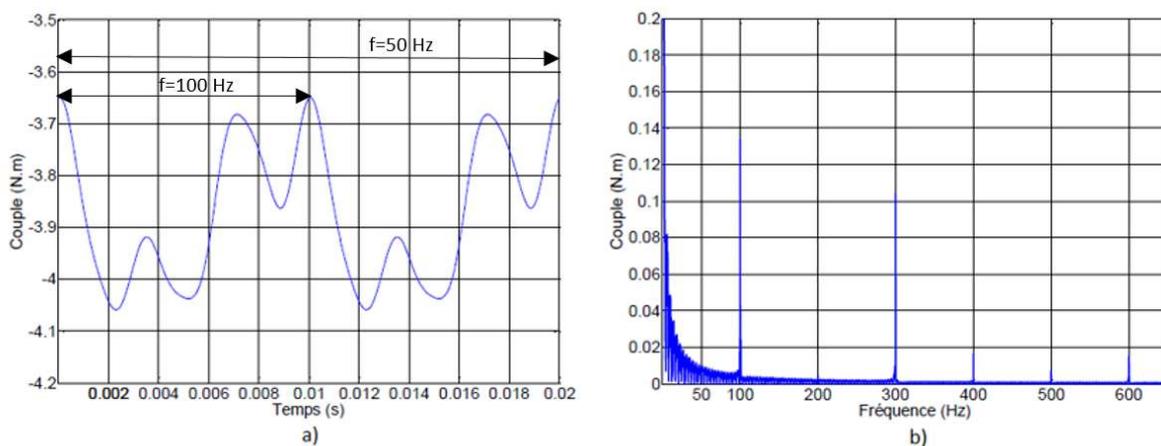


Figure 3.7: L'évolution du couple électromagnétique pour la MSAPS avec défaut de manque de spires a) évolution temporelle du couple b) spectre du couple

L'analyse de la Figure 3.6 montre l'apparition, en cas de défaut, de plusieurs harmoniques d'induction parmi lesquelles celles correspondant à $h=-2$ ainsi qu'une légère diminution du fondamental. L'évolution temporelle du couple (Figure 3.7a) montre une légère diminution de la valeur moyenne autour de 3.85 Nm et des ondulations à 100 Hz superposées avec des ondulations à 300 Hz. Le spectre correspondant (Figure 3.7b) met en évidence l'apparition des harmoniques 100Hz, 200Hz, ...600Hz avec une valeur plus importante pour l'harmonique du couple à 100Hz, correspondant au double de la fréquence d'alimentation. Cet harmonique est le résultat de l'interaction des harmoniques de l'induction statorique de rang $h=-p$ et $h=3$ avec l'harmonique d'espace de l'induction rotorique de rang $n=1$ et $n=3$, présentes uniquement en cas de défaut. Des études supplémentaires ont mis en évidence que l'augmentation du nombre de spires manquantes conduit à une diminution de l'harmonique principale $h=p$ et une augmentation de l'harmonique d'espace $h=-p$.

Le deuxième cas de défaut considéré est un court-circuit entre $2/3 n_e$ spires de la première bobine élémentaire de la Phase A. Dans ce cas la machine est alimentée par les mêmes courants équilibrés que dans le cas précédent ($\hat{I}_d = 1A$) avec un courant de court-circuit de valeur efficace $I_{cc}=6A$. Le spectre de l'induction statorique correspondant est présenté sur la Figure 3.8.

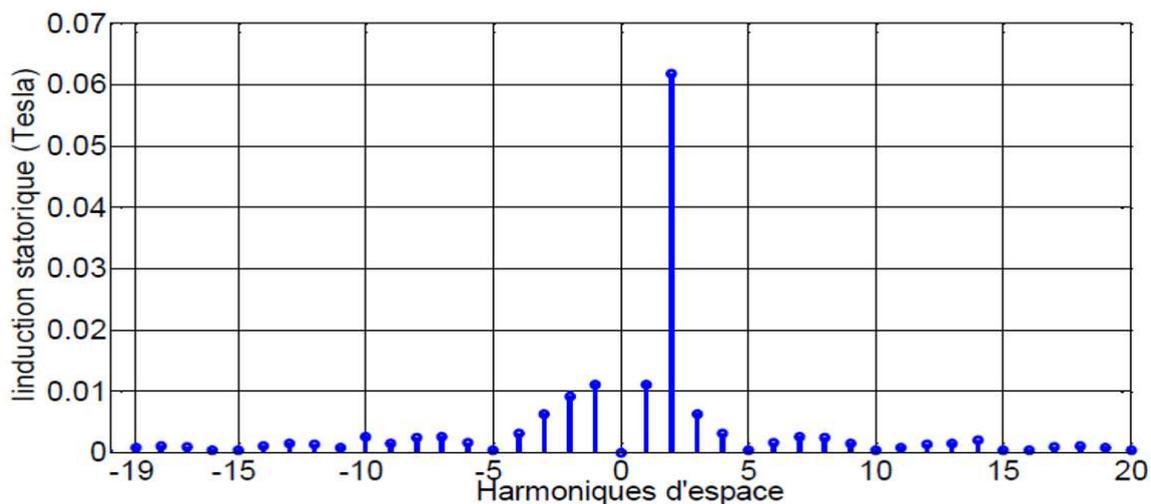


Figure 3.8: Spectre de l'induction statorique pour la MSAPS avec défaut de court-circuit entre $1/3 n_e$ spires et un $I_{cc}=6A$.

Dans ce cas, on remarque également une apparition de nouvelles harmoniques d'espace ainsi qu'une augmentation de la plupart de leurs amplitudes y compris l'harmonique d'espace $h=p$. Cela s'explique par l'apparition du courant de court-circuit (6A) d'une valeur assez importante par rapport au courant d'alimentation (1A).

L'évolution du couple électromagnétique pour le cas de court-circuit entre spires est présentée sur la Figure 3.9. On remarque sur l'évolution temporelle du couple, la présence des ondulations avec le double de la fréquence de rotation ainsi qu'une augmentation de sa valeur moyenne et sur le spectre la présence des harmoniques 100Hz, 200Hz....600Hz avec une augmentation significative de l'harmonique à 100Hz. Une étude comparative entre les deux cas de défaut met en évidence des ondulations plus importantes pour le cas de court-circuit, cependant des simulations ont montré que la présence des deux défauts ne génère pas automatiquement une augmentation de l'harmonique du couple à 100Hz.

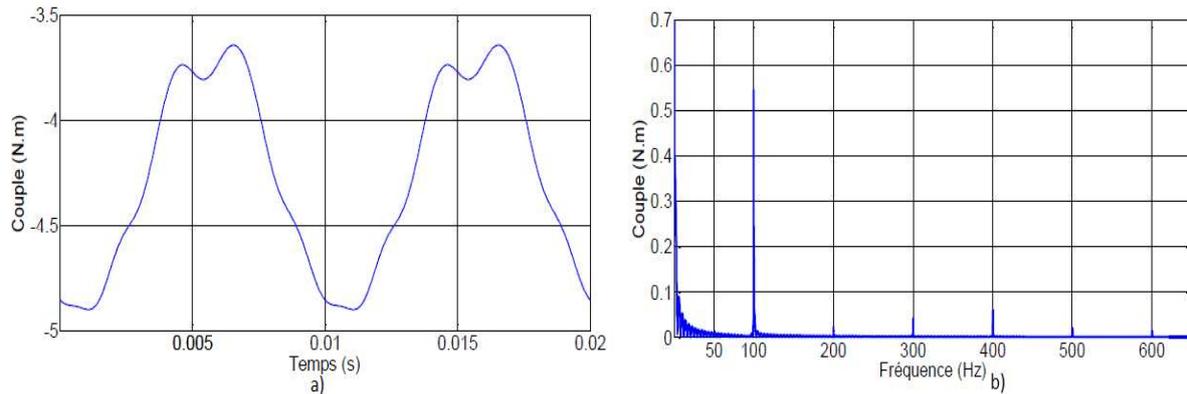


Figure 3.9: Evolution du couple électromagnétique pour la MSAPS avec défaut de court-circuit entre $1/3 n_e$ spires et un $I_{cc}=6A$ a) évolution temporelle du couple b) spectre du couple

Pour compléter l'étude, il a été considéré un manque de $2/3 n_e$ spires sur la phase A et une modification du système d'alimentation des courants. Les résultats obtenus après implémentation numérique de l'induction statorique (3.8) et du couple (3.14) sont présentés sur les Figures 3.10 et 3.11. Tout d'abord, l'évolution des harmoniques d'espace de l'induction statorique pour la machine saine alimentée par un système équilibré des courants sinusoïdaux de valeur efficace $I_d=1.7A$ est présentée sur la Figure 3.10. Comme sur la Figure 3.3, on remarque la présence des harmoniques d'espace -10 et 14 avec une augmentation des amplitudes due à l'augmentation du courant direct pris dans l'étude. Deux cas sont considérés pour cette étude:

1) **alimentation par un système équilibré des courants sinusoïdaux** – ce cas présenté sur la Figure 3.10 considère la machine en défaut alimentée par un système équilibré des courants sinusoïdaux de fréquence 50Hz et de valeur efficace $I_d=1.7A$.

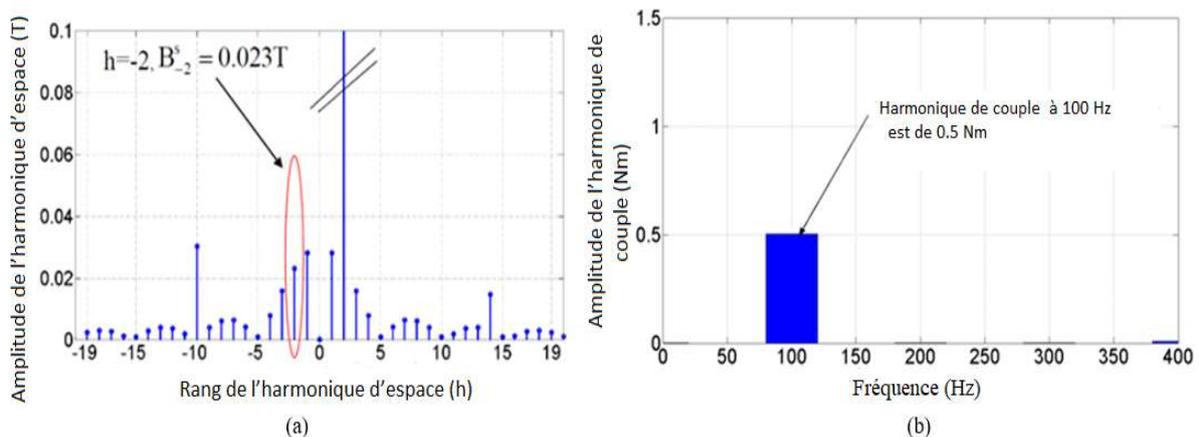


Figure 3.10: Evolution des harmoniques d'espace de l'induction statorique B_s^s (a) et de la fréquence du couple (b) pour une MSAPS avec un manque de spires alimentées par un système équilibré

On peut remarquer sur la Figure 3.10a une modification de toutes les harmoniques de l'induction, même pour celles non multiples de p . L'harmonique d'induction de rang $h=-2$ prend ici la valeur $B_{-2}^s = 0.023T$. Le spectre du couple présenté sur la Figure 3.10b présente une harmonique à 100 Hz correspondant à $-h - np=0$ pour $h=-2$ et $n=1$ et d'une amplitude de 0.5 Nm. Il est possible d'observer également de très faibles harmoniques à 200Hz, 300Hz et 400Hz.

Leur valeur très faible est due à la faible amplitude des harmoniques d'induction. Ce cas correspond au mode 3 dans le Tableau 3.4.

2) alimentation par un système déséquilibré des courants sinusoïdaux – ce cas présenté sur la Figure 3.11 considère la machine en défaut alimentée par un système déséquilibré des courants sinusoïdaux entre les trois phases. L'alimentation déséquilibrée est obtenue par alimentation avec une source de tension équilibrée sans régulation du courant et le déséquilibre des courants est simulé par un manque des $2/3 n_e$ spires dans la phase A. Les valeurs correspondantes des courants pour chaque phase sont données dans le Tableau 3.3. Dans le calcul de l'induction statorique il a été pris en compte la composante B_1^r de l'induction rotorique donnée dans le Tableau 3.2. On remarque sur la Figure 3.11a une augmentation de B_{-2}^s à 0.048T pour $h=-2$ qui conduit à une augmentation de l'harmonique du couple à 1.2Nm pour 100Hz (le double de la fréquence d'alimentation, Figure 3.11b). Cet harmonique se caractérise par une amplitude réellement importante particulièrement en cas de déséquilibre magnétique (défaut) et influence l'ondulation du couple qui fait l'objet d'une compensation par l'injection d'une composante inverse du courant.

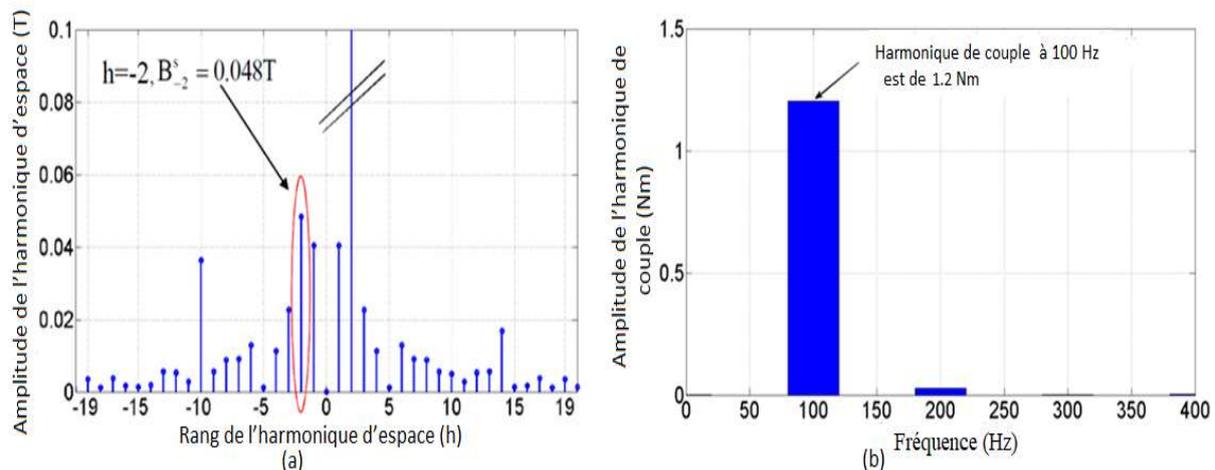


Figure 3.11: Evolution des harmoniques d'espace de l'induction statorique B_s^s (a) et de la fréquence du couple (b) pour une MSAPS avec manque de spires alimentées par un système déséquilibré

III.3 Compensation des ondulations du couple

La modélisation analytique des harmoniques de couple pour la MSAPS a mis en évidence l'apparition de l'harmonique correspondant au double de la fréquence d'alimentation qui augmente avec l'apparition d'un déséquilibre et qui participe à l'augmentation de l'ondulation du couple. L'objectif du travail a été de compenser les effets sur le couple d'un déséquilibre présent sur le bobinage statorique. Pour cette étude deux cas sont analysés :

- le premier considère un déséquilibre sans court-circuit interne assimilé par un manque de spires sur une phase
- le deuxième considère la présence d'un déséquilibre dû à la présence d'un court-circuit interne entre les spires statoriques d'une phase de la machine.

Dans les deux cas, le défaut considéré est faible avec un nombre de spires en défaut n_{def} limité à n_e spires d'une encoche ($n_{def} < n_e$).

III.3.1 Présentation du modèle de bobinage statorique

Pour l'étude du déséquilibre et la compensation de son effet vis-à-vis des ondulations du couple on considère la machine schématisé sur la Figure 3.12.

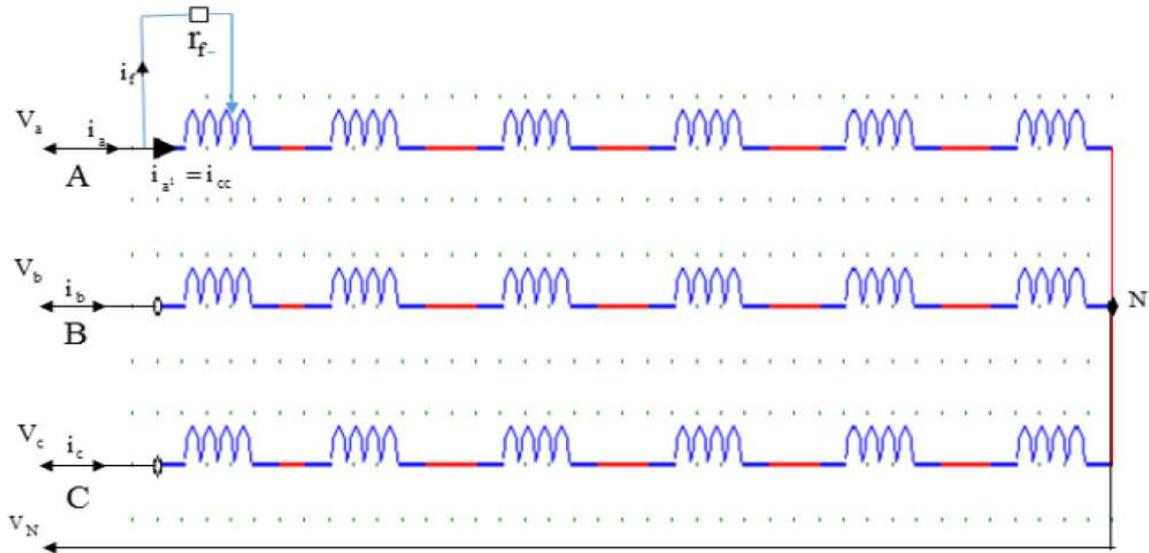


Figure 3.12: Schéma du bobinage statorique avec modélisation du défaut.

La modélisation du défaut sur la première bobine de la phase A suppose le cas d'un court-circuit entre n_{def} spires parmi les n_e spires de cette bobine élémentaire. Cela revient à considérer $i_f \neq 0$ et le courant $i_{a1} = i_{cc}$. Comme le court-circuit est réalisé à l'aide d'une connexion externe à la machine, son courant peut être limité par une résistance r_f . Le même modèle peut être utilisé pour la modélisation d'un déséquilibre créé par un manque de spires en considérant $i_f = i_a$ et le courant $i_{a1} = 0$. Comme le couple dans les deux cas dépend de i_{a1} , les deux modèles peuvent être regroupés en considérant la machine alimentée par un système triphasé direct fournissant un courant efficace direct I_d auquel s'ajoute un système inverse donnant un courant I_i pour réaliser la compensation. Les courants des deux systèmes sont définis pour le système direct par :

$$\begin{aligned} i_{ad} &= \sqrt{2}I_d \cos(\omega t + \varphi_d) \\ i_{bd} &= \sqrt{2}I_d \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_d) \\ i_{cd} &= \sqrt{2}I_d \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \varphi_d) \end{aligned} \quad (3.19)$$

et pour le système inverse par :

$$\begin{aligned} i_{ai} &= \sqrt{2}I_i \cos(\omega t + \varphi_i) \\ i_{bi} &= \sqrt{2}I_i \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_i) \\ i_{ci} &= \sqrt{2}I_i \cos(\omega t + \frac{4\pi}{3} + \varphi_i) \end{aligned} \quad (3.20)$$

Exprimés en grandeurs complexes, les deux courants peuvent s'écrire :

$$\begin{aligned}\bar{I}_{ad} &= I_d e^{i\varphi_d} \\ \bar{I}_{ai} &= I_i e^{i\varphi_i}\end{aligned}\quad (3.21)$$

avec $\bar{I}_{ad} = I_d \exp(i\varphi_d)$, $\bar{I}_{bd} = I_d \exp\left(i\left(\varphi_d - \frac{2\pi}{3}\right)\right)$, $\bar{I}_{cd} = I_d \exp\left(i\left(\varphi_d - \frac{4\pi}{3}\right)\right)$, i en étant le nombre complexe. Le courant direct, inversé et homopolaire du moteur peut alors s'écrire sous forme complexe :

$$\begin{aligned}\bar{I}_d &= \frac{1}{3}(\bar{I}_{ad} + a\bar{I}_{bd} + a^2\bar{I}_{cd}) \\ \bar{I}_i &= \frac{1}{3}(\bar{I}_{ai} + a^2\bar{I}_{bi} + a\bar{I}_{ci}) \\ \bar{I}_o &= \frac{1}{3}(\bar{I}_{ad} + \bar{I}_{bd} + \bar{I}_{cd})\end{aligned}\quad (3.22)$$

avec $a = \exp\left(i\frac{2\pi}{3}\right)$.

Le courant circulant dans chaque encoche j s'écrit sous la forme $i_j^s = \sqrt{2}I_j^s \sin(\omega t + \varphi_j)$ avec la particularité du conducteur qu'il traverse en sens aller ou retour. Pour le système direct et l'encoche considérée, angle φ_j prend la valeur $\varphi_j = \varphi_d + \varphi_{dj}$ avec

$$\varphi_{dj} \in \left\{ \frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{6}, \frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6}, \frac{\pi}{6} \right\} \quad \text{et pour le système inverse } \varphi_j = \varphi_i + \varphi_{ij} \quad \text{avec}$$

$$\varphi_{ij} \in \left\{ \frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}, \frac{7\pi}{6}, \frac{\pi}{6}, -\frac{\pi}{6}, \frac{5\pi}{6} \right\}.$$

III.3.2 Détermination du courant inverse en cas de défaut

En cas de défaut statorique, l'harmonique au double de la fréquence d'alimentation créé par l'harmonique d'espace d'induction statorique est particulièrement sensible à un déséquilibre des courants dans les phases ou à une dissymétrie du bobinage. La stratégie de réduction d'ondulations consiste alors à réduire cet harmonique d'espace correspondant à $h=-p$ par une injection correspondante des courants I_d et I_i afin de diminuer cette harmonique en agissant sur la force magnétomotrice statorique. Pour le calcul de l'harmonique d'espace de rang h de la f.m.m, il a été pris en compte les courants dans chaque encoche « j » localisée par l'angle β_j^s dans le référentiel statorique. Pour la grandeur complexe $\bar{\varepsilon}_{j,h}$ correspondante, la f.m.m créée par l'encoche « j » peut s'écrire :

$$\varepsilon_{j,h}^s = \Re \left[\bar{\varepsilon}_{j,h}^s e^{i(\omega t - h\alpha^s)} \right] \quad (3.23)$$

et en prenant en compte (3.3) il est possible d'exprimer f.m.m pour l'ensemble du bobinage

$$\varepsilon_h = \sum_{j=1}^{N_h^s} \varepsilon_{j,h}^s = \Re \left[\sum_{j=1}^{N_h^s} \bar{\varepsilon}_{j,h}^s e^{i(\omega t - h\alpha^s)} \right] \quad (3.24)$$

avec $\bar{\varepsilon}_{j,h}^s = \frac{n_e I_j^s}{\sqrt{2}(\pi - \delta)h} \Gamma_h e^{i(h\beta_j^s + \varphi_j)}$. Si on note $\bar{\varepsilon}_h^s = \sum_{j=1}^{N_h^s} \bar{\varepsilon}_{j,h}^s$ alors

$$\varepsilon_h = \Re \left[\bar{\varepsilon}_h^s e^{i(\omega t - h\alpha^s)} \right] \quad (3.25)$$

III 3.2.1 Courants en cas de court-circuit statorique

Pour modélisation, le court-circuit est considéré entre les spires du bobinage statorique des encoches j_1 et j_2 parcourues par le courant $i_{cc} = \sqrt{2} \bar{I}_{cc} \cos(\omega t + \varphi_{cc})$. Dans un cas sain, le bobinage est alimenté par I_d et l'harmonique de la f.m.m correspondant $\bar{\varepsilon}_{d,-p}^{-s}$ à $h=-p$ est nulle (car dans ce cas seulement $h=(6k+1)p$ existe avec $k \in (-\infty \text{ à } +\infty)$).

Pour la mise en évidence de l'influence des encoches j_1 et j_2 dans l'écriture de la f.m.m pour un courant d'alimentation I_d , il est possible d'écrire la f.m.m sous la forme :

$$\bar{\varepsilon}_{d,-p}^{-s} = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq j_1, j_2}}^{N_s^i} \frac{n_e \bar{I}_d}{\sqrt{2}(\pi - \delta)(-p)} \Gamma_{-p} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{d_j})} + \sum_{j=j_1, j_2} \frac{n_e \bar{I}_d}{\sqrt{2}(\pi - \delta)(-p)} \Gamma_{-p} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{d_j})} = 0 \quad (3.26)$$

En cas de défaut de court-circuit sur $K n_e$ conducteurs ($K = n_{def}/n_e$, $K \in (0 \div 1)$) placés dans les encoches j_1 et j_2 , ces conducteurs sont parcourus par un courant I_{cc} tandis que les $(1-K)n_e$ conducteurs restants par I_d . L'expression (3.26) peut alors s'écrire :

$$\bar{\varepsilon}_{d,-p_{def}}^{-s} = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq j_1, j_2}}^{N_s^i} \frac{n_e \bar{I}_d}{\sqrt{2}(\pi - \delta)(-p)} \Gamma_{-p} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{d_j})} + \sum_{j=j_1, j_2} \frac{(n_e - n_{def}) \bar{I}_d}{\sqrt{2}(\pi - \delta)(-p)} \Gamma_{-p} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{d_j})} + \sum_{j=j_1, j_2} \frac{n_{def} \bar{I}_{cc}}{\sqrt{2}(\pi - \delta)(-p)} \Gamma_{-p} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{cc})} \quad (3.27)$$

De la même façon, en cas d'alimentation par un courant inverse I_i supposé ne pas passer par la résistance r_f (3.26) peut s'écrire :

$$\bar{\varepsilon}_{i,-p_{def}}^{-s} = \sum_{j=1}^{N_s^i} \frac{n_e \bar{I}_i}{\sqrt{2}(\pi - \delta)(-p)} \Gamma_{-p} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{ij})} \quad (3.28)$$

La compensation de l'harmonique de la f.m.m correspondante à $h=-p$ par le système des courants inverses suppose l'égalité:

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_{d,-p_{def}}^{-s} + \bar{\varepsilon}_{i,-p_{def}}^{-s} &= \bar{\varepsilon}_{d,-p}^{-s} \\ \bar{\varepsilon}_{i,-p_{def}}^{-s} &= \bar{\varepsilon}_{d,-p}^{-s} - \bar{\varepsilon}_{d,-p_{def}}^{-s} \end{aligned} \quad (3.29)$$

Compte tenu de (3.27) l'expression (3.28) devient

$$\sum_{j=1}^{N_s^i} \frac{n_e \bar{I}_i}{\sqrt{2}(\pi - \delta)(-p)} \Gamma_{-p} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{ij})} = \sum_{j=j_1, j_2} \frac{1}{\sqrt{2}(\pi - \delta)(-p)} \Gamma_{-p} \left[n_{def} \bar{I}_d e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{d_j})} - n_{def} \bar{I}_{cc} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{cc})} \right] \quad (3.30)$$

Compte tenu que $K = n_{def}/n_e$, les simplifications permettent d'écrire le courant inverse à ajouter pour la compensation sous la forme:

$$\bar{I}_i = K \frac{\bar{I}_d \sum_{j=j_1, j_2} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{d_j})} - \bar{I}_{cc} \sum_{j=j_1, j_2} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{cc})}}{\sum_{j=1}^{N_s^i} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{ij})}} \quad (3.31)$$

III 3.2.2 Courants en cas de manque de spires

Le cas de défaut caractérisé par un manque de spires sur une phase du bobinage statorique conduit également à un déséquilibre de la f.m.m. Pour ce cas l'expression (3.28) devient:

$$\bar{\varepsilon}_{i,-p_{def}}^{-s} = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq j_1, j_2}}^{N_s^i} \frac{n_e \bar{I}_i}{\sqrt{2}(\pi - \delta)(-p)} \Gamma_{-p} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{ij})} + \sum_{j=j_1, j_2} \frac{(n_e - n_{def}) \bar{I}_i}{\sqrt{2}(\pi - \delta)(-p)} \Gamma_{-p} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{ij})} \quad (3.32)$$

Il est considéré pour ce défaut que le courant inverse ne traverse pas le bobinage sain et par conséquent :

$$\bar{\varepsilon}_{i,-p,def}^{-s} = \sum_{j=j_1,j_2} \frac{(n_e - n_{def})\bar{I}_i}{\sqrt{2}(\pi - \delta)(-p)} \Gamma_{-p} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{qj})} \quad (3.33)$$

Compte tenu de (3.30) avec la particularité que $I_{cc}=0$, l'expression (3.29) s'écrit :

$$\sum_{j=j_1,j_2} \frac{(n_e - n_{def})\bar{I}_i}{\sqrt{2}(\pi - \delta)(-p)} \Gamma_{-p} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{qj})} = \sum_{j=j_1,j_2} \frac{n_e \bar{I}_d}{\sqrt{2}(\pi - \delta)(-p)} \Gamma_{-p} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{qj})} - \sum_{j=j_1,j_2} \frac{(n_e - n_{def})\bar{I}_d}{\sqrt{2}(\pi - \delta)(-p)} \Gamma_{-p} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{qj})} \quad (3.34)$$

Après simplification et remplacement de $K=n_{def}/n_e$ on obtient :

$$\bar{I}_i(1-K) \sum_{j=j_1,j_2} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{qj})} = \bar{I}_d \sum_{j=j_1,j_2} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{qj})} + \bar{I}_d(1-K) \sum_{j=j_1,j_2} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{qj})} \quad (3.35)$$

Cette expression permet d'obtenir la relation qui relie le courant inverse et le courant direct pour un défaut de manque de spires :

$$\bar{I}_i = \frac{\bar{I}_d \left[\sum_{j=j_1,j_2} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{qj})} - (1-K) \sum_{j=j_1,j_2} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{qj})} \right]}{(1-K) \sum_{j=j_1,j_2} e^{i(-p\beta_j^s + \varphi_{qj})}} \quad (3.36)$$

III 3.3 Minimisation des ondulations du couple avec l'injection du courant inverse

La minimisation de l'ondulation du couple à 100Hz est réalisée par l'injection dans les phases de la machine d'un courant inverse triphasé qui s'ajoute au courant direct correspondant à la machine saine. Ce courant inverse va créer une composante de l'harmonique de couple de rang $h=-2$ capable de compenser celle créée par le défaut. Il est exprimé par (3.31) ou (3.36) selon le cas de défaut en lien avec le courant direct. Pour $I_d=1.7A$ rms et les paramètres considérés dans Table 3.1, l'implémentation numérique conduit à $I_i=I_d/27$ avec $I_i=0.64$ A rms. L'influence de l'injection sur l'induction statorique B_{-2}^s est présentée sur la Figure 3.13a où on remarque une annulation de cet harmonique d'induction initialement calculée à 0.048T. En ce qui concerne l'évolution de l'harmonique de couple à 100Hz après l'injection, (Figure 3.13b) on remarque une forte diminution d'une valeur initiale 0.5Nm à une valeur 0.0014Nm ainsi que de très faibles valeurs pour les autres harmoniques.

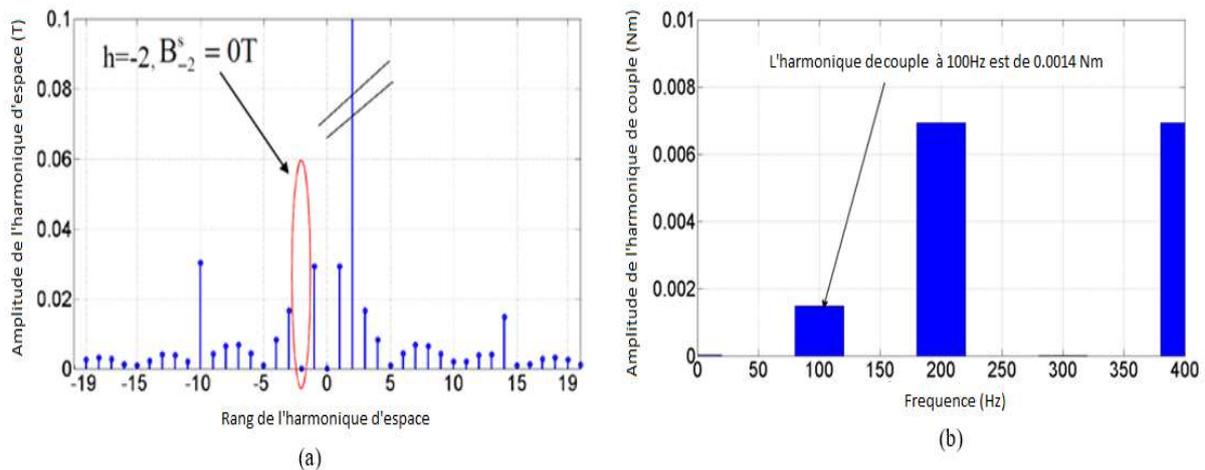


Figure 3.13: Evolution des harmoniques d'espace de l'induction statorique B_{-2}^s (a) et de la fréquence du couple (b) pour une MSAPS avec manque de spires après injection du courant inverse

Les résultats expérimentaux sont réalisés sur le banc de test présenté sur la Figure 3.14. Le schéma bloc du banc est donné sur la Figure 3.14a et une photo du banc sur la Figure 3.14b.

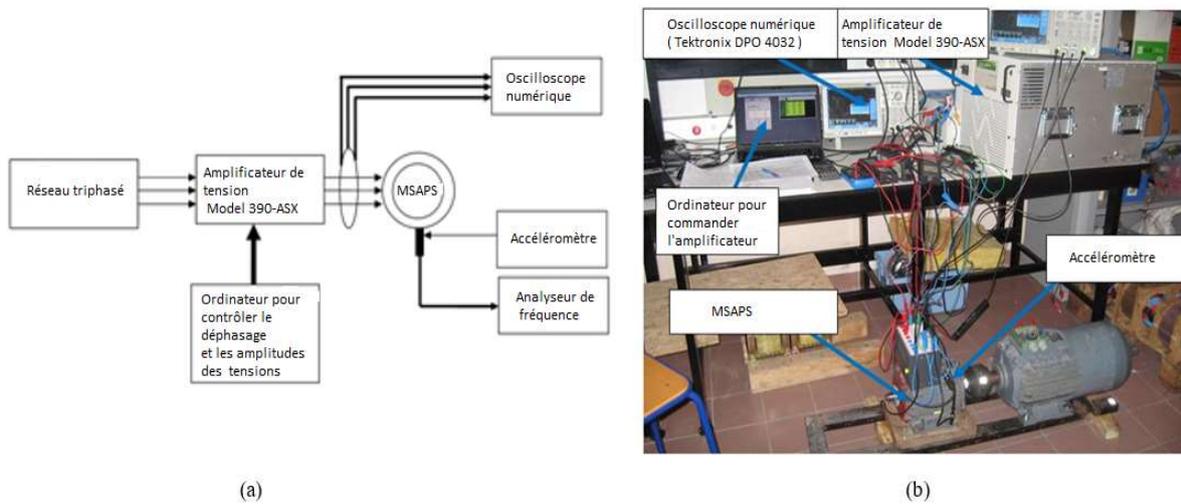
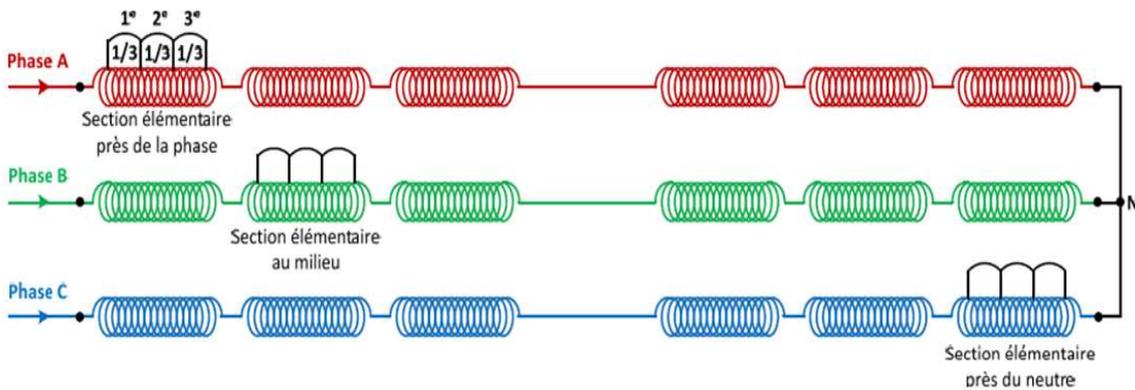
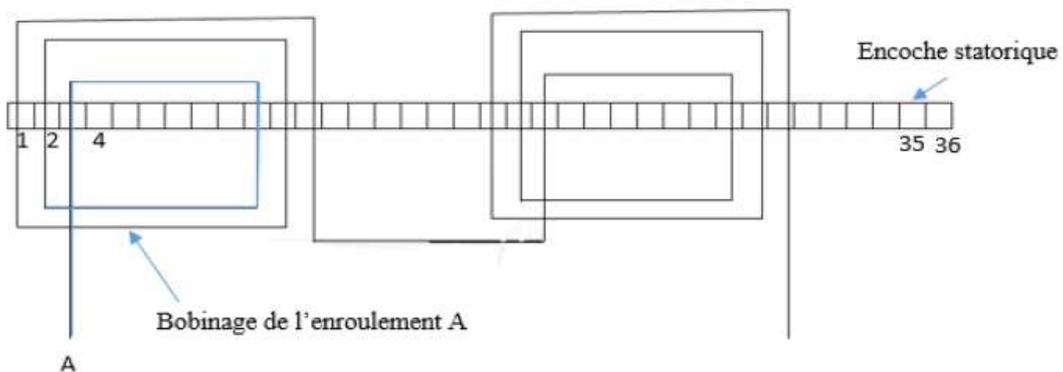


Figure 3.14: Banc de test expérimental (a) schéma bloc du banc (b) photo du banc

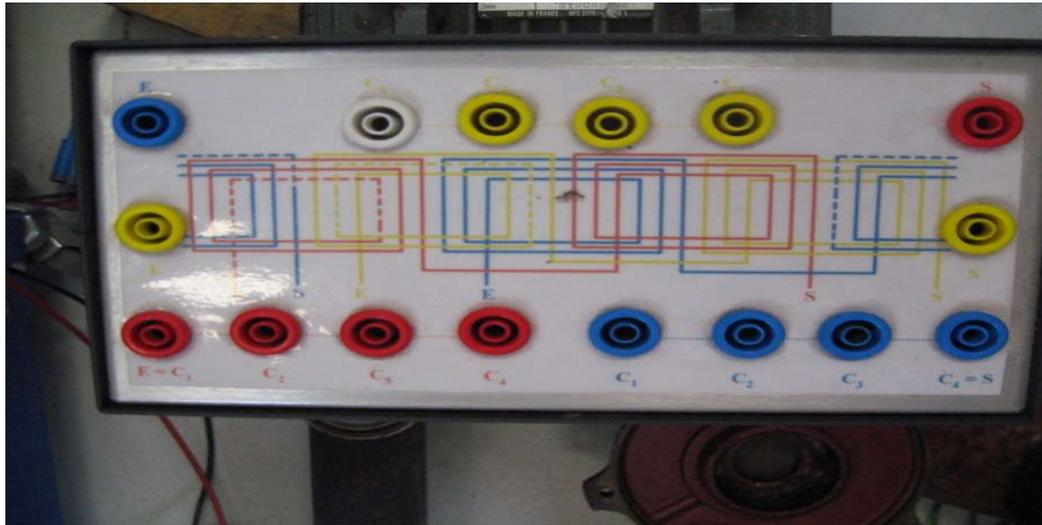
La MSAPS utilisée est identique à celle considérée dans l'étude théorique caractérisée par une puissance nominale de 4.4kW, 1500 tr/min, 2 paires de pôles et un bobinage concentrique avec 3 sections accessibles pour pouvoir générer des défauts de court-circuit entre spires ou manque de spires. Le bobinage avec les modifications apportées est présenté sur la Figure 3.15.



a)



b)



c)

Figure 3.15: Schéma du bobinage statorique de la MSAPS avec les accès extérieurs sur la boîte de connexion pour réaliser des défauts a) schéma du bobinage triphasé b) vue éclatée du bobinage concentrique avec 36 encoches c) photo de la boîte de connexion avec 3 points d'accès 1/3, 2/3 et 3/3 de la section.

La machine est alimentée par un amplificateur linéaire avec trois sorties indépendantes permettant d'ajuster à la fois l'angle de déphasage et l'amplitude de chaque phase. La commande est réalisée à l'aide d'un ordinateur qui commande l'amplificateur (Modèle 390-ASX-Pacific Power Source) et les valeurs sont mesurées par un oscilloscope numérique. L'analyse de l'évolution du couple n'est pas faite de façon directe mais à l'aide d'un accéléromètre qui mesure les vibrations tangentielles générées par la machine. L'accéléromètre délivre un signal de 0.01mV/mms^{-2} qui est traité par un analyseur de fréquence (Bruel&Kjaer3560). L'étude consiste à modifier l'alimentation de chaque phase afin de diminuer la vibration tangentielle à 100 Hz générée par le défaut. Le test est réalisé pour la MSAPS fonctionnant à vide avec une suppression de 2/3 spires d'une section élémentaire sur la phase A. Les valeurs expérimentales des courants, de la tension et de la vibration tangentielle sont présentées dans le Tableau 3.4. Pour l'étude, les quatre modes de fonctionnement considérés en simulation ont été testés :

- mode1** : machine saine alimentée par un système équilibré de courants et de tensions
- mode2** : machine en défaut alimentée par un système équilibré de tensions et par des courants d'amplitude différente (déséquilibrés)
- mode3** : machine en défaut alimentée par un système équilibré de courants
- mode4** : machine en défaut alimentée par un système déséquilibré des courants conduisant à une diminution de la vibration tangentielle à 100 Hz

Les formes d'onde des tensions pour chaque phase (V_a , V_b , V_c) et celles des courants multipliées par 50 ($50xI_a$, $50xI_b$, $50xI_c$) pour le *mode 1* de fonctionnement sont présentés sur la Figure 3.16a. Sur cette figure, on peut remarquer un système équilibré de tension et des courants qui conduit au spectre de vibrations tangentielles présenté sur la Figure 3.16b. La mesure avec le curseur donne pour l'harmonique de 100Hz une amplitude de 2.97mV. Cette valeur est inférieure à celle des harmoniques 25Hz et 50Hz. Cela s'expliquées par la présence d'une démagnétisation ou l'excentricité qui produisent des vibrations à une fréquence $f_{\text{demag}} = f_s (1 \pm \frac{k}{p})$

avec f_s la fréquence fondamentale, où p est le nombre des paires de pôles et k un nombre entier $k=1,2,3,\dots$ [Bar20, Ebr12, Urr13]

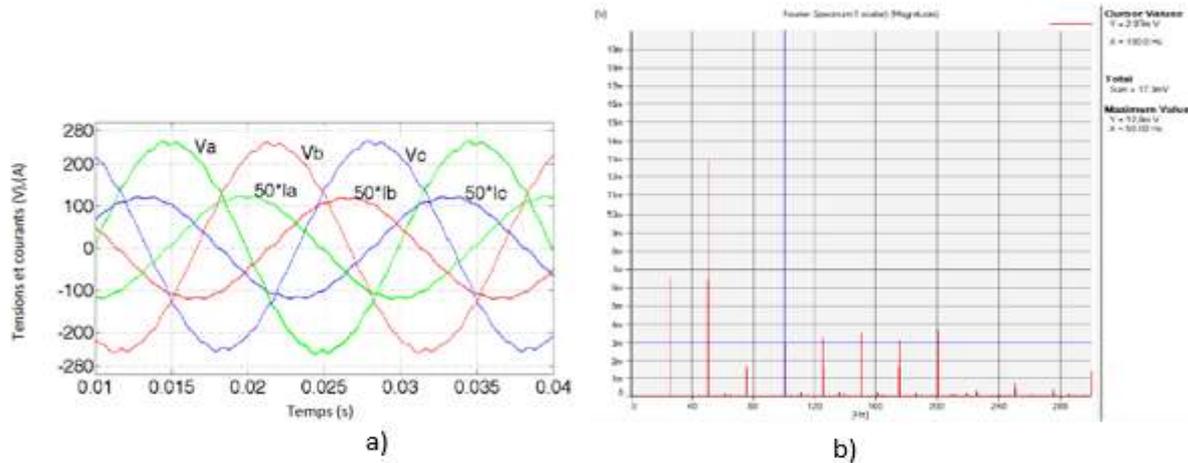


Figure 3.16: Formes d’ondes pour une machine saine (mode 1) a) tensions et courants équilibrés b) spectre des vibrations tangentielles avec 0.01mV/mms²et l’harmonique 100 Hz à 2.97mV

Pour le défaut de manque de spires, trois cas possibles ont été analysées :

Le premier cas présenté sur la Figure 3.17 correspond au *mode 2* de fonctionnement avec la MSAPS alimentée par trois tensions équilibrées conduisant à un système déséquilibré des courants.

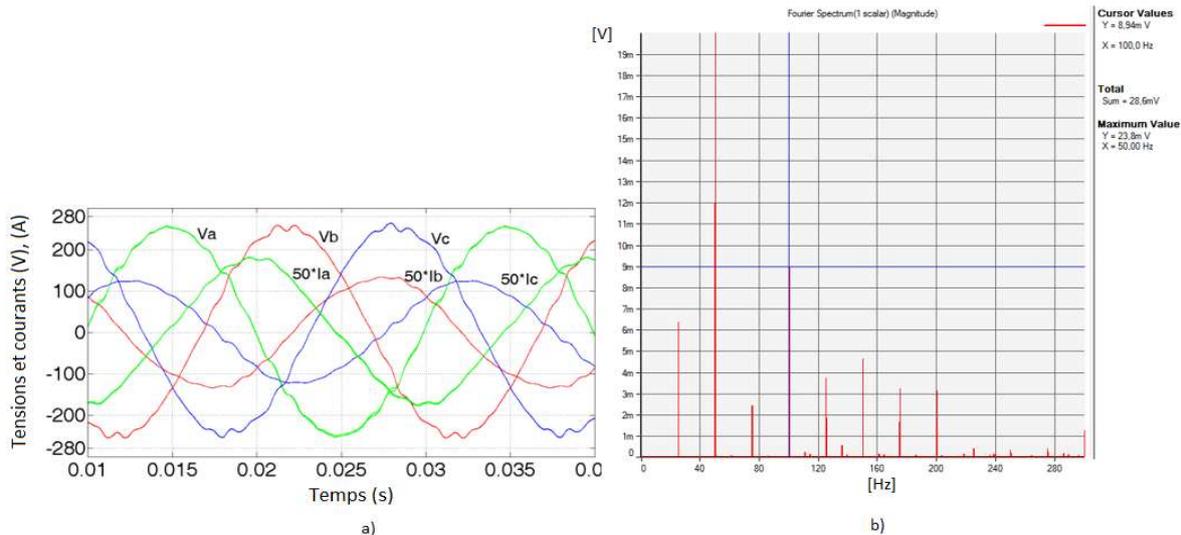


Figure 3.17: Formes d’ondes pour une machine en défaut (mode 2) a) tensions équilibrées et courants déséquilibrés b) spectre des vibrations tangentielles avec 0.01mV/mms²et l’harmonique 100 Hz à 8.94mV

Dans la Figure 3.17a il est possible d’observer que l’amplitude du courant dans la phase A est supérieure aux autres deux. La Figure 3.17b montre le spectre de vibrations tangentielles avec une augmentation pour l’harmonique de 100Hz à une amplitude de 8.94mV et pour l’harmonique de 50Hz à 23.8mV. L’augmentation de amplitude de l’harmonique de vibration à 100Hz est causée par le déséquilibre des courants qui donne naissance à une harmonique d’induction pour $h=-2$.

Le deuxième cas correspond au *mode 3* de fonctionnement avec la MSAPS alimentée par des courants équilibrés obtenus suite à une régulation de la tension sur chaque phase. Les formes d’ondes des courants, tensions ainsi que le spectre de la vibration tangentielle sont présentés

sur la Figure. 3.18a et 3.18b. Dans ce cas, l'équilibrage des courants conduit à une diminution de l'harmonique à 100Hz à une valeur 3.84mV.

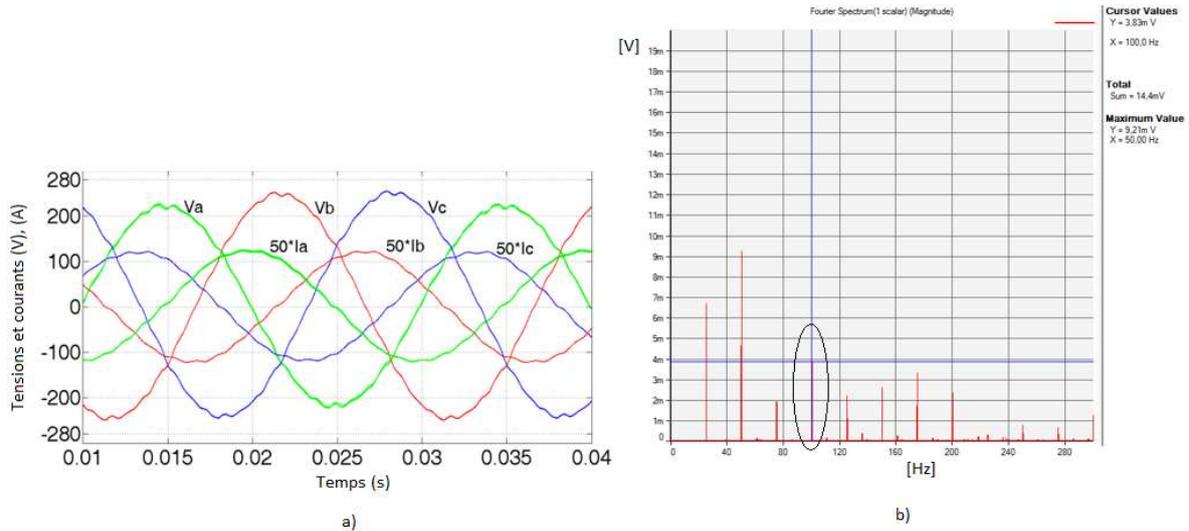


Figure 3.18: Formes d'ondes pour une machine en défaut (mode 3) a) courants équilibrés et tensions déséquilibrées b) spectre des vibrations tangentielle avec 0.01mV/mms⁻²et l'harmonique 100 Hz à 3.84mV

Le troisième cas correspond au *mode 4* de fonctionnement avec la MSAPS alimentée par un système de courants déséquilibrés et déphasés dans le but de diminuer les vibrations tangentielle. La Figure 3.19a montre un très faible déséquilibre d'amplitudes et les mesures (présentées dans le Tableau 3.4) permettent de mettre en évidence un déphasage plus important (248.66°) pour I_b. L'image du spectre des vibrations est présentée sur la Figure 3.19b, elle montre une diminution plus importante (3.19mV) de l'harmonique à 100Hz comparée au mode 3 (3.84mV).

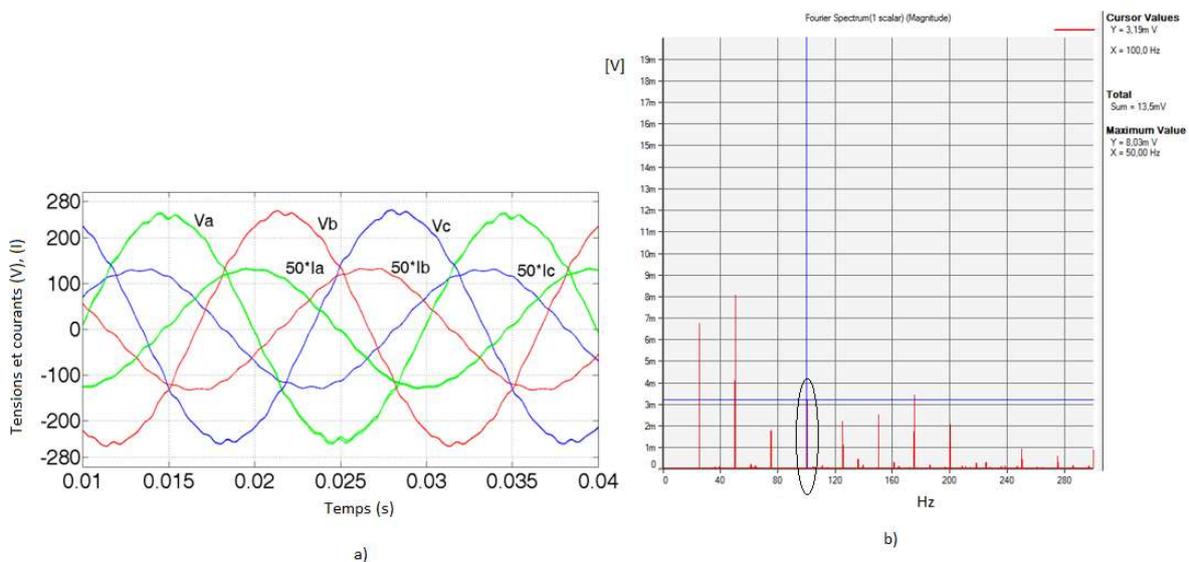


Figure 3.19: Formes d'ondes pour une machine en défaut (mode 4) a) courants faiblement déséquilibrés avec déphasage de I_b b) spectre des vibrations tangentielle avec 0.01mV/mms⁻²et l'harmonique 100 Hz à 3.19mV

Les différentes valeurs simulées et mesurées sont groupées dans le Tableau 3.4. Pour calculer le courant direct et inverse à partir des courants mesurés, on utilise (3.22) en prenant comme valeur pour les courants dans le cas sain $I_a, I_b, I_c = 1.7A$ rms. On remarque une similitude entre le résultat de simulations obtenu sur Matlab à partir des relations 3.31 et 3.36 qui donne $\left| \frac{I_d}{I_i} \right| \approx 27$

et le résultat expérimental $\left| \frac{I_d}{I_i} \right| \approx 21$ obtenu dans le mode 4 quand une composante inverse de

courant est injectée pour diminuer l'harmonique de couple de rang $h=-2$ correspondant à 100Hz. La précision d'identification des paramètres de la machine peut justifier en partie les faibles différences entre les valeurs de simulation et les valeurs expérimentales. Pour calculer le courant direct et inverse on utilise (3.22) pour les courants mesurés et (3.36) pour les valeurs simulées en considérant $I_d = 1.7A$.

Une présentation globale des différents résultats obtenus pour les 4 modes différents de fonctionnement est donnée dans le Tableau 3.4.

Tableau 3.4 Résultats de simulation et résultats expérimentaux pour une MSAPS en cas de défaut par manque de spires ou une machine saine pour une alimentation avec courants déséquilibrés (d) et courants équilibrés (eq). Evolution des harmoniques de vibrations pour une injection d'un courant inverse (inj)

Cas	Résultats expérimentaux				Résultats de simulation			
	Machine saine	Machine en défaut			Machine saine	Machine en défaut		
		d	eq	inj		d	eq	inj
Mode	1	2	3	4	1	2	3	4
Harmonique de couple à 100Hz [Nm]					0	1.2	0.5	0.0014
Amplitude des harmoniques de vibration à 50Hz [mv]	12.8	23.8	9.21	8.03				
Amplitude des harmoniques de vibration à 100Hz [mv]	2.97	8.94	3.83	3.19				
I_a [A]	1.69	2.43	1.7	1.86	1.7	2.43	1.7	1.76
I_b [A]	1.7	1.73	1.7	1.84	1.7	1.73	1.7	1.66
I_c [A]	1.71	1.89	1.7	1.84	1.7	1.89	1.7	1.66
φ_a Phase A	0^0	0^0	0^0	0^0	0^0	0^0	0^0	0^0
φ_b Phase B	240^0	240^0	241.21^0	248.66^0	240^0	240^0	240^0	239^0
φ_c Phase C	120^0	120^0	122.2^0	120.89^0	120^0	120^0	120^0	121^0
\bar{I}_d	1.70+	1.9460	1.699	1.839	1.7	1.946	1.7	1.7
$\bar{I}_d = \frac{1}{3}(\bar{I}_{ad} + a\bar{I}_{bd} + a^2\bar{I}_{cd})$	0.004i	+0.0044i	+0.034i	+0.101i		+0.0044i	+0i	+0i

$\bar{I}_i \bar{I}_i = \frac{1}{3}(\bar{I}_{ai} + a^2 \bar{I}_{bi} + a \bar{I}_{ci})$	0.0038 +0.0022i	0.2498 +0.002 2i	0.0126 +0.016i	-0.0732 +0.051i	0	0.249- 0.0022i	0	0.063
$\left \frac{\bar{I}_d}{\bar{I}_i} \right $	390.65	7.50	81.37	20.61		7.50		26.57

III.3.4 Détermination du courant d'alimentation pour une commande vectorielle

La modélisation par approche analytique de l'induction d'entrefer est intéressante pour la mise en évidence des harmoniques d'induction intervenant dans la production du couple électromagnétique et les moyens de compensation en cas de dissymétrie statorique. Cependant dans une application pratique pour la commande de la machine, il est intéressant de pouvoir intervenir sur des grandeurs facilement mesurables ou estimables comme les courants ou le flux d'où la nécessité de s'appuyer sur des modèles qui permettent un contrôle facile de la machine électrique. C'est le cas de l'outil « vecteur espace » qui utilise une approche basée sur des modèles électriques transformées à deux axes avec la particularité d'un changement facile du référentiel.

Un contrôle classique « scalaire » de la machine synchrone suppose un réglage de la tension ou du courant et de la fréquence, par conséquent le couple électromagnétique et le flux dans l'entrefer sont dépendants à la fois de la tension/courant et de la fréquence. Cette double dépendance réduit la sensibilité du contrôle de la machine en régime dynamique. La technique proposée par le « vecteur espace » consiste à séparer les effets du courant dans une composante produisant le couple électromagnétique et une autre produisant le champ magnétique. Cette séparation permet au système de contrôle de considérer la machine synchrone (ou asynchrone) comme une MCC compensée (réaction d'induit négligée) avec excitation indépendante pour laquelle le couple électromagnétique peut s'exprimer par :

$$C_e = k_e I_{ind} I_{ex} \quad (3.37)$$

avec k_e une constante, I_{ind} le courant dans l'induit et I_{ex} le courant d'excitation présent dans l'inducteur responsable du champ magnétique de la machine. Dans le cas d'une MCC, généralement le courant d'excitation I_{ex} est fixé et maintenu constant tandis que la régulation du couple se fait par l'action sur I_{ind} , les deux courants pouvant être considérées comme des vecteurs orthogonaux découplés. Par cette séparation des effets, il est possible d'améliorer la sensibilité du contrôle du couple électromagnétique en régime dynamique et permanent.

Cependant l'application du modèle mathématique du vecteur espace suppose que la machine soit saine et symétrique, avec une répartition spatiale sinusoïdale de la force magnétomotrice et une polarité égale à celle de la machine. Une adaptation du formalisme a donc été nécessaire pour l'application à la machine en défaut caractérisée par une dissymétrie du champ magnétique est des courants.

III 3.4.1 Adaptation du vecteur espace courant au cas de déséquilibre statorique

Pour l'étude de l'application du formalisme « vecteur espace » en cas de machine déséquilibrée il est considéré le cas de court-circuit entre les spires d'une phase statorique, le cas de manque de spires pouvant être considéré comme un cas particulier du modèle proposé. Le modèle de la phase en défaut est présenté sur la Figure 3.20, l'objectif étant d'exprimer le couple électromagnétique en fonction des vecteurs espace de courant et de flux.

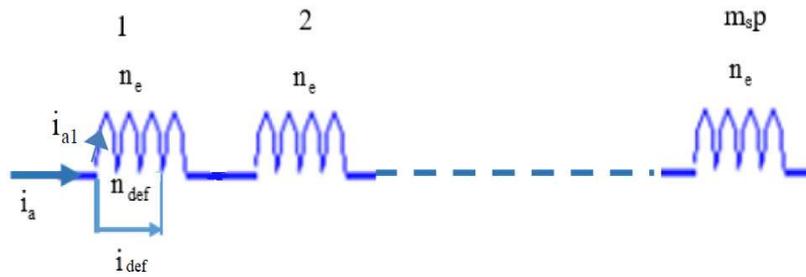


Figure 3.20: Schéma de bobinage avec présence de court-circuit sur la phase A

Le modèle considéré suppose la présence de $m_s p$ bobines par phase Avec p paires de pôles (m_s est le nombre de bobines par phase et par paire des pôles) connectées en série, chaque bobine avec n_e spires et chaque phase parcourue par les courants i_a, i_b ou i_c avec leur vecteur espace associé \vec{i}_s et la quantité conjuguée \vec{i}_s^* :

$$\begin{aligned} \vec{i}_s &= \frac{2}{3}(i_a + ai_b + a^2i_c) \\ \vec{i}_s^* &= \frac{2}{3}(i_a + a^2i_b + ai_c) \end{aligned} \tag{3.38}$$

où $a = e^{i\frac{2\pi}{3}}$. Compte tenu de (3.38) les trois courants peuvent s'écrire :

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{1}{2}(\vec{i}_s + \vec{i}_s^*) \\ i_b &= \frac{1}{2}(a^2\vec{i}_s + ai_s^*) \\ i_c &= \frac{1}{2}(ai_s + a^2\vec{i}_s^*) \end{aligned} \tag{3.39}$$

Pour le système direct, le vecteur espace associé peut s'écrire $\vec{i} = \sqrt{2}I e^{j\omega t}$. Dans ce modèle, le court-circuit est réalisé sur les n_{def} spires et le courant de défaut est i_{def} . Pour l'analyse, la bobine élémentaire en court-circuit est représentée par une bobine saine et une bobine avec n_{def} spires parcourues par un courant $-i_{def}$ (Figure 3.21) avec le même effet magnétique que la bobine défectueuse, permettant ainsi une isolation des effets magnétiques.

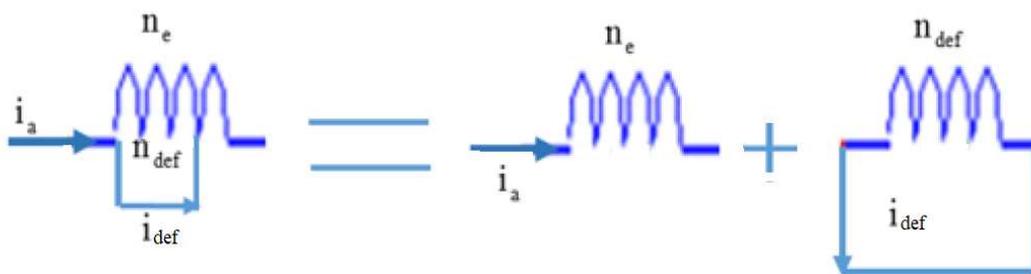


Figure 3.21: Modèle de la bobine élémentaire en défaut de court-circuit

Compte tenu de ce modèle, pour $i_{def} = \sqrt{2}I_{def} \cos(\omega t + \varphi_{def})$ la f.m.m totale de la machine en défaut peut s'exprimer :

$$\bar{\mathbf{E}}_{\text{def}}^{-s} = \sum_{j=1}^{N_s^t} \sum_{\substack{h=-\infty \\ j \neq j_1, j_2}}^{h=+\infty} \frac{n_c \mathbf{I}_j^s}{\sqrt{2}(\pi - \delta)h} \Gamma_h e^{i(\omega t - h\alpha + h\beta_j^s + \varphi_j)} + \sum_{j=j_1, j_2} \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{h=+\infty} \frac{(n_c - n_{\text{def}}) \mathbf{I}_j^s}{\sqrt{2}(\pi - \delta)h} \Gamma_h e^{i(\omega t - h\alpha + h\beta_j^s + \varphi_j)} + \sum_{j=j_1, j_2} \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{h=+\infty} \frac{n_{\text{def}} \mathbf{I}_{\text{cc}}^s}{\sqrt{2}(\pi - \delta)h} \Gamma_h e^{i(\omega t - h\alpha + h\beta_j^s + \varphi_{\text{cc}})} \quad (3.40)$$

En considérant la machine en défaut composée d'une machine saine et une bobine défectueuse la (3.40) peut s'écrire sous la forme :

$$\bar{\mathbf{E}}_{\text{def}}^{-s} = \sum_{j=1}^{N_s^t} \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{h=+\infty} \frac{n_c \mathbf{I}_j^s}{\sqrt{2}(\pi - \delta)h} \Gamma_h e^{i(\omega t - h\alpha + h\beta_j^s + \varphi_j)} + \sum_{j=j_1, j_2} \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{h=+\infty} \frac{n_{\text{def}}}{\sqrt{2}(\pi - \delta)h} \Gamma_h \left(\mathbf{I}_{\text{cc}} e^{i(\omega t - h\alpha + h\beta_j^s + \varphi_{\text{cc}})} - \mathbf{I}_j e^{i(\omega t - h\alpha + h\beta_j^s + \varphi_j)} \right) \quad (3.41)$$

et en notant $\bar{\mathbf{I}}_j^s = \bar{\mathbf{I}}_{\text{cc}} - \bar{\mathbf{I}}_{\text{def}}$ on obtient :

$$\bar{\mathbf{E}}_{\text{def}}^{-s} = \sum_{j=1}^{N_s^t} \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{h=+\infty} \frac{n_c \mathbf{I}_j^s}{\sqrt{2}(\pi - \delta)h} \Gamma_h e^{i(\omega t - h\alpha + h\beta_j^s + \varphi_j)} - \sum_{j=j_1, j_2} \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{h=+\infty} \frac{n_{\text{def}}}{\sqrt{2}(\pi - \delta)h} \Gamma_h \left(\mathbf{I}_{\text{def}} e^{i(\omega t - h\alpha + h\beta_j^s + \varphi_{\text{def}})} \right) \quad (3.42)$$

La f.m.m de la machine en court-circuit est donc le résultat de la composition donnée par la f.m.m créée par le courant statorique \mathbf{I}_j^s et le courant $-\mathbf{I}_{\text{def}}$. Le cas du manque de spires résulte de ce cas en considérant (3.39):

$$\mathbf{i}_{\text{def}} = \mathbf{i}_a = \frac{(\bar{\mathbf{i}}_s + \bar{\mathbf{i}}_s^*)}{2}. \quad (3.43)$$

III 3.4.2 Vecteur espace du courant équivalent

Il a été montré de façon analytique dans [Bah17] que, en prenant en compte uniquement la composante à p paires de pôles de la f.m.m., l'effet magnétique généré par le courant de court-circuit entre les spires d'une phase est équivalent à celui créé par une phase complète parcourue par un courant \mathbf{i}'_{def} défini par :

$$\mathbf{i}'_{\text{def}} = -\mathbf{i}_{\text{def}} \frac{n_{\text{def}}}{3p m_s n_c} = -\frac{n_{\text{def}}}{3p m_s n_c Z_p} \sqrt{2} \mathbf{I}_{\text{def}} \cos(\omega t + \varphi_{\text{def}}) \quad (3.44)$$

avec $3p m_s n_c$ la totalité des spires de la machine et Z_p le coefficient de bobinage relatif à l'harmonique de rang p donné par :

$$Z_p = \frac{6p \sin\left(\frac{\pi}{6}\right)}{N_s^t \sin\left(\frac{p\pi}{N_s^t}\right)} \quad (3.45)$$

Ce modèle de machine, qui suppose les trois phases saines (alimentées par i_a , i_b et i_c) associées à n_{def} spires défectueuses (parcourues par un courant \mathbf{i}'_{def}), peut être utilisé pour appliquer le calcul vectoriel. Pour cela on suppose que le défaut concerne seulement la Phase A modélisée par un bobinage sain parcouru par un courant \mathbf{i}'_{def} et les bobinages B et C par des courants nuls $i_b, i_c = 0$.

Selon (3.38), (3.44) et compte tenu que $\cos(\omega t + \varphi_{\text{def}}) = \frac{e^{i(\omega t + \varphi_{\text{def}})} + e^{-i(\omega t + \varphi_{\text{def}})}}{2}$ le vecteur espace $\bar{\mathbf{i}}'_{\text{def}}$ se définit alors par :

$$\bar{\mathbf{i}}'_{\text{def}} = \frac{2}{3} \mathbf{i}'_{\text{def}} = \frac{n_{\text{def}}}{3p m_s n_c Z_p} \mathbf{I}_{\text{def}} \left(e^{i(\omega t + \varphi_{\text{def}})} + e^{-i(\omega t + \varphi_{\text{def}})} \right) \quad (3.46)$$

Le vecteur espace du courant équivalent est alors le résultat de deux composantes d'amplitude identique, une directe et une inverse $\vec{i}'_{\text{def}} = \vec{i}'_{\text{def}_d} + \vec{i}'_{\text{def}_i}$ avec:

$$\begin{aligned}\vec{i}'_{\text{def}_d} &= \frac{n_{\text{def}}}{3p m_s n_c Z_p} I_{\text{def}} e^{i(\omega t + \phi_{\text{def}})} \\ \vec{i}'_{\text{def}_i} &= \frac{n_{\text{def}}}{3p m_s n_c Z_p} I_{\text{def}} e^{-i(\omega t + \phi_{\text{def}})}\end{aligned}\quad (3.47)$$

Par conséquent, comme on le voit sur le schéma de la Figure 3.22, l'étude du défaut revient à considérer la machine saine alimentée par la somme de deux vecteurs espaces de courant associés $\vec{i}_s + \vec{i}'_{\text{def}}$, un donné par (3.38) correspondant aux trois courants en ligne et l'autre donné par (3.46) correspondant au courant de défaut.

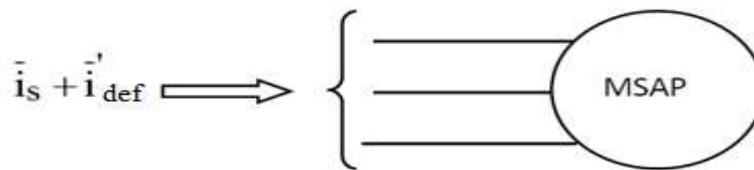


Figure 3.22: Modélisation du défaut de court-circuit : MSAP saine alimentée par association de deux vecteurs espace de courants

III.3.5 Détermination du couple électromagnétique

Dans le cas général, le couple électromagnétique développé par la MSAPS est défini par le produit vectoriel du vecteur flux statorique $\vec{\Psi}_s$ et vecteur espace courant statorique \vec{i}_s :

$$C = \frac{3}{2} p (\vec{i}_s \wedge \vec{\Psi}_s) = \frac{3}{2} p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (3.48)$$

avec i_d, i_q respectivement ψ_d, ψ_q les composantes directe et en quadrature du \vec{i}_s et $\vec{\Psi}_s$ définies dans le référentiel statorique. La mise en quadrature du courant et du flux permet de maximiser le couple, cependant, cette affirmation est validée que pour une machine saine, car en présence de défaut, cette procédure n'est plus vérifiée [Gren97].

III 3.5.1 Calcul du flux statorique

En considérant le système d'axes orthogonal qui tourne dans le plan complexe à la vitesse de rotation ω égale à celle du champ statorique, le lien entre la composante réelle et imaginaire du vecteur espace et les composantes directe et inverse du flux statorique s'exprime par :

$$\vec{\Psi}_s = \Psi_d e^{i(\omega t + \phi_{\psi d})} + \Psi_i e^{i(-\omega t + \phi_{\psi i})} \quad (3.49)$$

Pour une MSAPS $\vec{\Psi}_s$ est obtenu à partir du flux généré par le stator et par les aimants avec :

$$\vec{\Psi}_s = L_s \vec{i}_s + \vec{\Psi}_r, \quad (3.50)$$

où L_s est l'inductance propre statorique. Dans un système d'axes orthogonal d-q, les composantes selon chaque axe sont données par :

$$\begin{aligned}\Psi_{sd} &= \Psi_d \cos(\omega t + \phi_{\psi d}) + \Psi_i \cos(-\omega t + \phi_{\psi i}) \\ \Psi_{sq} &= \Psi_d \sin(\omega t + \phi_{\psi d}) + \Psi_i \sin(-\omega t + \phi_{\psi i})\end{aligned}\quad (3.51)$$

III 3.5.2 Couple en cas de court-circuit

En cas de défaut de court-circuit, il faut ajouter le vecteur courant de défaut donné par (3.46).

$$C = \frac{3}{2} p \left(\vec{i}_s + \vec{i}_{\text{def}} \right) \wedge \overline{\Psi}_s = \left(\vec{i}_s + \vec{i}_{\text{def}_d} + \vec{i}_{\text{def}_i} \right) \wedge \overline{\Psi}_s \quad (3.52)$$

Cela conduit à une expression du couple caractérisée par la somme de trois termes :

$$C = C_0 + C_n + C_p \quad (3.53)$$

$$C = \frac{3}{2} p (\vec{i}_s \wedge \overline{\Psi}_s) + \frac{3}{2} p (\vec{i}_{\text{def}_d} \wedge \overline{\Psi}_s) + \frac{3}{2} p (\vec{i}_{\text{def}_i} \wedge \overline{\Psi}_s)$$

où C_0 est le couple moyen produit par les courants en ligne i_a, i_b, i_c , C_n le couple moyen négatif produit par la composante directe du courant de défaut et C_p le couple pulsatoire produit par la composante inverse du courant de défaut.

$$C_0 = \frac{3}{2} p (\vec{i}_s \wedge \overline{\Psi}_s)$$

$$C_n = \frac{3}{2} p (\vec{i}_{\text{def}_d} \wedge \overline{\Psi}_s) \quad (3.54)$$

$$C_p = \frac{3}{2} p (\vec{i}_{\text{def}_i} \wedge \overline{\Psi}_s)$$

Etant donné que \vec{i}_{def_i} et $\overline{\Psi}_s$ tournent en sens inverse, le couple pulsatoire évolue avec une fréquence double de celle des courants d'alimentation.

III 3.5.3 Couple en cas de manque de spires

En cas de défaut de manque de spires caractérisé par $i_{\text{def}} = i_a$ (3.43) et compte tenu de (3.46) le courant de défaut peut s'exprimer sous la forme :

$$\vec{i}_{\text{def}} = -\frac{n_{\text{def}}}{3p m_s n_c Z_p} (\vec{i}_s + \vec{i}_s^*) \quad (3.55)$$

avec les trois termes du couple donnés par :

$$C_0 = \frac{3}{2} p (\vec{i}_s \wedge \overline{\Psi}_s)$$

$$C_n = -\frac{3}{2} p \frac{n_{\text{def}}}{3p m_s n_c Z_p} (\vec{i}_s \wedge \overline{\Psi}_s) = -\frac{n_{\text{def}}}{3p m_s n_c Z_p} C_0 \quad (3.56)$$

$$C_p = -\frac{3p}{2} \frac{n_{\text{def}}}{3p m_s n_c Z_p} (\vec{i}_s \wedge \overline{\Psi}_s^*)$$

avec \vec{i}_s et \vec{i}_s^* exprimés par (3.38). Pour une MSAPS $\overline{\Psi}_s$ est obtenu à partir du flux généré par le stator et par les aimants $\overline{\Psi}_s = L_s \vec{i}_s + \overline{\Psi}_r$, où L_s est l'inductance propre statorique. Il est également possible d'exprimer le couple à partir des flux rotoriques $\Psi_a^r, \Psi_b^r, \Psi_c^r$ embrassées par les bobines statoriques et le vecteur espace du courant statorique avec une prise en compte du flux manquant à cause du défaut. Le calcul du couple s'écrit alors sur la forme :

$$C = \frac{3}{2} p (\vec{i}_s \wedge \overline{\Psi}_r)$$

$$\overline{\Psi}_r = \frac{2}{3} (\Psi_a^r + a \Psi_b^r + a^2 \Psi_c^r) - \frac{2}{3} \Psi_a^r \frac{n_{\text{def}}}{p n_s} \quad (3.57)$$

$$C = \frac{3p}{2} \vec{i}_s \wedge \left(\overline{\Psi}_r - \frac{n_{\text{def}}}{3p n_s} (\overline{\Psi}_r + \overline{\Psi}_r^*) \right)$$

avec $n_s = m_s n_c$, $\bar{\Psi}_r = \frac{2}{3}(\Psi_a^r + a\Psi_b^r + a^2\Psi_c^r)$ et $\bar{\Psi}_r^* = \frac{2}{3}(\Psi_a^r + a^2\Psi_b^r + a\Psi_c^r)$. On retrouve les trois termes du couple définis dans (3.56) :

$$\begin{aligned} C_0 &= \frac{3}{2}p(\bar{i}_s \wedge \bar{\Psi}_r) \\ C_n &= -\frac{3}{2}p\frac{n_{\text{def}}}{3pn_s}(\bar{i}_s \wedge \bar{\Psi}_r) \\ C_p &= -\frac{3}{2}p\frac{n_{\text{def}}}{3pn_s}(\bar{i}_s^* \wedge \bar{\Psi}_r^*) \end{aligned} \quad (3.58)$$

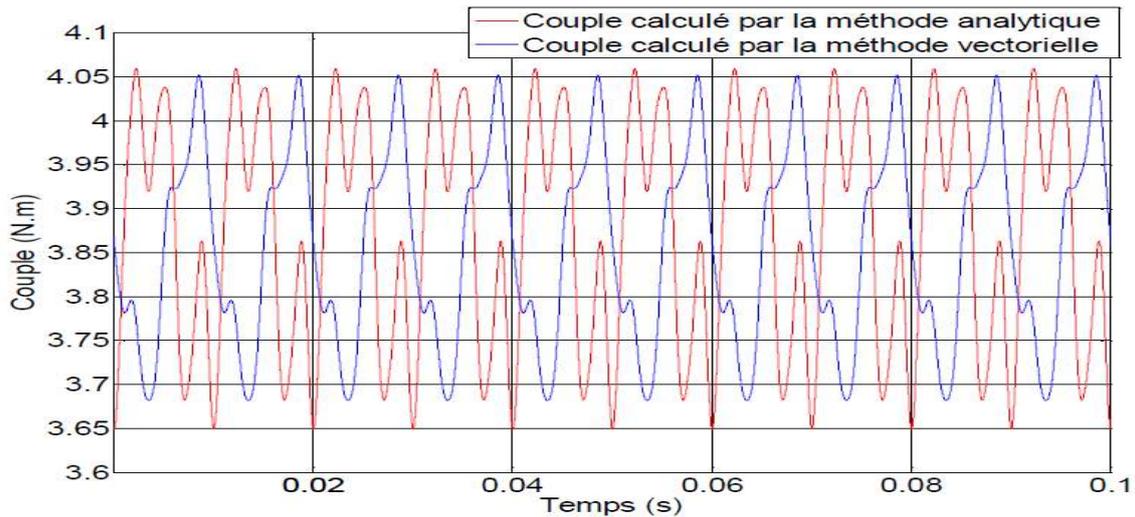


Figure 3.23: Variation du couple électromagnétique calculé par la méthode analytique et par la méthode vectorielle.

La variation du couple électromagnétique en cas d'un manque de 2/3 de spires d'une section élémentaire sur la phase A est présentée sur la Figure 3.23. Cette variation est calculée par la méthode analytique (3.14) en prenant en compte dans l'expression de la force magnétomotrice (3.2) l'absence de 24 spires et par la méthode vectorielle (3.58). On remarque des formes d'ondes avec une valeur moyenne presque identique obtenue par les deux méthodes, excepté une différence de signe. Cependant l'utilisation de la méthode vectorielle est préférable car elle est plus facile à implémenter et ne fait pas appel aux paramètres de la machine.

III 3.5.4 Couple moyen en présence du vecteur courant inverse

Comme cela a déjà été annoncé, la compensation des ondulations du couple créées par un déséquilibre magnétique, est basée sur l'injection dans l'alimentation de la machine des courants inverses capables de produire l'effet magnétique inverse à celui créé par le défaut.

Cette injection se fait dans l'hypothèse que le courant inverse \bar{i}_i alimente uniquement la machine saine sans traverser la résistance externe r_f utilisée pour la limitation du courant de court-circuit. L'ajout d'un courant inverse au courant direct \bar{i}_d d'alimentation conduit à créer un nouveau couple pulsatoire qui s'ajoute au couple initial. Ce nouveau couple permet alors d'éliminer les ondulations dues à l'harmonique au double de la fréquence d'alimentation, créée en cas de défaut, par l'harmonique d'espace d'induction statorique. L'expression du couple moyen créé par les deux courants peut alors s'écrire :

$$C_0 = \frac{3}{2}p(\bar{i}_s \wedge \bar{\Psi}_s) = \frac{3}{2}p[(\bar{i}_d + \bar{i}_i) \wedge \bar{\Psi}_s] \quad (3.59)$$

Pour que le nouveau couple pulsatoire soit en opposition avec celui créé par le défaut, il faut que $\bar{i}_i = -\bar{i}'_{def}$. Compte tenu de (3.47) en cas de court-circuit, le vecteur courant inverse s'exprime :

$$\bar{i}_i = \frac{n_{def}}{3p m_s n_c Z_p} I_{def} e^{-i(\omega t + \phi_{def})} \quad (3.60)$$

et pour un manque de spires

$$\bar{i}_i = \frac{n_{def}}{3p m_s n_c Z_p} \bar{i}_s^* \quad (3.61)$$

L'ajout d'une composante inverse \bar{i}_i au courant d'alimentation permet de diminuer les ondulations de couple créées par le défaut mais elle ne compense pas la perte du couple moyen, dû au défaut. La correction est possible en intégrant la machine dans une boucle de régulation de la vitesse où, pour atteindre à la référence, on augmente de façon automatique la valeur de la composante directe \bar{i}_d du courant d'alimentation. Cependant, selon (3.48) et (3.54) le couple électromagnétique est le résultat d'un produit vectoriel entre le vecteur espace du flux $\bar{\Psi}_s$ et celui du courant \bar{i}_s avec un résultat maximal si les deux vecteurs sont en quadrature. Dans un système d'axes orthogonal d-q avec le produit donné par $(\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd})$ cela se traduit par le fait de forcer Ψ_{sd} et i_{sq} vers une valeur maximale et imposer $\Psi_{sd} i_{sq} = -\Psi_{sq} i_{sd}$. Les composantes i_{sd} et i_{sq} représentent les parties réelles et imaginaires de \bar{i}_s et Ψ_{sd}, Ψ_{sq} les composantes directes et en quadrature du vecteur espace $\bar{\Psi}_s$ dans le référentiel statorique.

III.4 La commande de la MSAPS

Pour l'application de la commande en vitesse variable, la modélisation des machines alternatives peut se faire par des modèles a,b,c qui reposent sur les équations différentielles de la machine ou par des modèles issus de la transformation de Park utilisés dans la commande vectorielle.

Dans la littérature, plusieurs approches de la commande de la MSAP avec ou sans capteur mécanique sont proposées [Bou04, Lab10] et en pratique il est intéressant de pouvoir appréhender le comportement d'une MSAP en présence de défaillances statoriques et détecter un défaut en utilisant un modèle flexible ou des estimations [Abd1-05, Abd2-05, Kho08]. L'approche présentée dans III.2 et III.3 permet de créer pour la MSAP un modèle flexible capable de prendre en compte les deux défauts mais il peut s'appliquer seulement lorsque les courants sont connus et imposés. Or, dans le cas où la machine est commandée en tension même en présence d'un contrôle du courant, cette approche n'est pas adaptée car le courant de défaut n'est pas connu. Il est donc nécessaire pour une modélisation dynamique de la MSAPS de considérer séparément le cas de manque de spires et de court-circuit en prenant en compte les paramètres électriques et mécaniques (le moment d'inertie, le frottement visqueux, les résistances et inductances, le flux d'excitation des aimants) spécifiques à chaque cas.

La modélisation de la machine synchrone associée à un onduleur triphasé nous permet d'appliquer la commande proposée (avec ou sans injection d'un courant inverse) et de déterminer les différents paramètres. Cependant son modèle est bien plus complexe que celui d'une machine à courant continu et son degré de complexité dépend des hypothèses simplificatrices considérées. Pour le modèle considéré, les hypothèses simplificatrices retenues sont :

- 1) l'hystérésis et l'effet de peau dans les parties magnétiques sont négligeables;
- 2) le circuit magnétique est supposé feuilleté
- 3) le circuit magnétique est supposé non saturé
- 4) les grandeurs sont alternatives, à fréquence fixe ou variable;
- 5) le système est non linéaire

La commande appliquée à la MSAPS est une commande scalaire basée sur le modèle abc. Elle a été choisie pour sa simplicité à prendre en compte les deux types de défaut (manque de spires et court-circuit entre spires) et quantifier l'impact de chaque défaut sur l'ondulation du couple.

III.4.1 Modélisation de la MSAPS pour une étude en régime dynamique

Le principe de fonctionnement de la MS suppose l'existence d'un champ magnétique rotatif produit de façon mécanique dans le rotor et d'un champ magnétique rotatif produit de façon électrique dans le stator qui se trouvent au synchronisme en régime permanent. La structure de la MSAPS ressemble à celle d'une machine asynchrone où le schéma peut être représenté par trois enroulements a, b et c au stator avec des aimants permanents au rotor. D'une façon générale, un modèle dynamique triphasé d'une machine synchrone qui ne prend pas en compte les pertes fer et la saturation, peut être représenté par le schéma électrique donné sur la Figure 3.24 [Moh05].

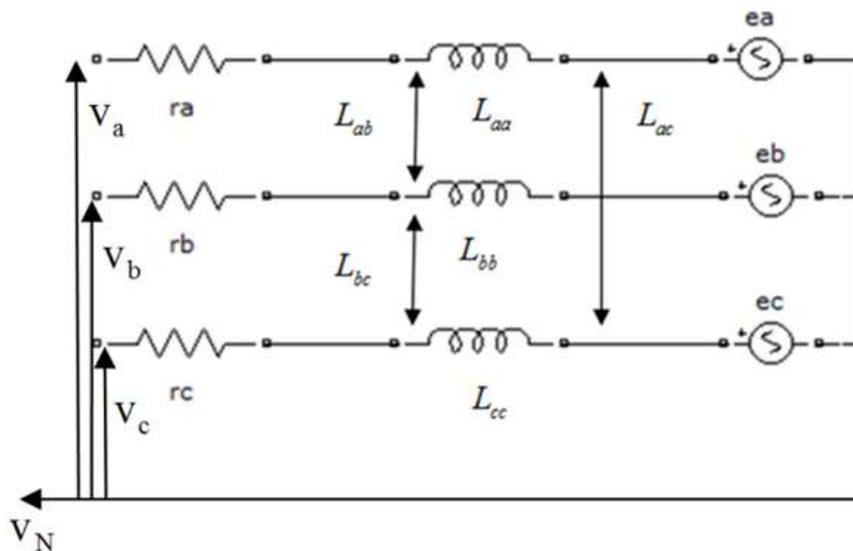


Figure 3.24: Modèle électrique d'une MSAPS saine

Ce modèle est composé des inductances propres et mutuelles mesurées selon la méthode proposée dans [Rom94] des résistances déterminées par la méthode voltampèremétrique et des forces électromotrices relevées en mode alternateur. Pour ce modèle, les équations électriques s'écrivent sous la forme :

$$[\mathbf{V}_s] = [\mathbf{r}_s][\mathbf{i}_s] + \frac{d}{dt}[\boldsymbol{\psi}_s] \quad (3.62)$$

$$[\boldsymbol{\psi}_s] = [\mathbf{L}_{ss}][\mathbf{i}_s] + [\boldsymbol{\psi}_{sf}] \quad (3.63)$$

ou $[\mathbf{V}_s]$ est le vecteur de la tension d'alimentation simple, $[\mathbf{r}_s]$ la matrice de la résistance du stator, $[\mathbf{i}_s]$ le vecteur courant statorique, $[\boldsymbol{\psi}_s]$ le vecteur flux de couplage statorique et $[\boldsymbol{\psi}_{sf}]$ le vecteur de projection du flux de l'aimant permanent sur les trois phases a,b,c. et $[\mathbf{L}_{ss}]$ la matrice

des inductances statoriques. Le schéma simplifié du bobinage statorique utilisé dans l'étude avec une prise en compte d'un manque de spires est présenté sur la Figure 3. 25.

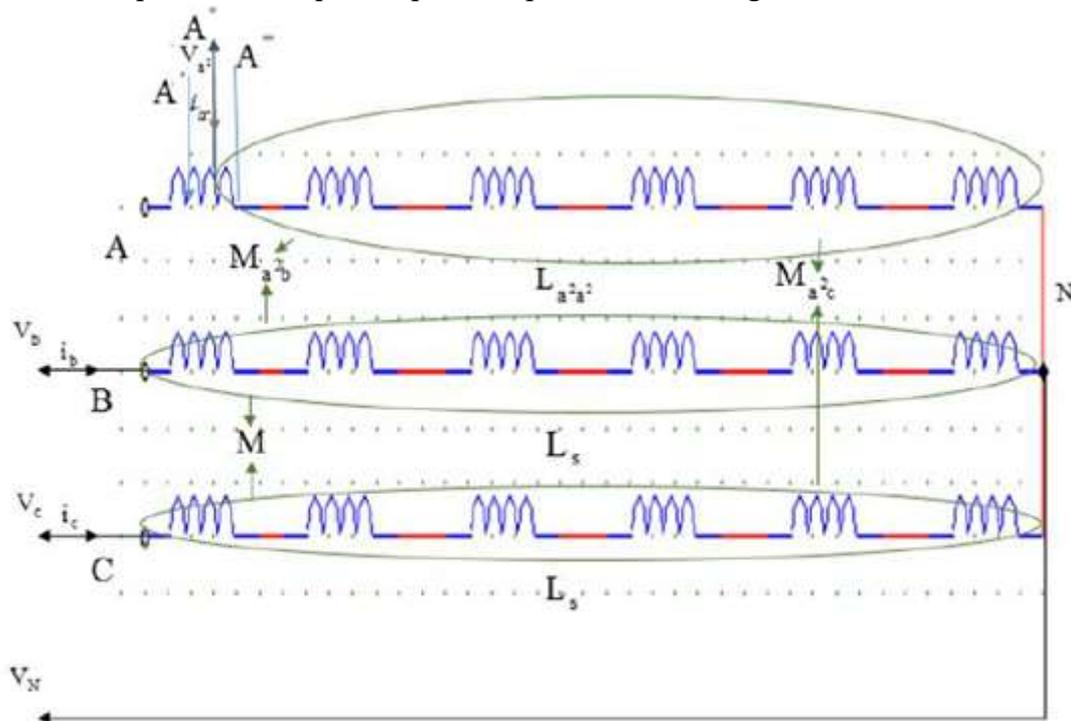


Figure 3.25: Schéma statorique du MSAPS dans le cas de manque de spires

Pour ce schéma les notations suivantes ont été utilisées:

- L_s : inductance propre.
- M : inductance mutuelle.
- $L_{a^1a^1}$: inductance propre du bobinage en défaut a^1 .
- $L_{a^2a^2}$: inductance propre du bobinage en défaut a^2
- $M_{a^1a^2}$: inductance mutuelle entre les bobinages a^1 et a^2
- M_{a^2b} : inductance mutuelle entre les bobinages a^2 et b.
- M_{a^2c} : inductance mutuelle entre les bobinages a^2 et c.
- M_{a^1b} : inductance mutuelle entre les bobinages a^1 et b.
- M_{a^1c} : inductance mutuelle entre les bobinages a^1 et c.
- r_f : résistance du défaut.
- i_f : courant du défaut
- V_{a^1} : tension de la Phase A.
- V_{a^2} : tension aux bornes du bobinage a^2
- V_b : tension de la phase B.
- V_c : tension de la phase C.
- V_N : tension du point du neutre N.

Dans ce schéma, chaque phase est composée de six sections élémentaires et la première section élémentaire de la phase A permet l'accès à trois point A' , A'' , A''' correspondant à $1/3$ et à $2/3$, de spires de la section élémentaire. Le défaut de manque de spires est réalisé par l'alimentation

de la phase A dans un des trois points et pour le défaut de court-circuit, on relie le pont A avec un des trois points A', A'', A''' par l'intermédiaire d'une résistance r_f afin de limiter le courant de court-circuit et protéger le bobinage de la machine. Pour les applications numériques, les courants qui alimentent les enroulements statoriques sont supposés sinusoïdaux et les phases statoriques seront indiquées par a,b,c.

III 4.2. Modélisation d'une MSAPS en cas de manque de spires

III 4.2.1 Equations électriques d'une machine synchrone à aimants

Compte tenu du modèle proposé sur la Figure 3.23a pour le défaut de manque de spires, les équations électriques régissant le fonctionnement de la machine synchrone sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_{a^2bcN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{a^2bc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{a^2bc} \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{a^2bc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a^2bc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{ra^2bc} \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

où l'exposant 2 est attribué aux paramètres du bobinage restant de la Phase A après l'alimentation dans le point de connexion A'. Dans ces relations on définit $\begin{bmatrix} V_{a^2bcN} \end{bmatrix}$ le vecteur des tensions simples statoriques, $\begin{bmatrix} r_{a^2bc} \end{bmatrix}$ la matrice des résistances statoriques, $\begin{bmatrix} i_{abc} \end{bmatrix}$ le vecteur des courants statoriques, $\begin{bmatrix} \Psi_{a^2bc} \end{bmatrix}$ le vecteur des flux statoriques totaux, $\begin{bmatrix} L_{a^2bc} \end{bmatrix}$ la matrice des inductances statoriques, $\begin{bmatrix} \Psi_{ra^2bc} \end{bmatrix}$ le vecteur des flux rotoriques et $\begin{bmatrix} e_{abc} \end{bmatrix}$ le vecteur des forces électromotrices . Ces paramètres s'expriment par :

$$\begin{bmatrix} V_{a^2bcN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{a^2} - V_N \\ V_b - V_N \\ V_c - V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{a^2N} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} r_{a^2bc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{a^2} & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \text{ avec } i_a + i_b + i_c = 0 \text{ si le point neutre}$$

est isolé et :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{a^2bc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_{a^2} \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} L_{a^2bc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a^2a^2} & M_{a^2b} & M_{a^2c} \\ M_{ba^2} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca^2} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \Psi_{ra^2bc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_{ra^2} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} e_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

Les expressions du flux statorique obtenu suite au couplage s'exprime par :

$$\begin{aligned} \Psi_{a^2} &= L_{a^2a^2} i_a + M_{a^2b} i_b + M_{a^2c} i_c + \Psi_{ra^2} \\ \Psi_b &= M_{ba^2} i_a + L_{bb} i_b + M_{bc} i_c + \Psi_{rb} \\ \Psi_c &= M_{ca^2} i_a + M_{cb} i_b + L_{cc} i_c + \Psi_{rc} \end{aligned} \quad (3.66)$$

En supposant le point neutre isolé et donc $i_c = -i_a - i_b$ il est possible d'exprimer le flux dans chaque enroulement par rapport aux deux courants a et b :

$$\begin{aligned} \Psi_a &= (L_{a^2a^2} - M_{a^2c}) i_a + (M_{a^2b} - M_{a^2c}) i_b + \Psi_{ra^2} \\ \Psi_b &= (M_{ba^2} - M_{bc}) i_a + (L_{bb} + M_{bc}) i_b + \Psi_{rb} \\ \Psi_c &= (M_{ca^2} - L_{cc}) i_a + (M_{cb} - L_{cc}) i_b + \Psi_{rc} \end{aligned} \quad (3.67)$$

Compte tenu que le point neutre est isolé en cas de défaut, son potentiel peut varier et il est donc plus adéquat d'exprimer les équations précédentes sans prendre en compte V_N . Dans ce cas, il sera utilisé pour la modélisation de la machine les équations électriques suivantes :

$$\begin{aligned}
\frac{d\psi_{a^2b}}{dt} &= \frac{d\psi_{a^2}}{dt} - \frac{d\psi_b}{dt} = V_{a^2b} - r_a i_a + r_b i_b \\
\frac{d\psi_{a^2c}}{dt} &= \frac{d\psi_{a^2}}{dt} - \frac{d\psi_c}{dt} = V_{a^2c} - (r_{a^2} + r_c) i_a - r_c i_b \\
i_a &= \frac{\psi_{a^2} - \psi_b - (M_{a^2b} - M_{a^2c} - L_{bb} + M_{bc}) i_b - \psi_{ra^2} + \psi_{rb}}{(L_{a^2a^2} - M_{a^2c} - M_{ba^2} + M_{bc})} \\
i_b &= \frac{\psi_{a^2} - \psi_c - (L_{a^2a^2} - M_{a^2c} - M_{ba^2} + L_{cc}) i_a - \psi_{ra^2} + \psi_{rc}}{(M_{a^2b} - M_{a^2c} - M_{cb} + L_{cc})} \\
i_c &= -i_a - i_b
\end{aligned} \tag{3.68}$$

L'analyse des équations (3.67) montre une non-linéarité du modèle de la MSAPS due au couplage entre les grandeurs statoriques et rotoriques.

III 4.2.2 Couple électromagnétique de la MSAPS

Pour la modélisation du couple électromagnétique délivré par la machine dans le modèle dynamique, il a été utilisé le produit vectoriel donné par (3.48) et (3.38). Pour rappel :

$$\begin{aligned}
C &= \frac{3}{2} p (\vec{i}_s \wedge \vec{\Psi}_s) \\
\text{et } \vec{i}_s &= \frac{2}{3} (i_a + a i_b + a^2 i_c) \text{ avec } a = e^{i \frac{2\pi}{3}}. \text{ Le vecteur espace du flux s'exprime par :} \\
\vec{\Psi}_s &= \frac{2}{3} (\psi_a + a \psi_b + a^2 \psi_c)
\end{aligned} \tag{3.69}$$

Compte tenu que $1 = -a - a^2$, le vecteur flux peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\vec{\Psi}_s = \frac{2}{3} [-a(\psi_{a^2} - \psi_b) - a^2(\psi_{a^2} - \psi_c)] \tag{3.70}$$

Cette représentation facilite l'implémentation numérique en considérant les relations du flux obtenues à partir de (3.68) par intégration.

III 4.2.3 Equation mécanique

Le couple électromagnétique fourni par la machine se répartit entre le couple transmis à la charge et le couple nécessaire pour compenser les frottements et assurer l'accélération du moteur. En négligeant le frottement sec, l'équation mécanique qui décrit le mouvement circulaire du rotor en prenant en compte la 2^{ème} loi de Newton s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C - f_v \Omega - C_r \tag{3.71}$$

avec J le moment d'inertie total ramené sur l'arbre du moteur, C le couple électromagnétique, C_r le couple résistant, f_v le coefficient de frottement visqueux, $\Omega = d\theta/dt$ la vitesse angulaire mécanique réelle du rotor et θ la position mécanique réelle du rotor donnée par :

$$\theta = \int \Omega dt \tag{3.72}$$

III 4.2.4 Paramètres de calcul

Pour étudier le comportement transitoire de la machine et réaliser un modèle dynamique équivalent, il s'est posé la question sur la prise en compte de l'évolution spatiale des inductances dans les équations électriques. Pour l'étude, un calcul basé sur la méthode proposée dans [Ham10] a été réalisé, qui prend en compte une distribution non sinusoïdale des enroulements statoriques [Bah17]. Cette méthode utilise les forces magnétomotrices générées par un courant

unitaire qui traverse les enroulements de chaque encoche statorique afin de calculer les inductances dans la machine. Elle conduit à exprimer l'inductance entre les enroulements x et y par l'expression :

$$L_{xy} = Rl^s \int_0^{2\pi} \epsilon'_x(\alpha_s) \epsilon'_y(\alpha_s) \lambda(\alpha_s) d\alpha_s \tag{3.73}$$

avec L_{xy} l'inductance propre d'une phase si $x=y$ et l'inductance mutuelle entre deux phases si $x \neq y$, R le rayon moyen de l'entrefer, l^s la longueur d'alésage du stator, $\epsilon'_x(\alpha_s)$ et $\epsilon'_y(\alpha_s)$ les f.m.m créées par les enroulements x et y parcourus par un courant unitaire, α_s l'abscisse angulaire d'un point dans l'entrefer en considérant le référentiel statorique et $\lambda(\alpha_s)$ la perméance donnée par (3.1). Le développement de (3.73) conduit à la forme suivante :

$$L_{xy} = L_0 + L_{Ks} \tag{3.74}$$

où le terme L_0 traduit l'impédance moyenne liée à la perméance moyenne λ_0 et L_{Ks} traduit les variations de perméance dues à la denture statorique. Les applications numériques pour la machine saine considérée ont mis en évidence un rapport de $\frac{L_0}{L_{Ks}} = -2230$ pour l'inductance propre d'une phase et $\frac{L_0}{L_{Ks}} = -1.63 * 10^6$ pour l'inductance mutuelle entre deux phases. Il convient donc de considérer pour la modélisation de la machine une valeur moyenne pour les deux paramètres. Les valeurs des paramètres calculés en cas de machine saine et en défaut sont données dans le Tableau 3.5

Tableau 3.5 Inductances et résistances calculés pour la MSAPS saine et en défaut de manque de spires de 2/3 de la section élémentaire

Paramètres en cas de machine saine								
L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} (mH)	$M_{ab}, M_{ac}, M_{ba},$ M_{bc}, M_{ca}, M_{cb} (mH)	R_s (Ω)						
82.4	-34.5	3.6						
Paramètres en cas de machine en défaut de manque de spires								
$L_{a^2 a^2}$ (mH)	L_{bb}, L_{cc} (mH)	$M_{a^2 b}$ (mH)	$M_{a^2 c}$ (mH)	M_{ba^2} (mH)	M_{ca^2} (mH)	M_{bc} (mH)	M_{cb} (mH)	R_{af} (Ω)
67.8	82.4	-30.7	-30.7	-30.7	-30.7	-34.5	-34.5	3.36

Pour compléter le modèle de la MSAPS, le flux créé par l'induction rotorique à travers le bobinage statorique (pour le cas sain et en défaut) peut être obtenu en considérant la somme de flux obtenu dans chaque bobinage x du stator:

$$\Psi_{rx} = \sum_{\text{bobinage}_x} \left(Rl^r \int_{\alpha_s}^{2\pi+\alpha_c} n_c b^r d\theta \right) \tag{3.75}$$

avec b^r l'induction rotorique $b^r(\alpha^s) = \sum_{n=1,3,5}^{+\infty} B_n^r \cos(np\alpha^s - np\theta + \varphi_n^r)$ donnée par (3.10), l^r la longueur

d'alésage du rotor, α_c l'abscisse angulaire d'une encoche statorique dans un référentiel statorique et n_e le nombre des conducteurs dans une encoche statorique. En pratique, comme la MSAPS est connue, Ψ_{rabc} peut être obtenu par l'intégration de la force électromotrice identifiée auparavant par un essai de la machine en fonctionnement alternateur.

$$\Psi_{rabc} = \int e_{abc} dt \quad (3.76)$$

III 4.2.5 Schéma bloc du modèle de la MSAPS

Pour l'implémentation numérique de la MSAPS, le schéma bloc du modèle utilisé est celui présenté sur la Figure 3.26

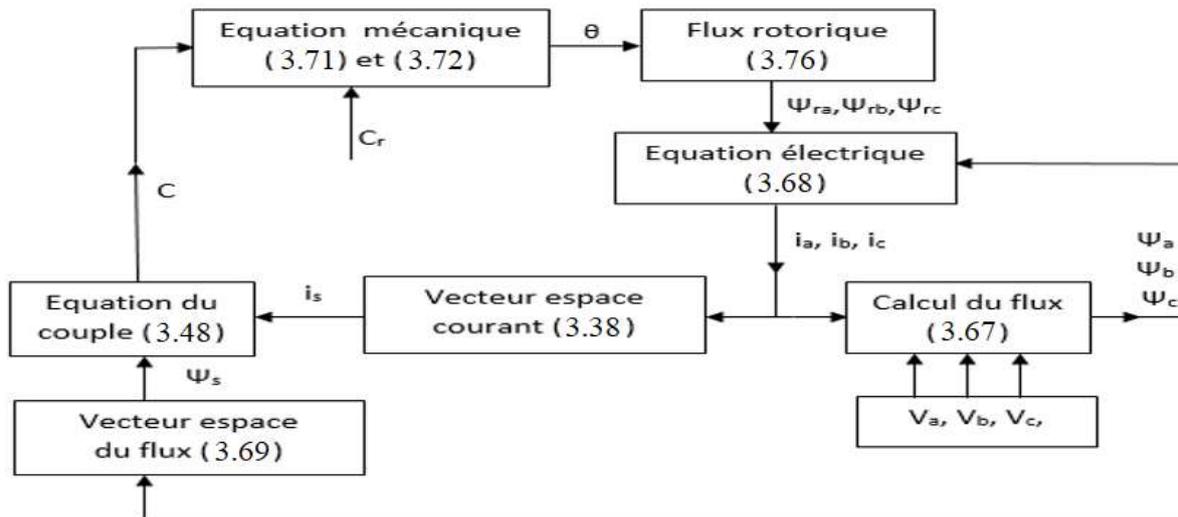


Figure 3.26: Schéma bloc du modèle de la MSAPS en cas de défaut de manque de spires

La Figure 3.26 montre le principe de simulation pour le modèle considéré. Le flux statorique est calculé à partir des tensions et courants et le flux rotorique est lu dans des tables d'enregistrement en fonction de la position mécanique réelle du rotor θ donnée par (3.72). La fem enregistrée qui permet de déterminer le flux rotorique est obtenue en faisant fonctionner la machine en mode alternateur. Le couple électromagnétique est obtenu à partir du vecteur espace courant et les courants i_a, i_b, i_c de l'équation électrique en prenant en compte une valeur initiale du flux de couplage statorique donnée par (3.66) à l'instant $t = t-1$.

III 4.2.6 Détermination des courants de référence en cas de défaut

Pour la détermination des courants de référence en cas de défaut, il a été utilisé une approche vectorielle. Cette approche permet de calculer les références du courant nécessaires pour chaque phase du moteur et les associer avec une estimation du flux dans le but de réguler le couple.

Comme défini dans (3.48) le couple donnée par $C = \frac{3}{2} p (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd})$ est issu d'un produit vectoriel entre le flux et le courant statorique. Dans une commande classique de la MS la régulation force le courant à s'orienter sur l'axe q afin d'obtenir $i_d = 0$. En cas d'une machine en défaut, le flux rotorique ne sera plus orienté suivant l'axe d. Une régulation du couple suppose alors deux contraintes :

1) *suivre un couple constant*, cela revient à imposer dans la commande

$$C^r = \frac{3}{2}p(\Psi_D i_d^r - \Psi_Q i_q^r) = \text{cte} \tag{3.77}$$

avec C^r le couple de référence et i_d^r, i_q^r Ψ_D, Ψ_Q la composante réelle et imaginaire du vecteur espace courant $\vec{i}_s^r = i_d^r + j i_q^r$ respectivement du flux $\vec{\Psi} = \Psi_D + j \Psi_Q$

2) *avoir un couple maximal*, cela revient à imposer le courant en quadrature avec le flux:

$$\Psi_D i_d^r = -\Psi_Q i_q^r \tag{3.78}$$

La deuxième condition se traduit par le fait d'imposer dans l'équation (3.77) les courants

$$i_q^r = -\frac{\Psi_D i_d^r}{\Psi_Q} \text{ et } i_d^r = -\frac{\Psi_Q i_q^r}{\Psi_D}. \text{ Il en résulte la composante réelle et imaginaire du vecteur courant de référence capable de donner un couple maximal et sans ondulations :}$$

$$i_d^r = -\frac{2C^r}{3p} \frac{\Psi_Q}{\Psi_D^2 + \Psi_Q^2} \tag{3.79}$$

$$i_q^r = \frac{2C^r}{3p} \frac{\Psi_D}{\Psi_D^2 + \Psi_Q^2}$$

Dans la boucle de commande, l'estimation du vecteur flux est obtenue en considérant la force électromotrice de la machine relevée en fonctionnement alternateur à vide et les courants de référence i_{ar}, i_{br}, i_{cr} en prenant la partie réelle du vecteur courant statorique :

$$i_{ar} = \text{Re}(\vec{i}_s^r)$$

$$i_{br} = \text{Re}(a \vec{i}_s^r)$$

$$i_{cr} = \text{Re}(a^2 \vec{i}_s^r) \tag{3.80}$$

III 4.2.7 Mise en œuvre de la régulation de la vitesse rotorique

Dans notre système de commande, le contrôle de la MSAPS passe par la mise en place d'une boucle externe de régulation de la vitesse. Cette boucle exige un capteur de position ou de vitesse pour synchroniser le champ induit et inducteur et est caractérisée par une constante de temps de réponse bien supérieure à celle de la boucle interne de courant pour laquelle on peut supposer que la réponse des courants par rapport à la partie mécanique est quasi-instantanée [Khl12]. Le contrôle de la vitesse est réalisé par un régulateur de type PI et le principe de la boucle de régulation peut être représenté par le schéma bloc suivant :

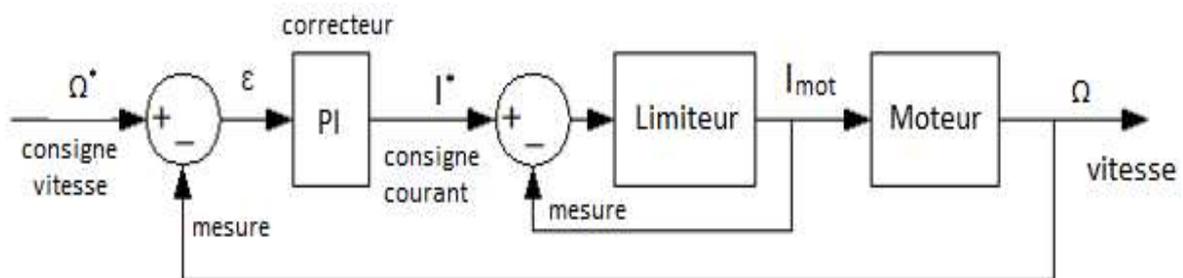


Figure 3.27: Schéma bloc d'une boucle de régulation de vitesse

Dans la partie simulation deux cas ont été considérés pour l'étude :

- le premier considère la MSAPS dans une boucle de contrôle sans correction du défaut.
- le deuxième considère la MSAPS dans une boucle de contrôle avec correction du défaut.

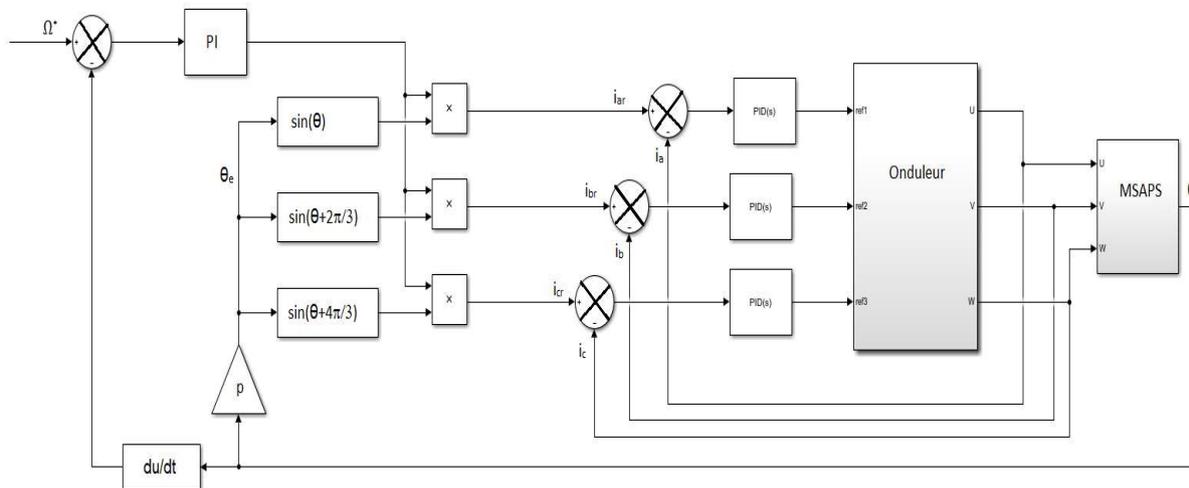


Figure 3.28: Implémentation de la boucle de régulation de la vitesse sans correction du défaut de manque de spires

L'implémentation de la boucle de contrôle sans correction du défaut de manque de spires est présentée sur la Figure 3.28. Cette boucle de contrôle impose pour la correction du défaut, une vitesse de référence Ω^* et un système sinusoïdal équilibré des courants proportionnels au couple. Les courants sont dans ce cas décalés de 90° par rapport à la force électromotrice, ce qui conduit à un couple maximal. Ce type de commande a comme objectif d'analyser l'influence du défaut sur les ondulations du couple en présence des courants équilibrés sans aucune correction du défaut.

L'implémentation de la boucle de contrôle avec correction du défaut de manque de spires est illustrée par la Figure 3.29. Dans une commande vectorielle classique, le contrôle impose aux grandeurs réelles de courants de suivre l'axe direct et en quadrature du rotor. La particularité dans ce contrôle est la prise en compte du déséquilibre du bobinage qui se traduit par le fait d'imposer une référence de couple C^r et une composante réelle et imaginaire du vecteur courant qui satisfait (3.79). La référence de couple est ajustée par la boucle de régulation de la vitesse et le vecteur espace du flux est estimé par intégration des tensions d'alimentation compte tenu de (3.68). Cette commande basée sur l'orientation du flux rotorique définit les courants de référence i_{ar} , i_{br} , i_{cr} et leur comparaison avec les courants mesurés permet d'avoir les tensions de référence nécessaires pour la commande de l'onduleur de puissance. Pour adaptation un correcteur PI pour chaque phase est utilisé. L'inconvénient de cette solution est que la mesure des courants peut être perturbée par du bruit ou leur contenu harmonique. Pour résoudre ce problème un traitement du signal mesuré par l'intégration d'un filtre numérique peut être envisagé.

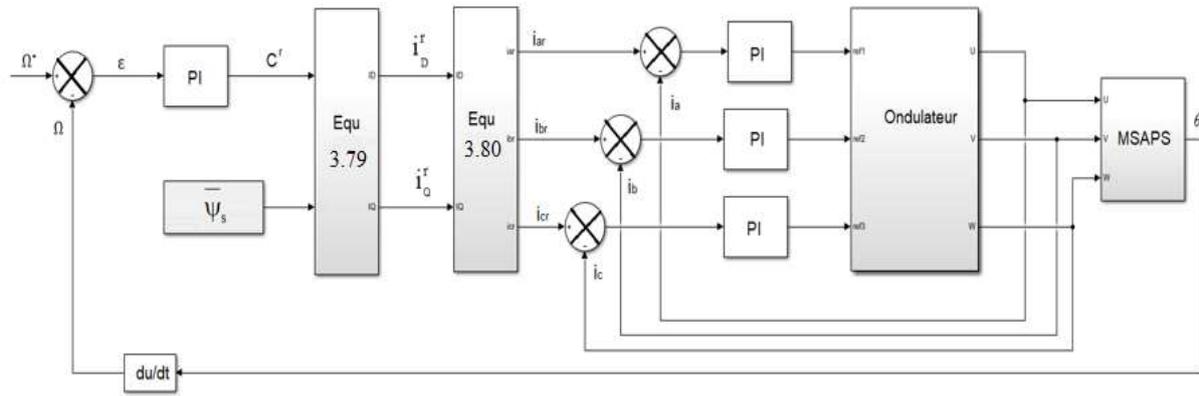
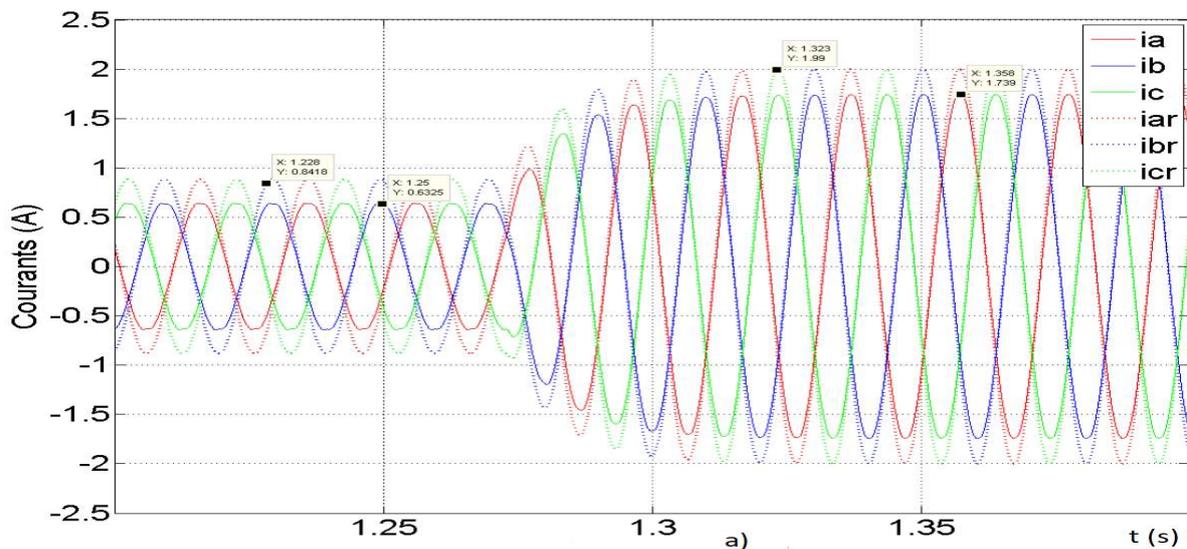


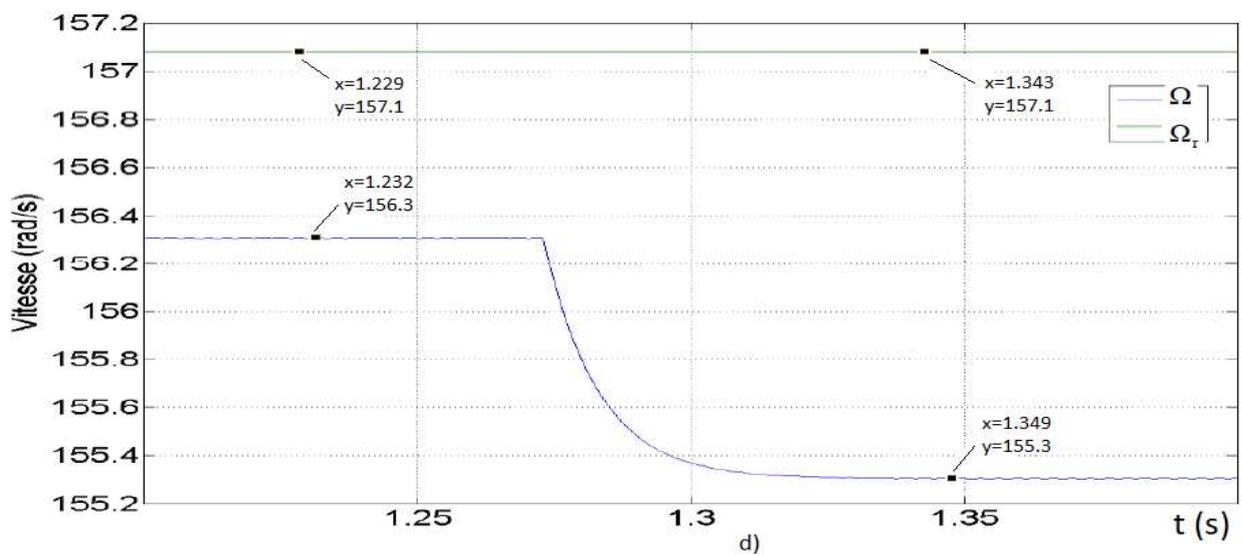
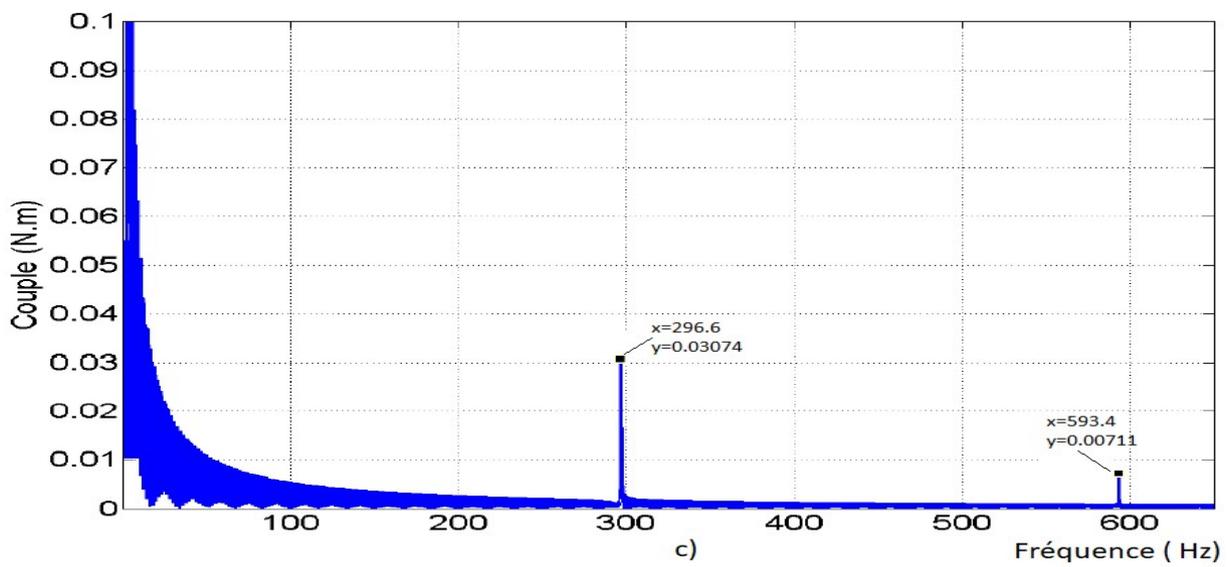
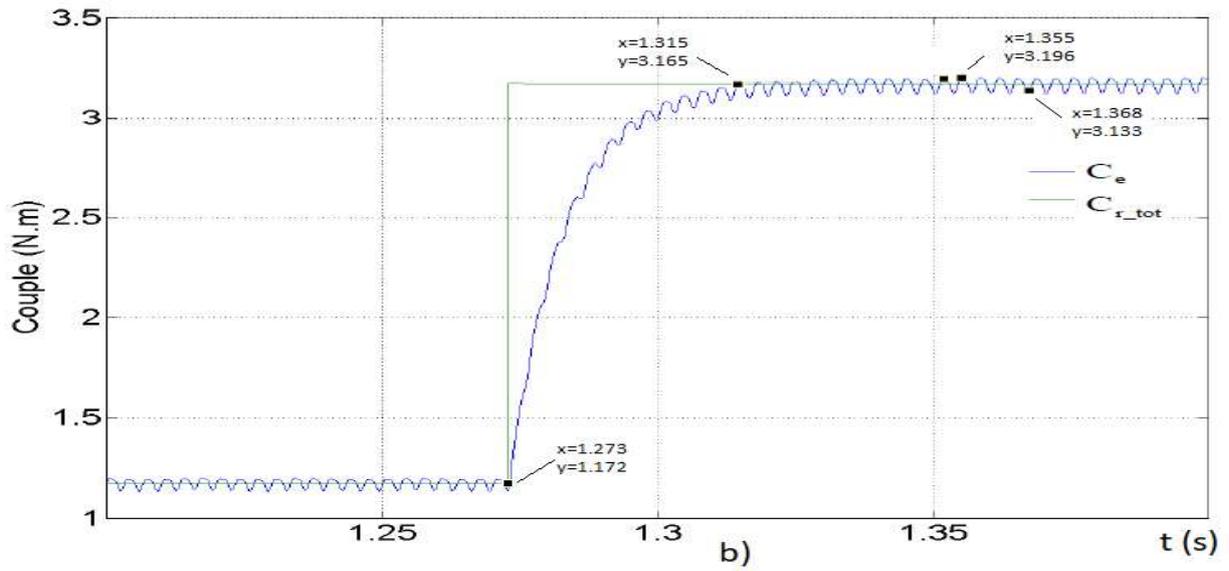
Figure 3.29: Implémentation de la boucle de régulation de vitesse avec correction du défaut de manque de spires

Pour valider les deux schémas de commande et les comparer, la simulation a été réalisée avec Matlab-Simulink. Cette simulation est réalisée pour une alimentation de la machine à $V_a, V_b, V_c = 200$ V avec une fréquence de 50Hz, $J=0.002$ Nm², $f_v=0.0075$ et une vitesse de référence de $\Omega^*=157$ rad/s. Les paramètres pris en considération sont les courants, la vitesse, la puissance absorbée et le couple.

III 4.2.7.1 Cas de machine saine

Les résultats de simulations présentées par la suite sont obtenus pour la MSAPS intégrée dans une boucle de régulation de la vitesse en considérant les bobinages de trois phases identiques. Le cas simulé correspond à une variation du couple résistant $\Delta C_r=2$ Nm à l'instant $t=1.27$ en passant d'une valeur moyenne $C_r= 1.15$ Nm correspondant au couple des pertes à une valeur moyenne $C_r= 3.164$ Nm. La Figure 3.30a montre une évolution équilibrée des courants en passant d'une valeur maximale de 0.63A à 1.73A. L'évolution du couple résistant total C_{r_tot} (charge + pertes) et du couple électromagnétique est donnée sur la Figure 3.30b où on remarque des ondulations correspondant à $\Delta C_e=0.063$ Nm. Les fréquences des ondulations sont visibles sur le spectre du couple électromagnétique présenté sur la Figure 3.30c. Celui-ci montre la présence de deux harmoniques significatives autour des harmoniques 6 et 12 qui sont dus à l'harmonique 5,7 et 11,13 du flux rotorique.





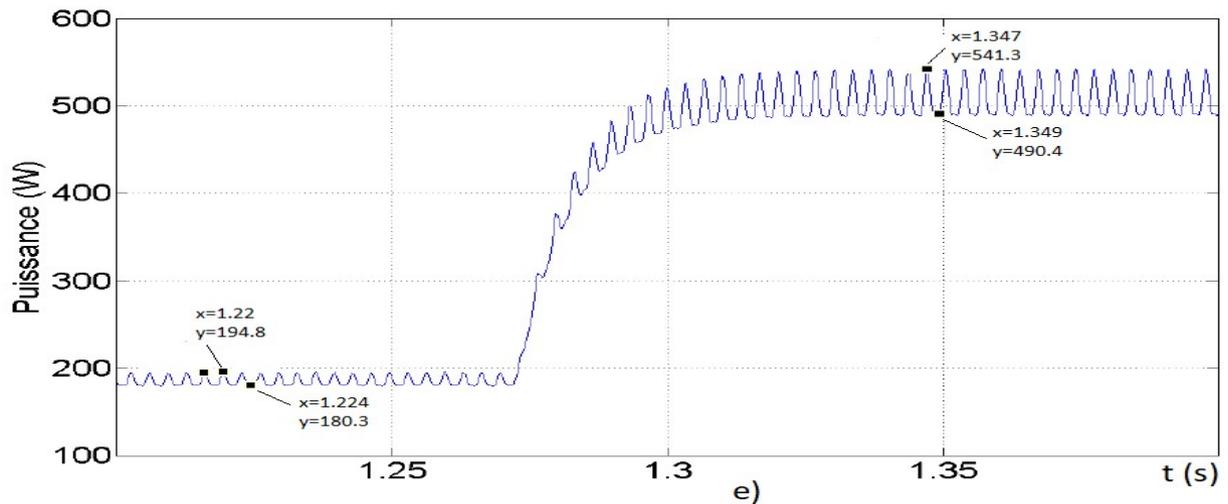
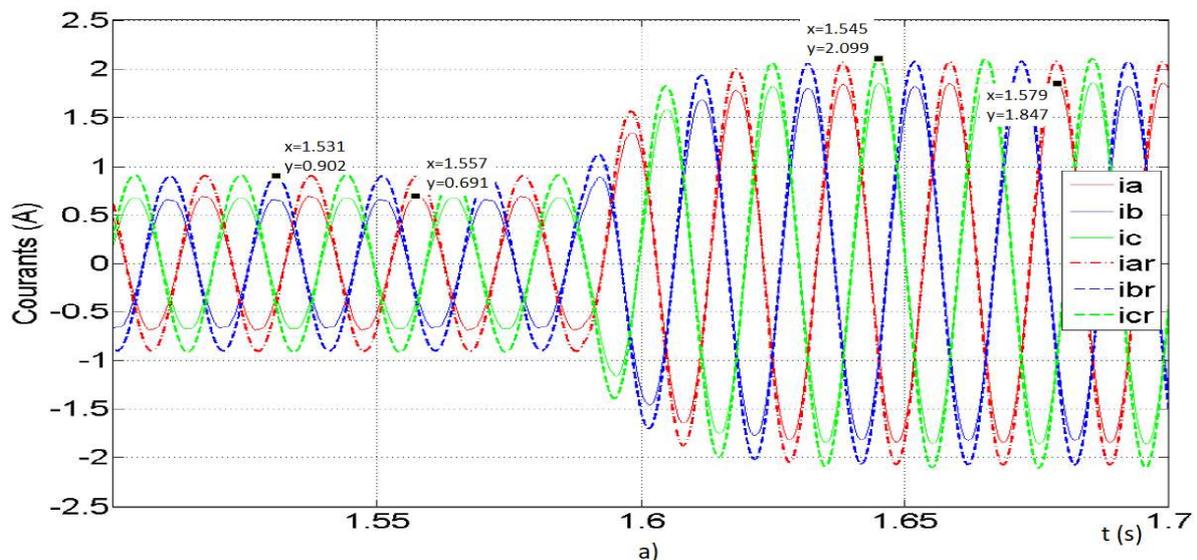


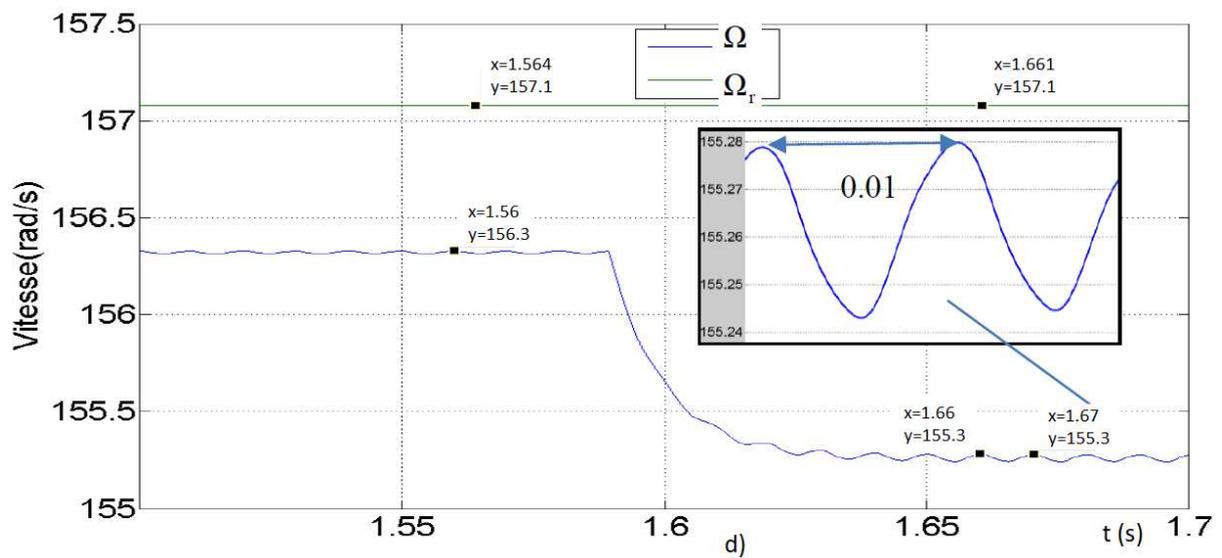
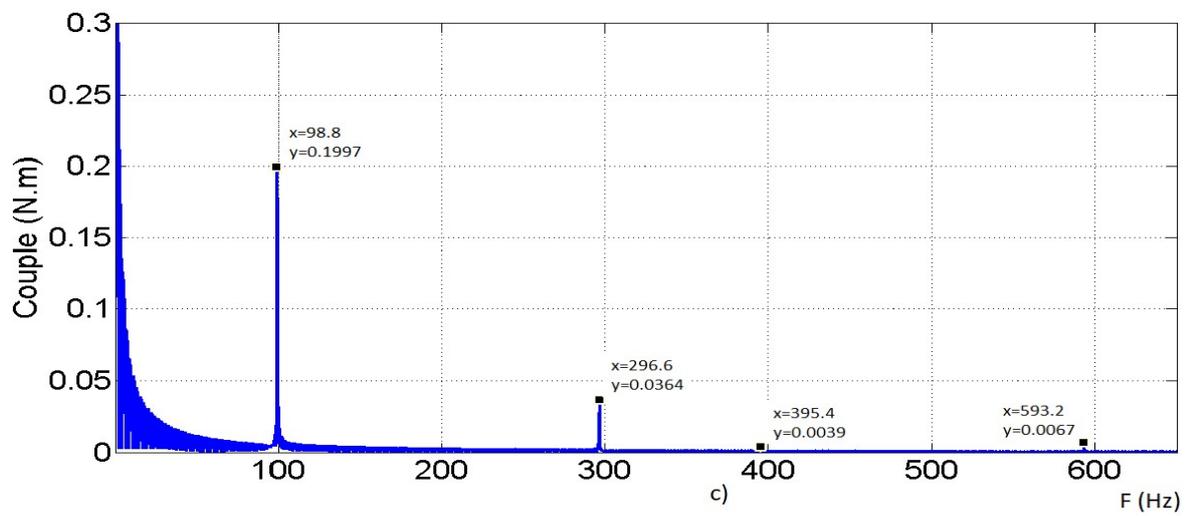
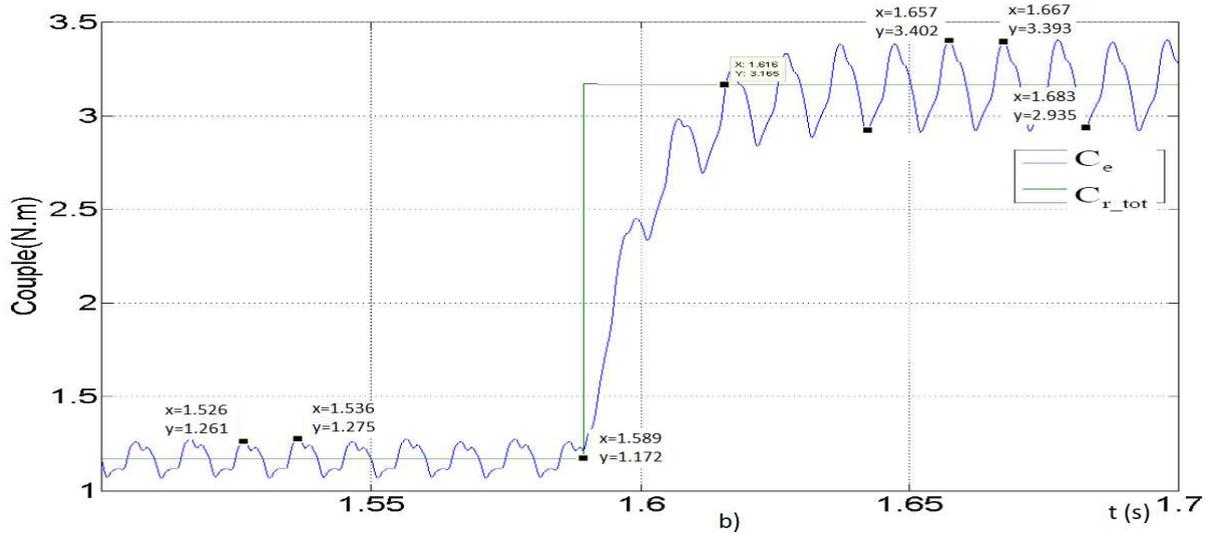
Figure 3.30: Résultats de simulation pour une machine saine en présence d'une variation du couple résistant a) évolution des courants de référence et des courants mesurés b) évolution du couple de référence et électromagnétique de la MSAPS c) spectre du couple électromagnétique d) vitesse de référence et vitesse de la MSAPS e) évolution de la puissance

La Figure 3.30d montre la variation de la vitesse et la Figure 3.30e celle de la puissance. On remarque pour la vitesse une erreur statique de 0.8 rad/s à vide. En charge, l'erreur statique augmente à 1.8 rad/s car le système de régulation ne parvient pas à compenser complètement la variation de charge. Concernant la puissance absorbée, elle passe d'une valeur moyenne $P_{\text{moy}}=187.65\text{W}$ à une valeur 515.95W avec une augmentation des ondulations autour de $\Delta P_e=51\text{W}$ après la perturbation. Ces ondulations, à six fois la fréquence d'alimentation, sont produites par les harmoniques 5 et 7 du flux rotorique.

III 4.2.7.2 Cas de machine en défaut sans correction

Dans cette partie, la simulation est réalisée en considérant la MSAPS avec un défaut d'un manque 2/3 de spires d'une section élémentaire sur la phase A. L'évolution des différentes grandeurs est montrée sur la Figure 3.31.





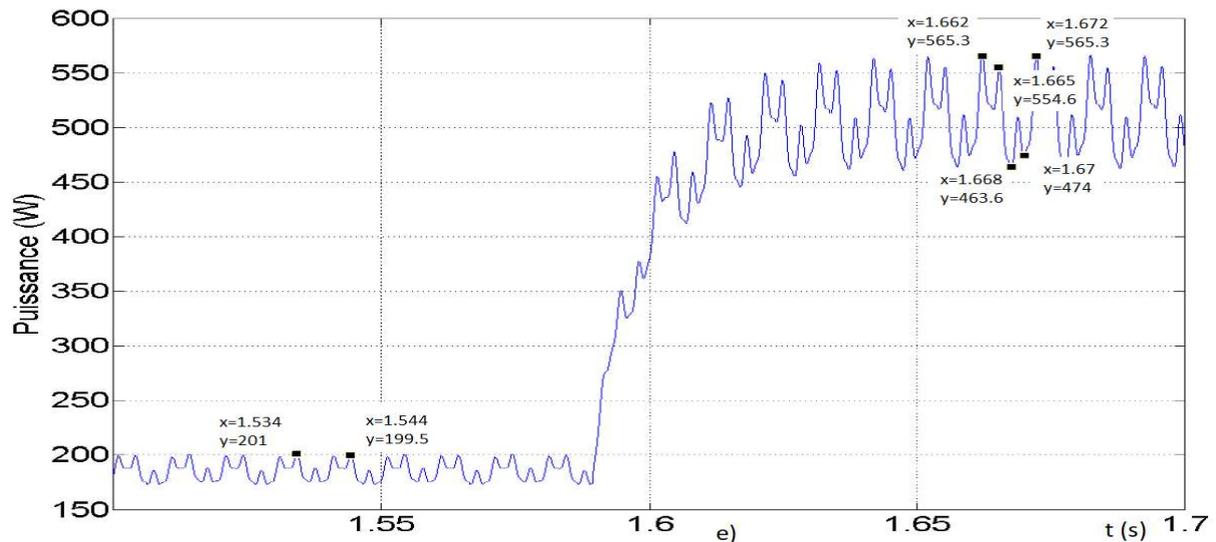


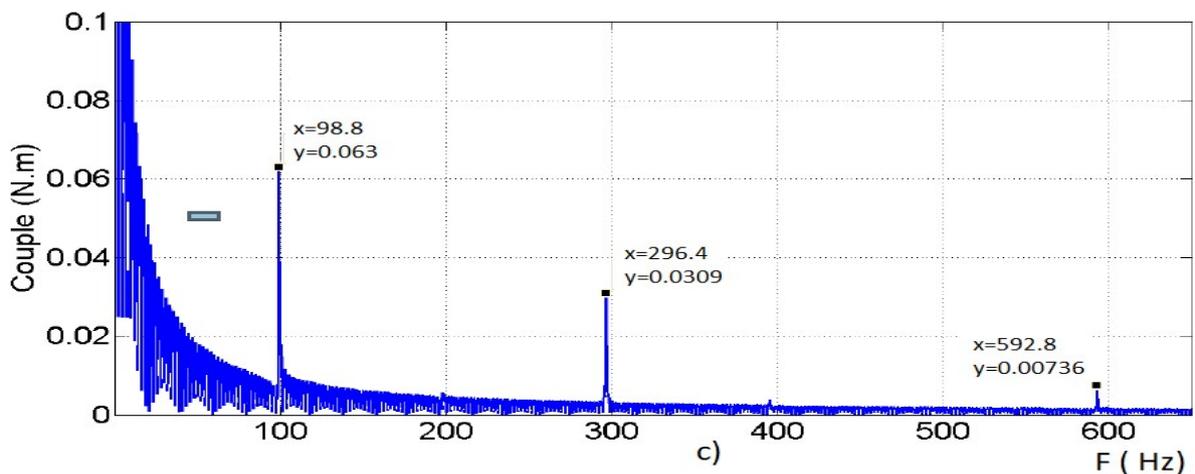
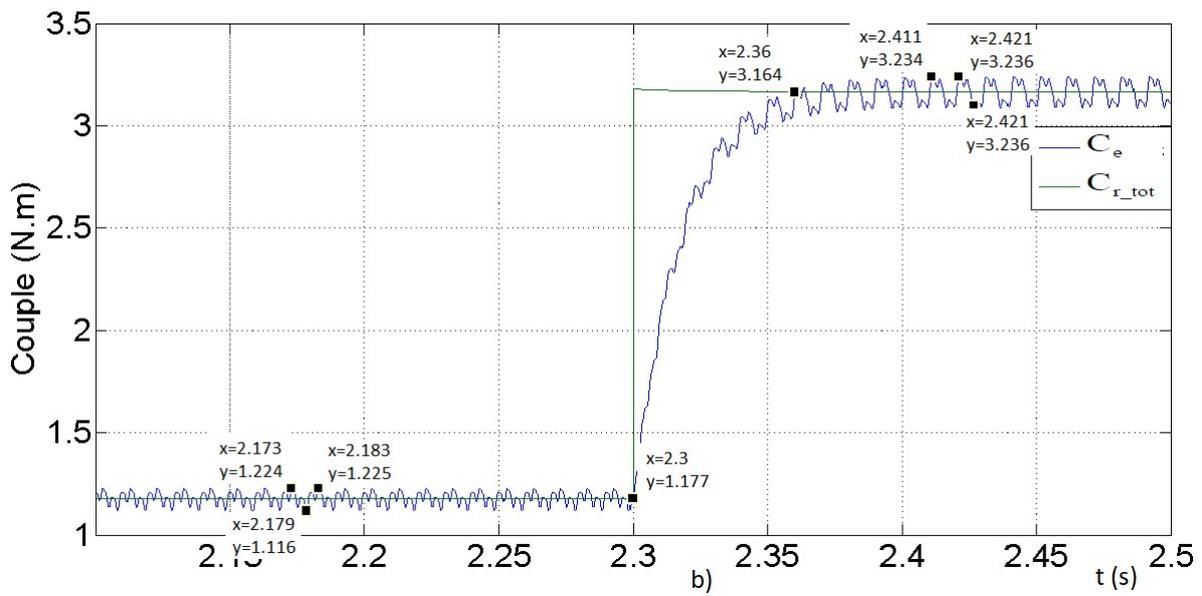
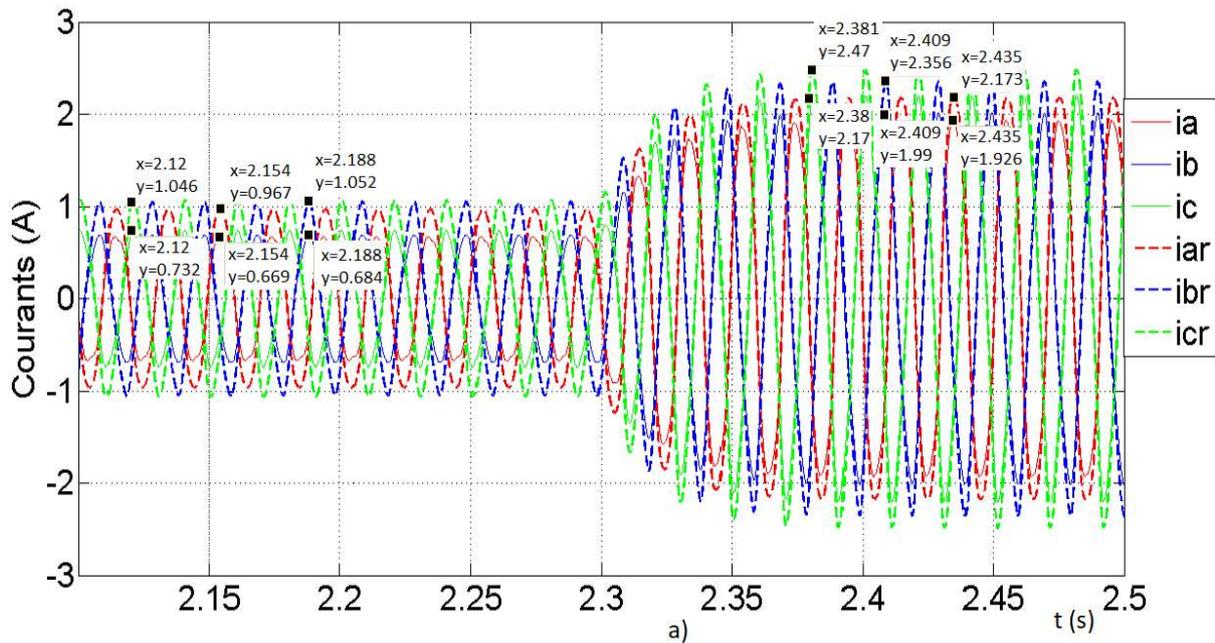
Figure 3.31: Résultats de simulation pour une machine en défaut de manque de spires de 2/3 de la section élémentaire en présence d'une variation du couple résistant a) évolution des courants de référence et des courants mesurés b) évolution du couple de référence et du couple électromagnétique de la MSAPS c) spectre du couple électromagnétique pour la machine en charge d) vitesse de référence et vitesse de la MSAPS e) évolution de la puissance

Les courants de référence et les courants mesurés sont présentés sur la Figure 3.31a. Par comparaison au cas sain, on peut remarquer une très légère augmentation de la valeur maximale du courant absorbé (0.061A) à vide et (0.108A) en charge. L'erreur entre la valeur maximale du courant de référence et celui mesuré, varie autour de 0.21A en fonctionnement à vide respectivement 0.25A pour un fonctionnement en charge.

La Figure 3.31b montre les ondulations du couple électromagnétique autour de la valeur de référence $C_{moy}=1.15\text{Nm}$ pour la machine à vide respectivement $C_{moy}=3.164\text{Nm}$ pour la machine en charge. Ces ondulations prennent la valeur de $\Delta C=0.36\text{Nm}$ pour le fonctionnement à vide et elles augmentent (x7 par rapport au cas sain) à une valeur de $\Delta C=0.458\text{Nm}$ en charge. Cette augmentation est également visible sur le spectre du couple donné sur la Figure 3.31c où on peut remarquer l'apparition de l'harmonique 100 Hz avec une amplitude prépondérante 0.199Nm. L'évolution de la vitesse est présentée sur la Figure 3.31d. Nous pouvons remarquer que la vitesse diminue autour de 155.3rad/s comme dans le cas sans défaut cependant de légères ondulations de vitesse sont visibles ($\Delta\Omega=0.04\text{rad/s}$). Ces ondulations peuvent être utilisées comme signature par la suite pour déterminer la présence d'un défaut. La Figure 3.31e présente l'évolution de la puissance absorbée par la machine en défaut. Comme pour le couple, on remarque des ondulations au double de la fréquence d'alimentation avec une variation de $\Delta P=21.7\text{W}$ autour de la valeur moyenne $P_{moy}=189.1\text{W}$ en fonctionnement à vide et de $\Delta P=101.7\text{W}$ pour une valeur moyenne $P_{moy}=514.45\text{W}$ en cas de fonctionnement en charge. En comparant avec les ondulations présentes en cas de machine saine, on remarque une augmentation de 100% (passage de $\Delta P=51\text{W}$ à $\Delta P=101.7\text{W}$) pour une machine avec un manque de spires de 2/3 de la section élémentaire et un couple de charge utile de $C_r=2\text{Nm}$.

III 4.2.7.3 Cas de machine en défaut avec correction

Pour simuler le comportement des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAPS en défaut de manque de spires de 2/3 de la section élémentaire avec correction, on utilise le schéma bloc présenté sur la Figure 3.29.



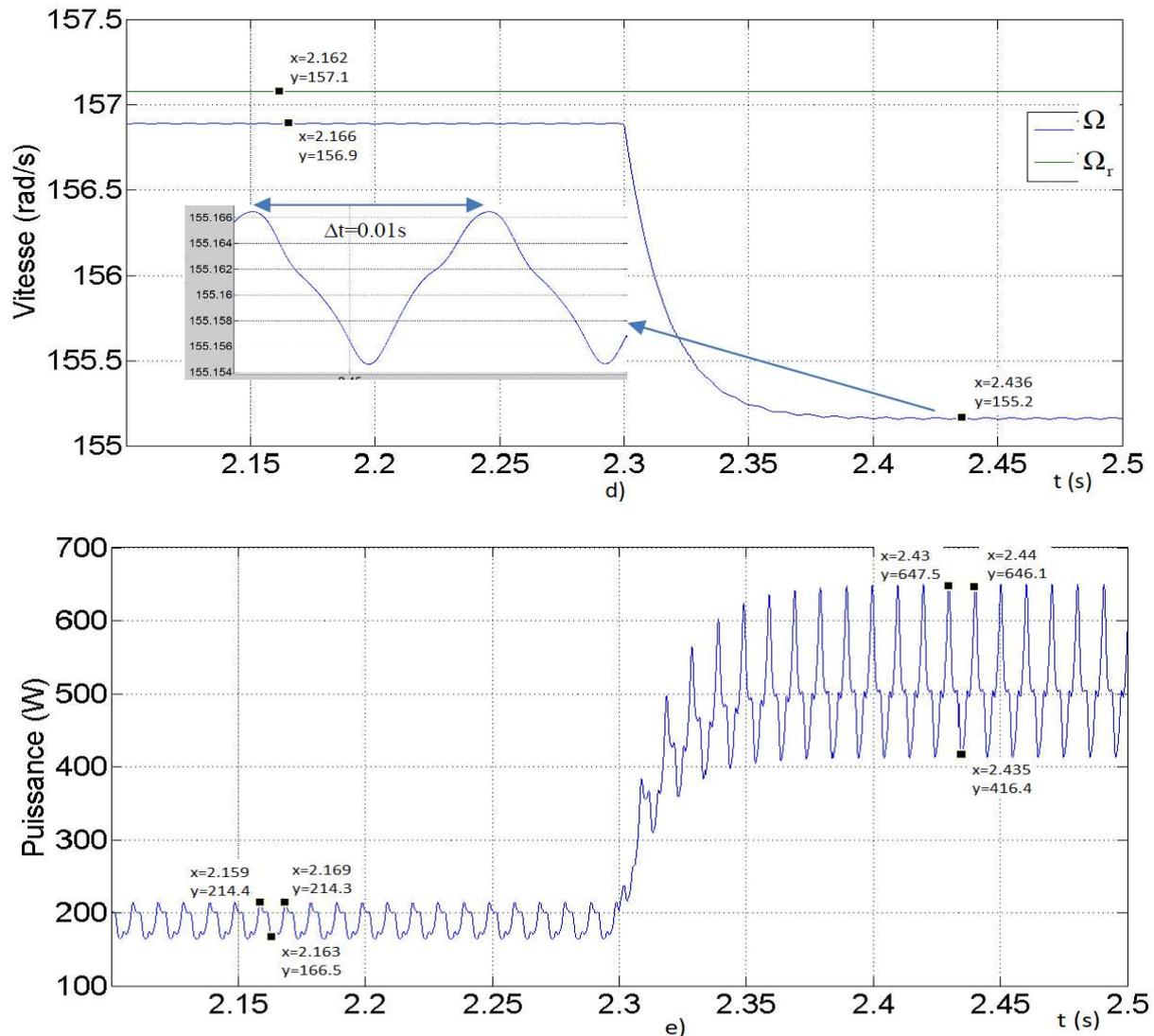


Figure 3.32: Résultats de simulation pour une machine en défaut de manque de spires de 2/3 de la section élémentaire ; présence d'une correction et d'une variation du couple résistant a) évolution des courants de référence et des courants mesurés b) évolution du couple de référence et du couple électromagnétique de la MSAPS c) spectre du couple électromagnétique d) vitesse de référence et vitesse de la MSAPS e) évolution de la puissance

La commande va générer des courants déséquilibrés dans les phases de la machine afin de compenser le déséquilibre créé par le manque de spires. Le déséquilibre des courants absorbés par la machine ainsi que les courants de référence en cas de fonctionnement à vide ($t < 2.3$ s) et en charge ($t > 2.3$ s) sont présentés sur la Figure 3.32a. On remarque un bon suivi des courants de référence. Dans la Figure 3.32b on constate que l'ondulation du couple électromagnétique a diminué suite à la correction. En fonctionnement à vide, elle varie autour de $\Delta C = 0.109$ Nm pour une valeur moyenne de $C_{moy} = 1.15$ Nm et en charge autour de $\Delta C = 0.136$ N.m pour $C_{moy} = 3.16$ Nm. Si on compare au cas sans correction, cela correspond à une diminution des amplitudes des ondulations du couple d'environ 3 fois en présence de la correction. L'analyse fréquentielle du couple électromagnétique présentée sur la Figure 3.32c montre également une diminution de l'amplitude pour l'harmonique (100Hz) au double de la fréquence d'alimentation à une valeur de 0.063 Nm par rapport à 0.19 Nm en cas de défaut sans correction. La vitesse de référence et la vitesse de la MSAPS en cas de défaut avec correction est illustrée sur la Figure

3.32d. On remarque une erreur statique à vide de 0.2rad/s et 1.9rad/s en charge avec des ondulations de la vitesse pour le fonctionnement en charge autour de $\Delta\Omega=0.012$ rad/s. Cette erreur est en diminution par rapport au $\Delta\Omega=0.04$ rad/s obtenu en cas de défaut sans correction. Le zoom sur la vitesse montre des ondulations avec $\Delta t=0.01s$ correspondant au double de la fréquence d'alimentation. La Figure 3.32e présente l'évolution de la puissance absorbée par la machine. La puissance moyenne à vide est de $P_{moy}=190.4W$ et en charge de $P_{moy}=531.25W$. Les ondulations correspondant au double de la fréquence d'alimentation sont $\Delta P=47.8W$ à vide $\Delta P=229.7W$ en charge. En comparant avec le cas sans correction, on remarque une diminution des ondulations du couple mais une augmentation des ondulations de la puissance absorbée. Les différentes grandeurs mesurées pour les cas analysés sont présentées dans le tableau récapitulatif suivant où l'erreur a été défini par la différence $I_{ar_max} - I_{a_max}$.

Tableau 3.6 Grandeurs électriques et mécaniques de la MSAPS obtenues pour la machine saine, la machine avec défaut de manque de 2/3 spires d'une section élémentaire (SE) sans correction et avec correction.

	Moteur sain		Manque de 2/3 spires d'une SE sans correction		Manque de 2/3 spires d'une SE avec correction	
	à vide	en charge	à vide	en charge	à vide	en charge
C_{moy} (Nm)	1.15	3.164	1.15	3.164	1.15	3.16
ΔC (Nm)	0.06	0.063	0.36	0.458	0.109	0.136
P_{moy} (W)	187.65	515.95	189.1	514.45	190.4	531.25
ΔP (W)	14.7	51.1	21.7	101.7	47.9	229.7
I_{ar_max} (A)	0.86	1.99	0.902	2.099	0.96	2.17
I_{a_max} (A)	0.63	1.73	0.691	1.84	0.66	1.92
Erreur a (A)	0.23	0.26	0.211	0.259	0.3	0.25
I_{br_max} (A)	0.86	1.99	0.902	2.099	1.05	2.35
I_{b_max} (A)	0.63	1.73	0.691	1.84	0.68	1.99
Erreur b (A)	0.23	0.26	0.211	0.259	0.37	0.36
I_{cr_max} (A)	0.86	1.99	0.902	2.099	1.04	2.47
I_{c_max} (A)	0.63	1.73	0.691	1.84	0.73	2.17
Erreur c (A)	0.23	0.26	0.211	0.25	0.31	0.3
Ω_{moy} (rad/s)	156.3	155.3	156.3	155.26	156.9	155.16
$\Delta\Omega_{moy}$ (rad/s)	0	0	0	0.04	0	0.012
Harmonique du couple à 100 Hz (Nm)	0	0		0.199		0.062
Harmonique du couple à 300 Hz (Nm)		0.0307		0.036		0.0309

Si, pour l'analyse des résultats présentés dans le Tableau 3.6 on se limite au cas de fonctionnement en charge, on remarque des ondulations de couple importantes pour le moteur sans correction $\Delta C=0.458$ (Nm) et une réduction importante après l'injection de la composante inverse $\Delta C=0.136$ (Nm). Le déséquilibre introduit sur les trois courants par cette composante est mis en évidence dans la dernière colonne du tableau avec les valeurs maximales du courant $I_{a_max}=1.92$ (A), $I_{b_max} = 1.99$ (A) et $I_{c_max} = 2.17$ (A). On remarque également que la correction produit une augmentation des ondulations de la puissance absorbée et une diminution des ondulations du couple. Des simulations supplémentaires ont mis en évidence que les ondulations du couple augmentent avec l'augmentation du défaut.

III 4.3. Modélisation d'une MSAPS en cas de court-circuit entre spires

Le deuxième cas de défaut considéré dans l'étude dynamique pour la machine synchrone à aimants permanents surfaciques est le cas d'un court-circuit entre les spires du bobinage statorique.

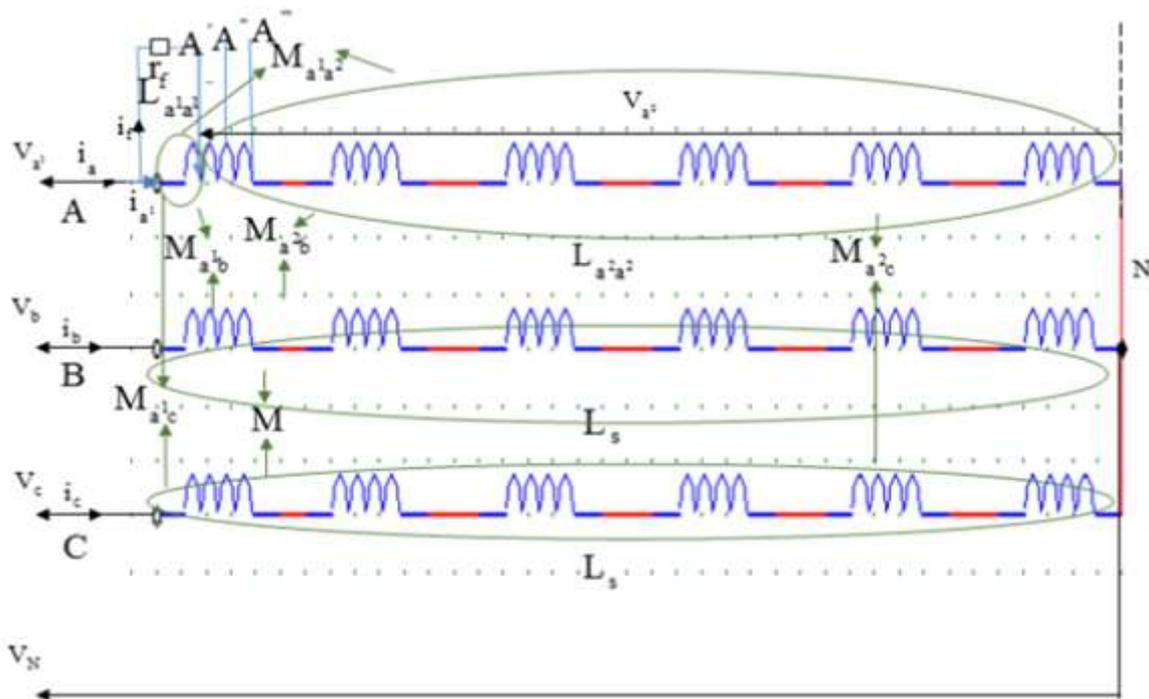


Figure 3.33: Schéma statorique du MSAPS en cas de court-circuit entre spires

Pour la simulation, le modèle présenté sur la Figure 3.33 est considéré avec un défaut sur la première section élémentaire de la phase A de la machine. Le courant de court-circuit i_f est limité par une résistance r_f . Plusieurs niveaux de court-circuit sont possibles à simuler entre les bornes A-A', A-A'' et A-A''', l'étude se limite dans la présentation qui suit au cas A-A'' en présence ou non d'une correction du défaut.

Les valeurs des résistances ainsi que les inductances propres et mutuelles des enroulements statorique considérées pour la modélisation de la machine sont données dans le Tableau 3.7. Pour la machine saine ces paramètres restent identiques à ceux présentées dans le Tableau 3.5.

Tableau 3.7 Inductances et résistances calculées pour la MSAPS saine et en défaut de court-circuit de 2/3 de la section élémentaire.

Paramètres en cas de machine saine								
L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} (mH)	$M_{ab}, M_{ac}, M_{ba},$ M_{bc}, M_{ca}, M_{cb} (mH)	R_s (Ω)						
82.4	-34.5	3.6						
Paramètres en cas de machine en défaut de court-circuit								
$L_{a^1a^1}$ (mH)	L_{bb}, L_{cc} (mH)	$L_{a^2a^2}$ (mH)	$M_{a^1a^2}$ (mH)	$M_{a^2a^1}$ (mH)	M_{a^1b} (mH)	M_{ba^1} (mH)	M_{a^1c} (mH)	M_{ca^1} (mH)
0.787	82.4	74.3	3.6	3.6	-1.9	-1.9	-1.9	-1.9
M_{a^2b} (mH)	M_{ba^2} (mH)	M_{a^2c} (mH)	M_{ca^2} (mH)	M_{bc} (mH)	M_{cb} (mH)	R_{a^1} (Ω)	R_{a^2} (Ω)	r_f (Ω)
-32.6	-32.6	-32.6	-32.6	-34.5	-34.5	3.36		1

III 4.3.1 Equations électriques d'une machine synchrone à aimants

En se référant au schéma de la Figure 3.33 les équations électriques qui caractérisent les tensions statoriques et les flux sont données par les relations suivantes :

$$[V_{cc}] = [r_{cc}][i_{cc}] + \frac{d}{dt}[\psi_{cc}] \quad (3.81)$$

avec $[V_{cc}]$, $[r_{cc}]$, $[i_{cc}]$ et $[\psi_{cc}]$ les paramètres de la machine en présence de court-circuit. Comme pour le cas de défaut de manque de spires il est considéré que le point neutre est isolé et que la somme des courants est nulle $i_a + i_b + i_c = 0$. Les équations du flux sont données par :

$$\begin{aligned} \psi_{a^2} &= L_{a^2a^2}i_a + M_{a^2b}i_b + M_{a^2c}i_c + M_{a^2a^1}(i_a - i_f) + \psi_{ra^2} \\ \psi_b &= M_{ba^2}i_a + L_{bb}i_b + M_{bc}i_c + M_{ba^1}(i_a - i_f) + \psi_{rb} \\ \psi_c &= M_{ca^2}i_a + M_{cb}i_b + L_{cc}i_c + M_{ca^1}(i_a - i_f) + \psi_{rc} \\ \psi_f &= L_{a^1a^1}(i_a - i_f) + M_{a^1a^2}i_a + M_{a^1b}i_b + M_{a^1c}i_c + \psi_{rf} \end{aligned} \quad (3.82)$$

L'équation (3.82) peut également s'écrire :

$$\begin{aligned} \psi_{a^2} &= (L_{a^2a^2} + M_{a^2a^1})i_a + M_{a^2b}i_b + M_{a^2c}i_c + M_{a^2a^1}(-i_f) + \psi_{ra^2} \\ \psi_b &= (M_{ba^2} + M_{ba^1})i_a + L_{bb}i_b + M_{bc}i_c + M_{ba^1}(-i_f) + \psi_{rb} \\ \psi_c &= (M_{ca^2} + M_{ca^1})i_a + M_{cb}i_b + L_{cc}i_c + M_{ca^1}(-i_f) + \psi_{rc} \\ \psi_f &= (L_{a^1a^1} + M_{a^1a^2})i_a + M_{a^1b}i_b + M_{a^1c}i_c + L_{a^1a^1}(-i_f) + \psi_{rf} \end{aligned} \quad (3.83)$$

La présence du court-circuit permet d'écrire les expressions suivantes :

$$V_{a1} - V_{a2} = R_{a1}(i_a - i_f) + \frac{d}{dt}\psi_f \quad (3.84)$$

$$0 = V_{a1} - V_{a2} - r_f i_f = R_{a1}(i_a - i_f) + \frac{d}{dt}\psi_f - r_f i_f$$

et le vecteur de la tension donné par l'équation 3.81 s'écrit :

$$[V_{cc}] = \begin{bmatrix} V_{a2} - V_N \\ V_b - V_N \\ V_c - V_N \\ V_{a1} - V_{a2} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{a2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 \\ R_{a1} & 0 & 0 & -R_{a1} \\ R_{a1} & 0 & 0 & -(R_{a1} + r_f) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{a^2a^2} + M_{a^2a^1} & M_{a^2b} & M_{a^2c} & -M_{a^2a^1} \\ M_{ba^2} + M_{ba^1} & L_{bb} & M_{bc} & -M_{ba^1} \\ M_{ca^2} + M_{ca^1} & M_{cb} & L_{cc} & -M_{ca^1} \\ L_{a^1a^1} + M_{a^1a^2} & M_{a^1b} & M_{a^1c} & -L_{a^1a^1} \\ L_{a^1a^1} + M_{a^1a^2} & M_{a^1b} & M_{a^1c} & -L_{a^1a^1} \end{bmatrix} * \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ra^2} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \\ \psi_{rf} \end{bmatrix} \quad (3.85)$$

Une addition entre la ligne 1 et 4 du vecteur tension donné par (3.85) permet d'écrire :

$$[V_{cc-4}] = \begin{bmatrix} V_{a1} - V_N \\ V_b - V_N \\ V_c - V_N \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{a2} + R_{a1} & 0 & 0 & -R_{a1} \\ 0 & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 \\ R_{a1} & 0 & 0 & -(R_{a1} + r_f) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (L_{a^2a^2} + M_{a^2a^1}) + (L_{a^1a^1} + M_{a^1a^2}) & M_{a^2b} + M_{a^1b} & M_{a^2c} + M_{a^1c} & -M_{a^2a^1} - L_{a^1a^1} \\ M_{ba^2} + M_{ba^1} & L_{bb} & M_{bc} & -M_{ba^1} \\ M_{ca^2} + M_{ca^1} & M_{cb} & L_{cc} & -M_{ca^1} \\ L_{a^1a^1} + M_{a^1a^2} & M_{a^1b} & M_{a^1c} & -L_{a^1a^1} \end{bmatrix} * \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ra^2} + \psi_{rf} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \\ \psi_{rf} \end{bmatrix} \quad (3.86)$$

Compte tenu du déplacement de la tension du neutre V_N en présence d'un déséquilibre, (3.86) peut s'écrire sans cette tension sous la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{a1} - V_b \\ V_{a1} - V_c \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{a2} + R_{a1} & R & 0 & -R_{a1} \\ R_{a2} + R_{a1} & 0 & -R & -R_{a1} \\ R_{a1} & 0 & 0 & -(R_{a1} + r_f) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (L_{a^2a^2} + M_{a^2a^1}) + (L_{a^1a^1} + M_{a^1a^2}) - (M_{ba^2} + M_{ba^1}) & M_{a^2b} + M_{a^1b} - L_{bb} & M_{a^2c} + M_{a^1c} - M_{bc} & -M_{a^2a^1} - L_{a^1a^1} + M_{ba^1} \\ (L_{a^2a^2} + M_{a^2a^1}) + (L_{a^1a^1} + M_{a^1a^2}) - (M_{ca^2} + M_{ca^1}) & M_{a^2b} + M_{a^1b} - M_{cb} & M_{a^2c} + M_{a^1c} - L_{cc} & -M_{a^2a^1} - L_{a^1a^1} + M_{ca^1} \\ L_{a^1a^1} + M_{a^1a^2} & M_{a^1b} & M_{a^1c} & -L_{a^1a^1} \end{bmatrix} * \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ra^2} + \psi_{rf} - \psi_{rb} \\ \psi_{ra^2} + \psi_{rf} - \psi_{rc} \\ \psi_{rf} \end{bmatrix} \quad (3.87)$$

Compte tenu que $i_c = -i_a - i_b$ l'expression (3.87) peut s'écrire avec trois courants :

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} V_{a1} - V_b \\ V_{a1} - V_c \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_{a2} + R_{a1} & -R & 0 \\ R_{a2} + R_{a1} + R & R & -R_{a1} \\ R_{a1} & 0 & -(R_{a1} + r_f) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_f \end{bmatrix} + \\
&\begin{bmatrix} (L_{a2a2} + M_{a2a1}) + (L_{a1a1} + M_{a1a2}) - (M_{ba2} + M_{ba1}) - (M_{a2c} + M_{a1c} - M_{bc}) & M_{a2b} + M_{a1b} - L_{bb} - (M_{a2c} + M_{a1c} - M_{bc}) & -M_{a2a1} - L_{a1a1} + M_{ba1} \\ (L_{a2a2} + M_{a2a1}) + (L_{a1a1} + M_{a1a2}) - (M_{ca2} + M_{ca1}) - (M_{a2c} + M_{a1c} - L_{cc}) & M_{a2b} + M_{a1b} - M_{cb} - (M_{a2c} + M_{a1c} - L_{cc}) & -M_{a2a1} - L_{a1a1} + M_{ca1} \\ (L_{a1a1} + M_{a1a2}) - M_{a1c} & M_{a1b} - M_{a1c} & -L_{a1a1} \end{bmatrix} \\
&* \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ra2} + \Psi_{rf} - \Psi_{rb} \\ \Psi_{ra2} + \Psi_{rf} - \Psi_{rc} \\ \Psi_{rf} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.88}$$

Il en résulte que (3.81) peut s'écrire sous forme de vecteurs de dimension 3 :

$$[V_{cc-3x1}] = [r_{cc-3x3}] [i_{cc-3x1}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{cc-3x1}] \tag{3.89}$$

$$\text{avec } [r_{cc-3x3}] = \begin{bmatrix} R_{a2} + R_{a1} & -R & 0 \\ R_{a2} + R_{a1} + R & R & -R_{a1} \\ R_{a1} & 0 & -(R_{a1} + r_f) \end{bmatrix}; [i_{cc-3x1}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_f \end{bmatrix}; [\Psi_{r-cc-3x1}] = \begin{bmatrix} \Psi_{ra2} + \Psi_{rf} - \Psi_{rb} \\ \Psi_{ra2} + \Psi_{rf} - \Psi_{rc} \\ \Psi_{rf} \end{bmatrix};$$

$$\begin{aligned}
[L_{cc-3x3}] &= \\
&\begin{bmatrix} (L_{a2a2} + M_{a2a1}) + (L_{a1a1} + M_{a1a2}) - (M_{ba2} + M_{ba1}) - (M_{a2c} + M_{a1c} - M_{bc}) & M_{a2b} + M_{a1b} - L_{bb} - (M_{a2c} + M_{a1c} - M_{bc}) & -M_{a2a1} - L_{a1a1} + M_{ba1} \\ (L_{a2a2} + M_{a2a1}) + (L_{a1a1} + M_{a1a2}) - (M_{ca2} + M_{ca1}) - (M_{a2c} + M_{a1c} - L_{cc}) & M_{a2b} + M_{a1b} - M_{cb} - (M_{a2c} + M_{a1c} - L_{cc}) & -M_{a2a1} - L_{a1a1} + M_{ca1} \\ (L_{a1a1} + M_{a1a2}) - M_{a1c} & M_{a1b} - M_{a1c} & -L_{a1a1} \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

$$\text{et } [\Psi_{cc-3x1}] = [L_{cc-3x3}] i_{cc-3x1} + [\Psi_{r-cc-3x1}]$$

En imposant les valeurs des tensions statoriques et en utilisant les flux rotoriques donnés par (3.76), l'implémentation sur Matlab-Simulink de l'expression (3.89) permet de déterminer les courants statoriques.

III 4.3.2 Couple électromagnétique de la MSAPS

Pour le calcul du couple électromagnétique délivré par la machine en présence d'un courant de court-circuit i_f qui représente d'une manière générale le courant de défaut i_{def} , on utilise l'expression :

$$C = \frac{3}{2} p [(\bar{i}_s + \bar{i}_{def}) \wedge \bar{\Psi}_s] \tag{3.90}$$

en considérant la somme des courants nulle et les courants déterminés à partir de l'expression (3.89) et (3.38).

III 4.3.3 Equation mécanique

L'équation mécanique utilisée pour déterminer la vitesse de rotation du rotor en cas de défaut de court-circuit est identique à celle utilisée pour le cas de la machine en défaut de manque spires (3.71).

III 4.3.4 Schéma bloc du modèle de la MSAPS

Le schéma bloc du modèle de la MSAPS en présence d'un défaut de court-circuit sur le bobinage statorique de la phase A est illustré sur la Figure 3.34.

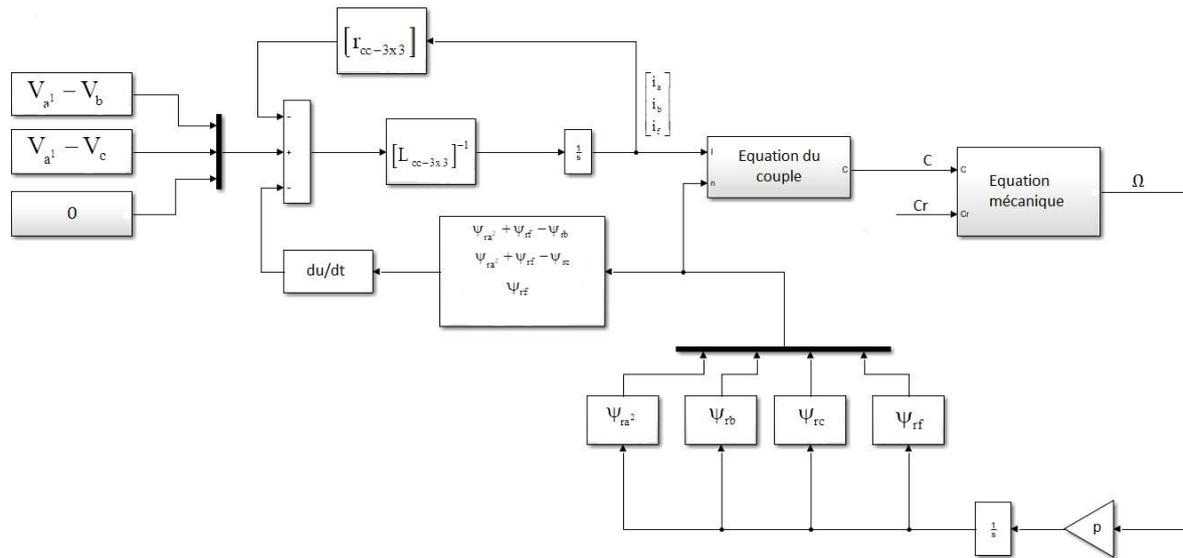


Figure 3.34: Schéma bloc du MSAPS en cas de défaut de court-circuit entre spires

L’implantation numérique prend en considération les équations (3.88) et (3.89) en considérant en entrée les tensions d’alimentation des trois phases et les flux rotoriques pour obtenir en sortie les courants des phases, le courant du défaut et la vitesse du rotor. Pour obtenir les courants, le principe consiste à résoudre un système de dimension 3 et pour le calcul du couple électromagnétique, on utilise l’expression (3.90) qui prend en compte le courant i_f présent dans le bobinage en court-circuit.

III 4.3.5 Mise en œuvre de la régulation de la vitesse rotorique

Pour l’étude du fonctionnement de la machine, celle-ci a été intégrée dans une boucle de régulation de la vitesse imbriquée avec une boucle de régulation de courant comme dans le cas d’un défaut de manque de spires présenté dans la partie III 3.2. Pour le fonctionnement de la MSAPS avec un défaut de court-circuit sans correction, la boucle de régulation de la vitesse est identique à celle présentée sur la Figure 3.28, en utilisant le modèle de la machine présenté sur la Figure 3.34. Pour le cas de la machine avec un défaut de court-circuit et correction, la boucle de régulation de la vitesse est présentée sur la Figure 3.35.

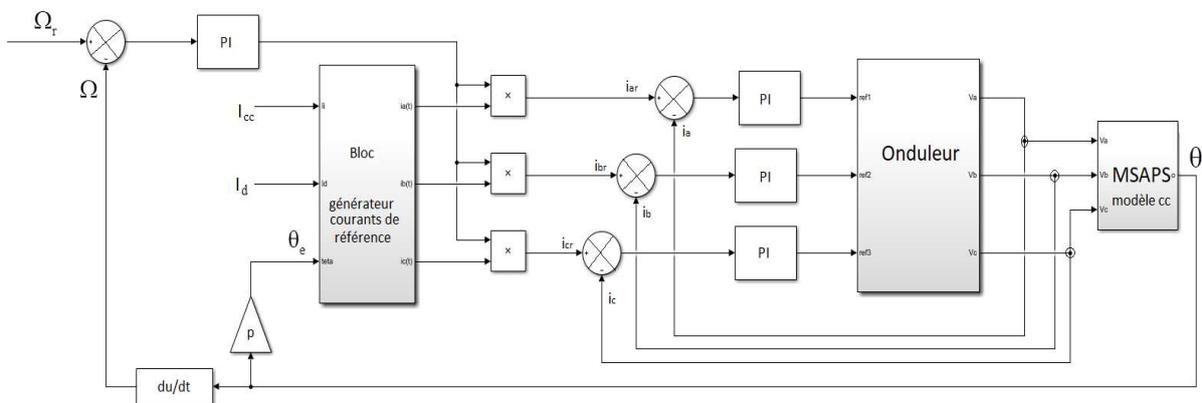


Figure 3.35: Implémentation de la boucle de régulation de la vitesse avec correction du défaut de court-circuit entre spires

Dans ce schéma de contrôle, le bloc générateur fournit les courants de référence en prenant en compte le courant direct \bar{i}_d auquel s'ajoute un courant inverse calculé pour compenser l'harmonique de la f.m.m à $h=-p$. La correction est faite en deux étapes :

- imposer un courant inverse \bar{i}_i calculé par (3.31) en considérant le court-circuit dans l'enroulement positionné entre les encoches 3,10. L'expression (3.31) peut alors s'écrire sous la forme $\bar{I}_i = \frac{\bar{I}_d B - \bar{I}_{cc} A}{C}$
- avec $A = K \sum_{j=3,10} e^{i(-2\beta_j^s + \varphi_{ccj})}$, $B = K \sum_{j=3,10} e^{i(-2\beta_j^s + \varphi_{dj})}$, $C = \sum_{j=1}^{N_s} e^{i(-2\beta_j^s + \varphi_{ij})}$ et $K=2/3$
- ajuster l'amplitude et la phase du courant inverse pour annuler l'harmonique 100Hz correspondant au double de la fréquence d'alimentation.

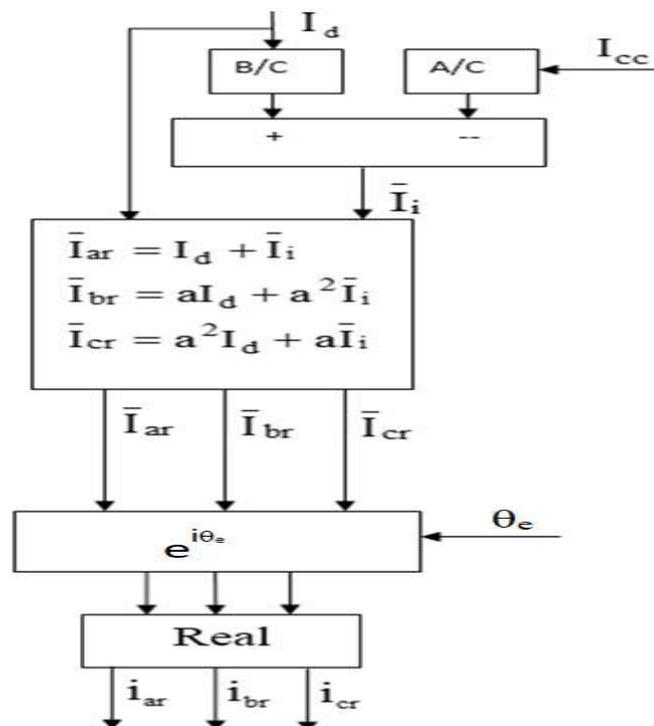


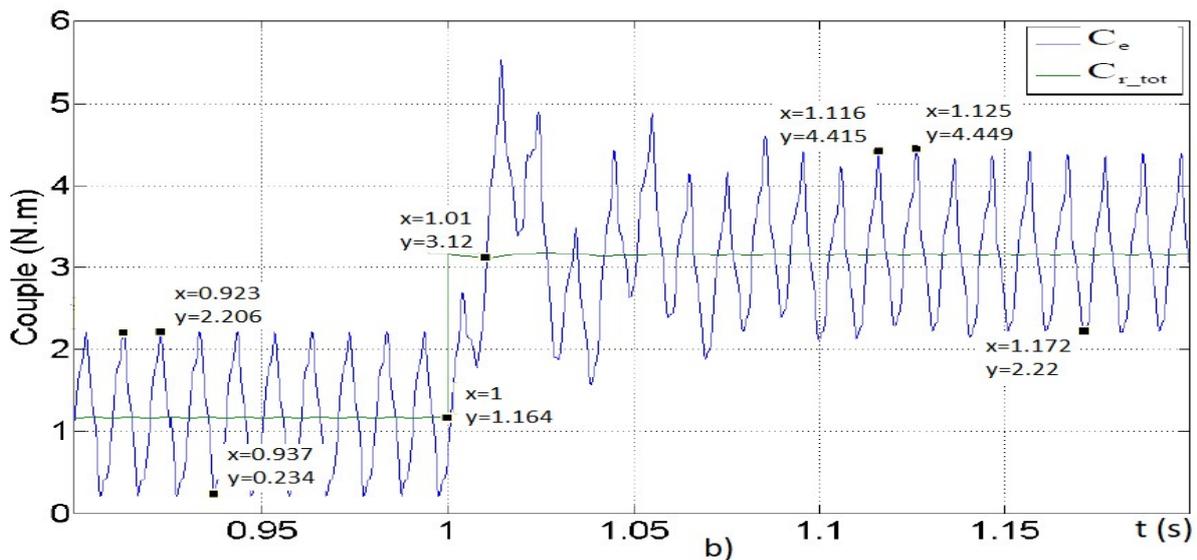
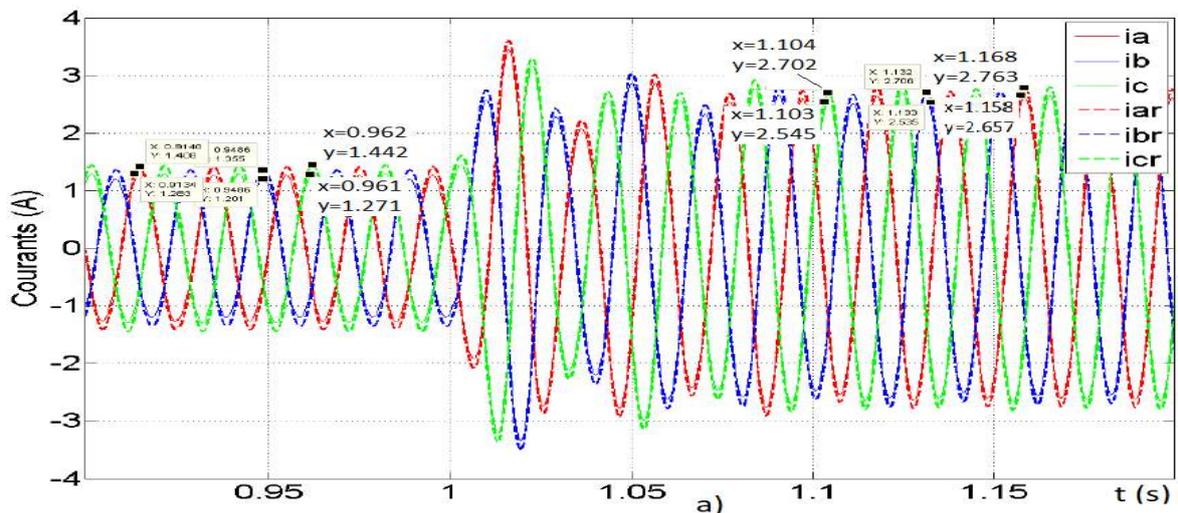
Figure 3.36: Schéma bloc du générateur des courants de référence pour assurer la correction en cas de défaut de court-circuit

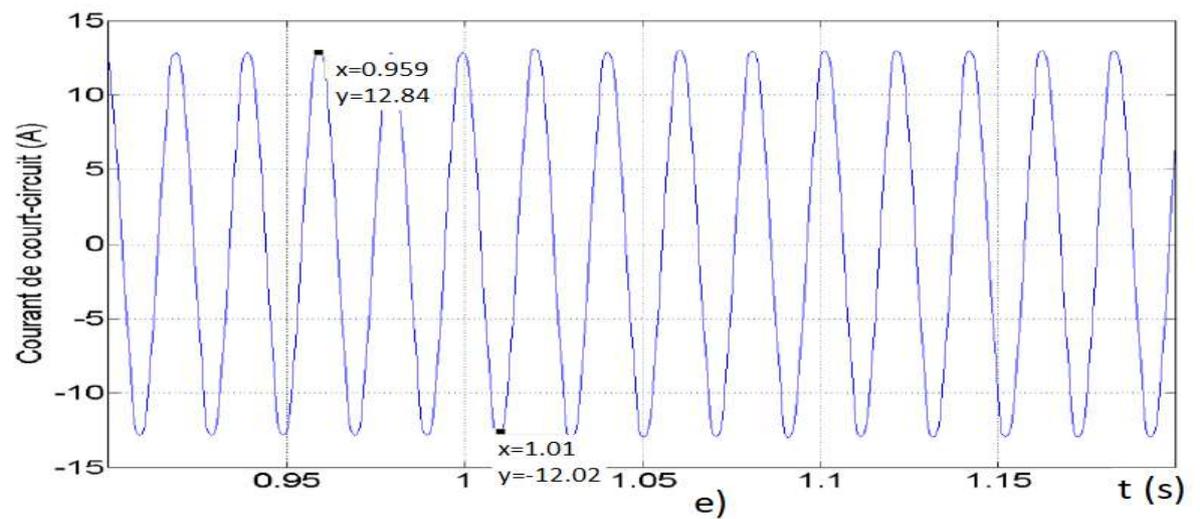
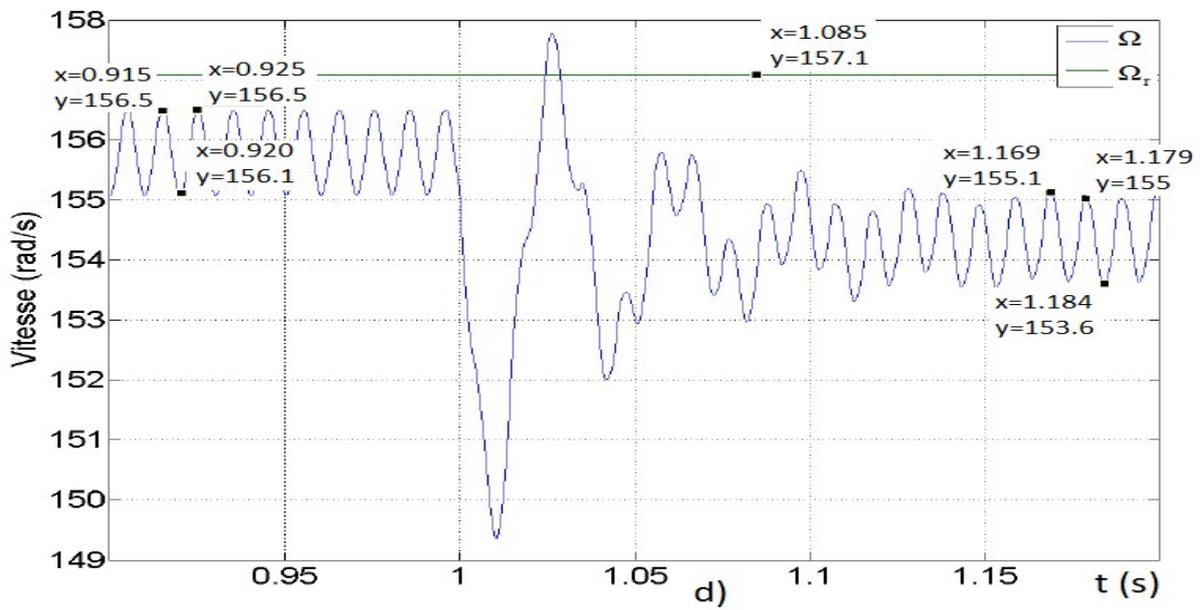
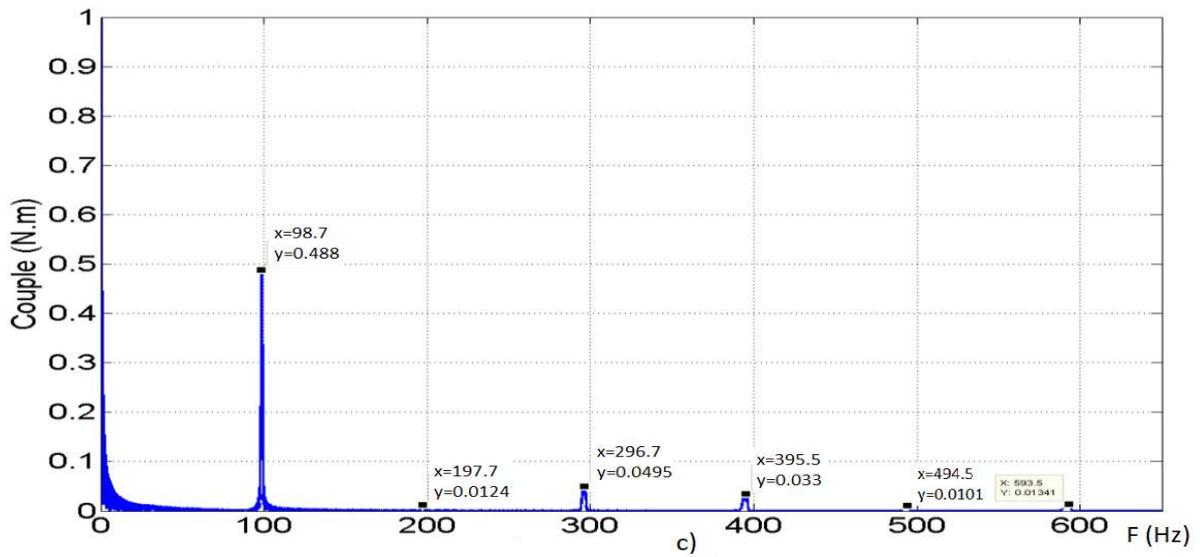
La génération des courants de référence est faite selon le schéma bloc présenté sur la Figure 3.36 dans lequel $a=e^{i2\pi/3}$. Le courant I_d est obtenu à partir d'un système triphasé équilibré direct par (3.22) $\bar{I}_d = \frac{1}{3}(\bar{I}_{ad} + a\bar{I}_{bd} + a^2\bar{I}_{cd})$ avec une valeur nulle du courant homopolaire.

III 4.3.5.1 Cas de machine en défaut de court-circuit sans correction

Pour la simulation de la MSAPS en présence d'un défaut de court-circuit sans correction il a été utilisé une vitesse de référence $\Omega_r=157$ rad/s et un échelon de couple résistant C_r qui passe de 1.17Nm à 3.17Nm. Le court-circuit considéré correspond à 2/3 spires de la section élémentaire sur la Phase A et la Figure 3.37a montre l'évolution des courants absorbés par la machine avant et après l'application de l'échelon du couple résistant. On remarque que les courants sont quasi équilibrés avec des valeurs maximales de 1.2A pour un fonctionnement à vide et 2.6A pour le fonctionnement en charge. Le suivi du courant de référence est réalisé avec une erreur d'ordre 0.15A à vide et 0.13A en charge. L'évolution du couple est illustrée sur la

Figure 3.37b et celle de son spectre sur la Figure 3.37c. On remarque des ondulations du couple avec une fréquence de 100 Hz et une amplitude de 0.488Nm ainsi que des variations $\Delta C=1.97\text{Nm}$ à vide et $\Delta C=2.228\text{ Nm}$ en charge. La variation de la vitesse est présentée sur la Figure 3.37d. L'analyse de cette figure montre la présence des ondulations de vitesse qui augmentent avec la charge. L'erreur statique passe de 1.3 rad/s pour un fonctionnement à vide à une erreur de 2.8 rad/s pour un fonctionnement en charge. Les ondulations de vitesse sont d'ordre de $\Delta\Omega= 1.79\text{ rad/s}$ à vide, respectivement $\Delta\Omega= 2.22\text{ rad/s}$ en charge. Des simulations pour des degrés différents de défaut de court-circuit montrent également une augmentation des ondulations de la vitesse avec le courant de court-circuit et une variation plus importante de la vitesse comparée avec celles en défaut de manque de spires ($\Delta\Omega= 2.22\text{ rad/s} > \Delta\Omega= 0.04\text{rad/s}$). L'image du courant de court-circuit est présentée sur la Figure 3.37e. Ce courant a une valeur maximale autour de 12.8A et une fréquence identique avec celle de la tension d'alimentation, cependant la simulation montre que le changement de la charge n'a pas une réelle influence sur ce courant. La variation de la puissance est présentée sur la Figure 3.37f. Elle met en évidence une puissance moyenne autour de $P_{\text{moy}}=290.8\text{W}$ à vide et $P_{\text{moy}}=630.2\text{W}$ en charge avec une augmentation importante des ondulations pour l'application d'un couple résistant de $C_r=2\text{Nm}$ en passant de $\Delta P=45.7\text{W}$ à une ondulation de $\Delta P=124.4\text{W}$.





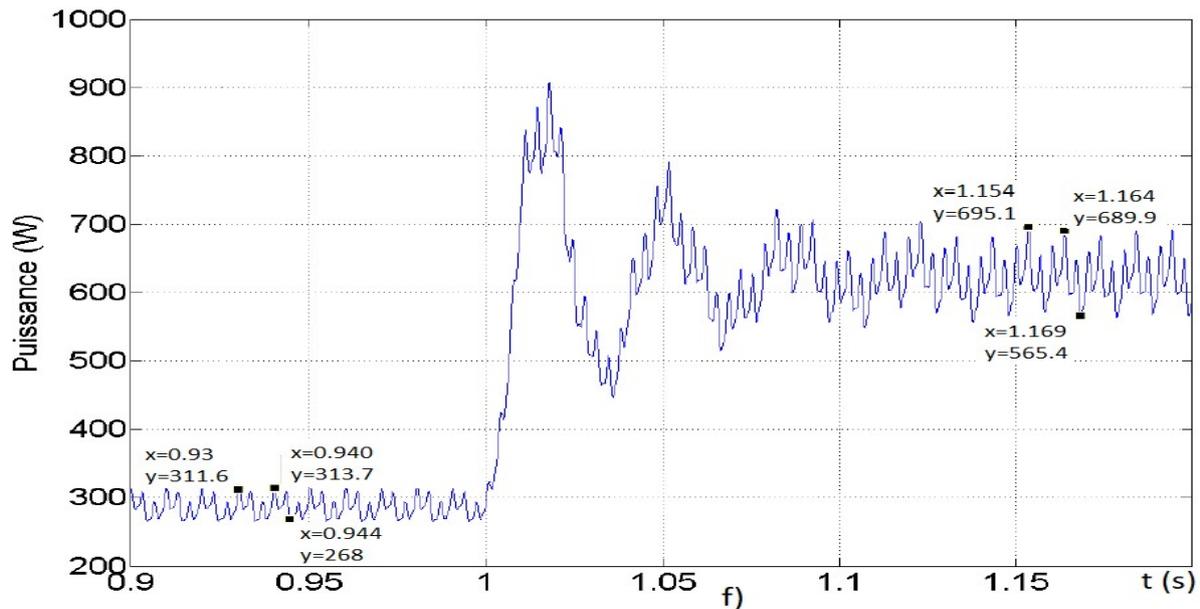
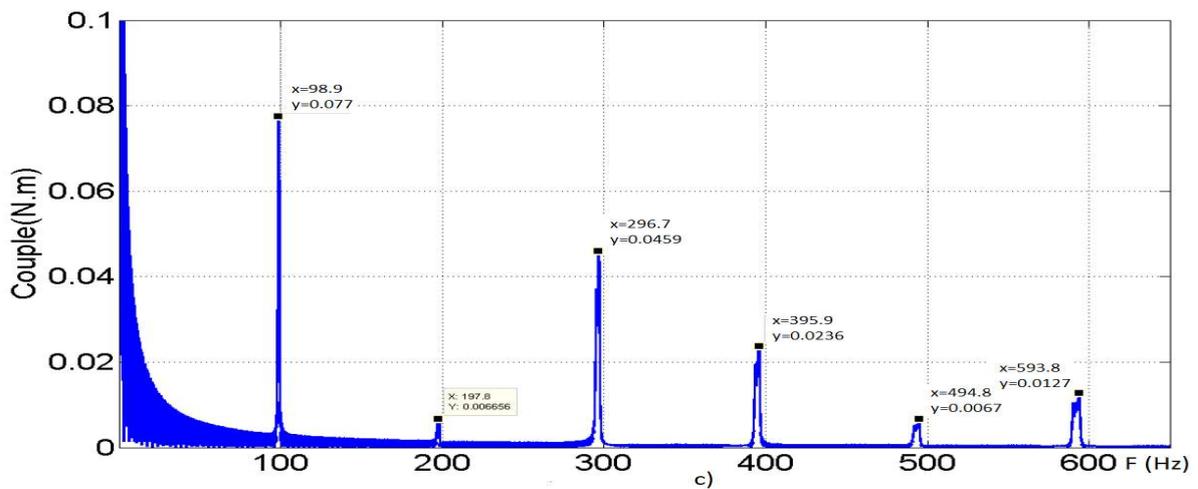
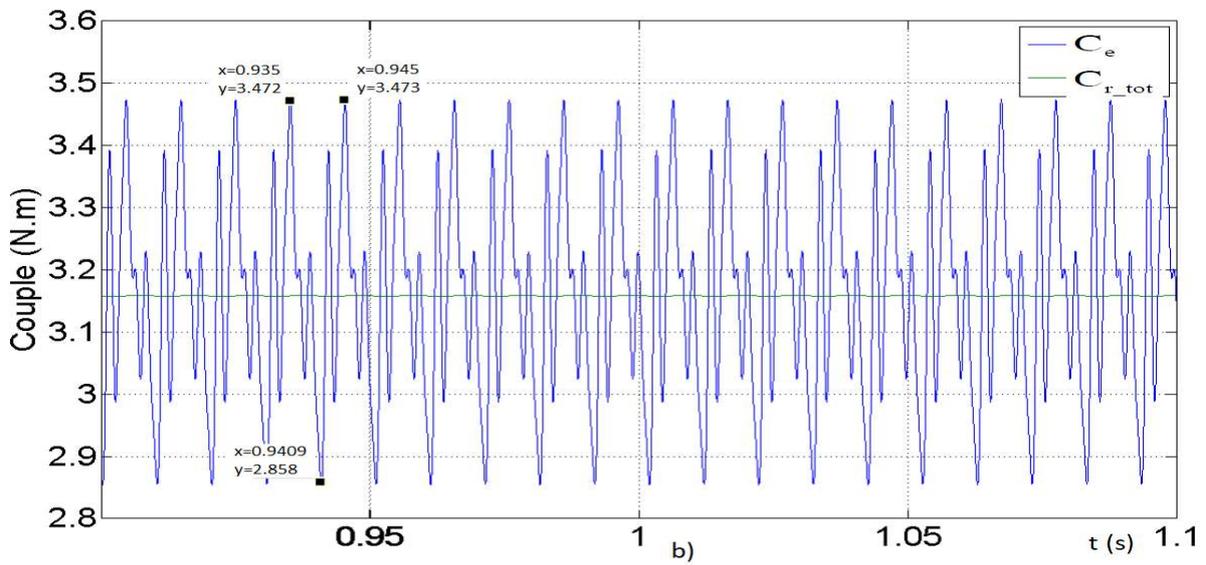
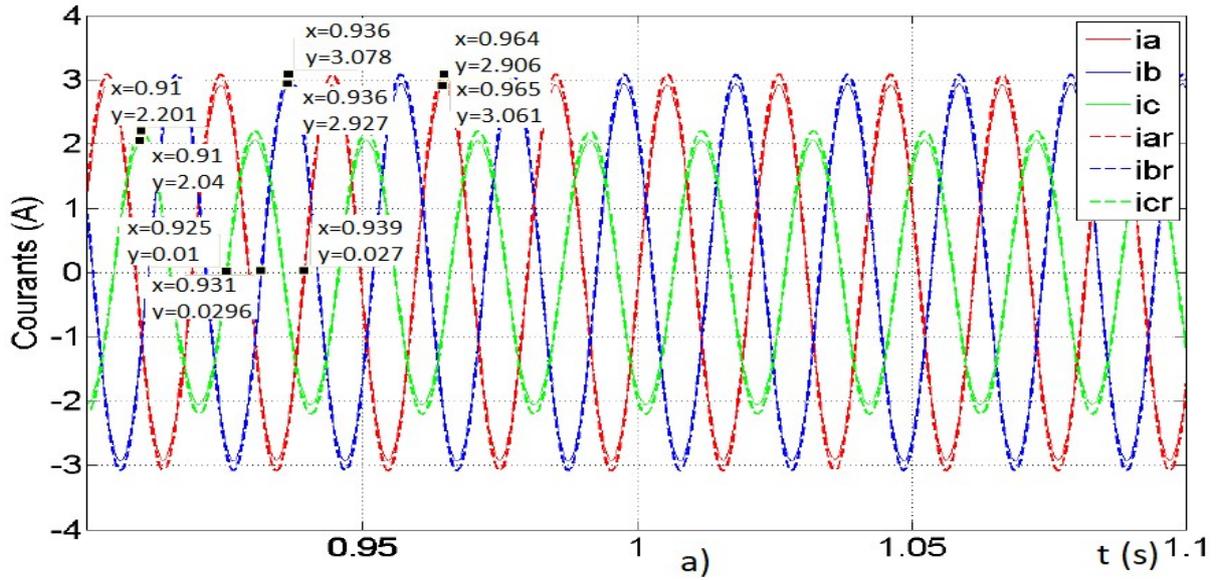


Figure 3.37: Résultats de simulation pour une machine en défaut de court-circuit de 2/3 spires d'une section élémentaire sur la phase A sans correction et en présence d'une variation du couple résistant a) évolution des courants de référence et des courants mesurés b) évolution du couple de référence et du couple électromagnétique de la MSAPS c) spectre du couple électromagnétique d) vitesse de référence et vitesse de la MSAPS, e) évolution du courant de court-circuit f) évolution de la puissance

III 4.3.5.2 Cas de machine en défaut de court-circuit avec correction

Le deuxième cas simulé pour la machine en défaut est présenté sur la Figure 3.38. La MSAPS est considérée en présence d'un couple résistant $C_r = 3.17 \text{ Nm}$. L'évolution des courants à injecter pour la compensation des ondulations du couple est présentée sur la Figure 3.38a. Dans cette simulation, les courants sont déséquilibrés et correspondent aux courants direct $I_d = 2.6 \text{ A}$ et inverse $I_i = 0.68 \text{ A}$. Ces valeurs des courants conduisent à une diminution des ondulations du couple à $\Delta C = 0.62 \text{ Nm}$ autour d'une valeur moyenne $C_{\text{moy}} = 3.16 \text{ Nm}$ comme le montre la Figure 3.38b. Si on compare au cas sans correction ($\Delta C = 2.228 \text{ Nm}$), on remarque une diminution importante des ondulations mesurées au double de la fréquence d'alimentation. Cette diminution est également visible sur le spectre du couple illustré sur la Figure 3.38c. L'harmonique du couple à 100 Hz prend dans ce cas la valeur 0.077 Nm , qui a bien diminué par rapport au cas sans correction (0.488 Nm). La Figure 3.38d montre l'évolution de la vitesse suite à la correction, avec une valeur moyenne autour de $\Omega = 154.4 \text{ rad/s}$. L'erreur statique de 2.7 rad/s reste quasi inchangée par rapport au cas sans correction avec des ondulations au double de la fréquence d'alimentation, cependant les ondulations de la vitesse sont réduites à $\Delta \Omega = 0.2 \text{ rad/s}$. L'évolution du courant de court-circuit est présentée sur la Figure 3.38e. Comparé au cas sans correction, le courant de court-circuit reste presque inchangé avec une valeur maximale autour de 13.17 A . L'évolution temporelle de la puissance consommée par la machine est illustrée sur la Figure 3.38f. Les simulations mettent en évidence des ondulations de la puissance de $\Delta P = 398.6 \text{ W}$ autour d'une puissance moyenne $P_{\text{moy}} = 636.2 \text{ W}$. Ces ondulations au double de la fréquence d'alimentation sont en augmentation par rapport au cas de défaut sans correction.



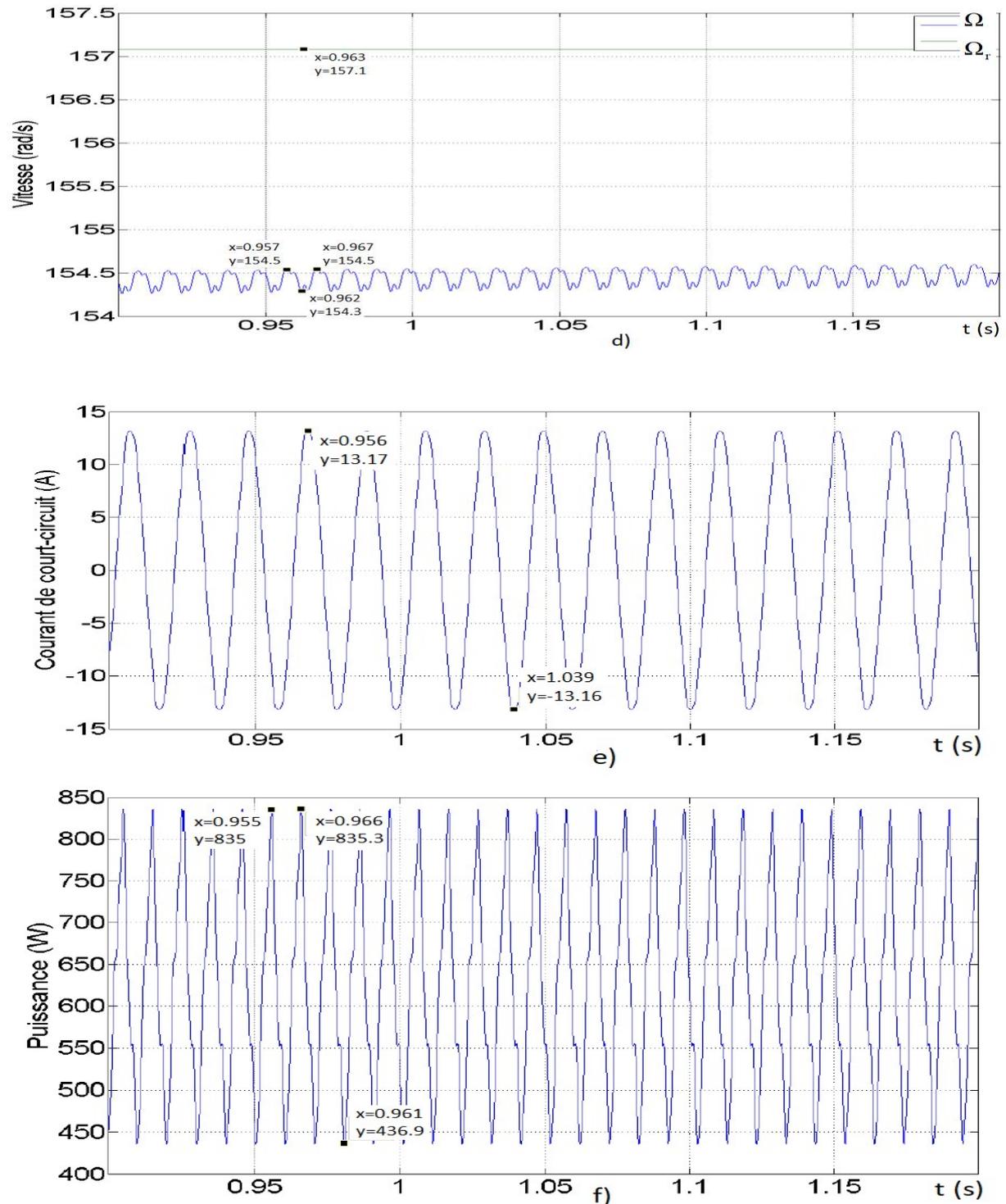


Figure 3.38: Résultats de simulation pour une machine en défaut de court-circuit de 2/3 spires d’une section élémentaire sur la phase A avec correction par injection d’une composante inverse du courant a) évolution des courants de référence et des courants mesurés b) évolution du couple de référence et du couple électromagnétique de la MSAPS c) spectre du couple électromagnétique d) vitesse de référence et vitesse de la MSAPS, e) évolution du courant de court-circuit f) évolution de la puissance

Comme pour le cas du défaut de manque de spires, le Tableau 3.8 donne un récapitulatif de la variation de différentes grandeurs de la MSAMS en présence d’un défaut de court-circuit. Le

cas de fonctionnement s pour la machine saine, sans correction et avec correction sont présentées.

Tableau 3.8 Grandeurs électriques et mécaniques de la MSAPS obtenues par simulation pour la machine saine, la machine avec défaut de court-circuit de 2/3 spires de la section élémentaire (SE) sans correction et avec correction.

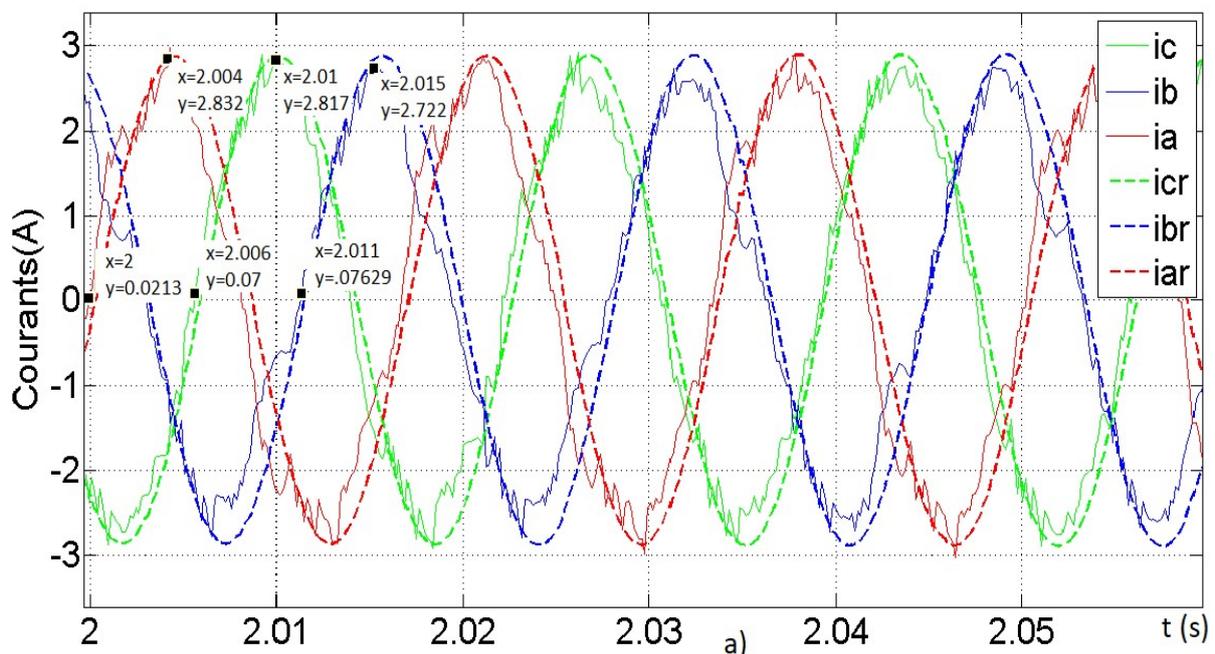
	Moteur sain		Court-circuit entre 2/3 spires de la SE sans correction		Court-circuit entre 2/3 spires de la SE avec correction
	à vide	en charge	à vide	en charge	en charge
C_{moy} (Nm)	1.15	3.164	1.22	3.334	3.16
ΔC (Nm)	0.06	0.063	1.97	2.228	0.62
P_{moy} (W)	187.65	515.95	290.8	630.25	636.2
ΔP (W)	14.7	51.1	45.7	124.4	398.6
I_{ar_max} (A)	0.86	1.99	1.4	2.78	3.08
I_{a_max} (A)	0.63	1.73	1.28	2.65	2.9
Erreur a (A)	0.23	0.26	0.12	0.13	0.18
I_{br_max} (A)	0.86	1.99	1.35	2.7	3.07
I_{b_max} (A)	0.63	1.73	1.2	2.5	2.9
Erreur b (A)	0.23	0.26	0.15	0.2	0.17
I_{cr_max} (A)	0.86	1.99	1.4	2.7	2.2
I_{c_max} (A)	0.63	1.73	1.2	2.5	2.04
Erreur c (A)	0.23	0.26	0.2	0.2	0.16
Ω_{moy} (rad/s)	156.3	155.3	155.8	154.3	154.7
$\Delta\Omega_{moy}$ (rad/s)	0	0	1.4	1.4	0.2
Harmonique du couple à 100 Hz (Nm)	0	0		0.48	0.07
Harmonique du couple à 300 Hz (Nm)		0.0307		0.05	0.045
Courant de court-circuit I_f (A) (valeur maximale)			12.8	12.8	13.17

Une analyse des résultats présentés dans le Tableau 3.8 sur le cas de fonctionnement en charge, montre la possibilité d'une réduction des ondulations de couple à une valeur similaire à celle de la machine saine en partant d'un $\Delta C=2.228$ Nm en charge sans correction pour arriver à

$\Delta C=0.062$ Nm. Le déséquilibre des courants introduit par la correction, est pour ce type de défaut, plus important que dans le cas de défaut de manque de spires. On mesure les courants de $I_{ar_max}=2.9$ A, $I_{br_max}=2.9$ A, $I_{cr_max}=2.04$ A. Cette correction est cependant accompagnée d'une augmentation des ondulations de la puissance en passant d'une variation $\Delta P =124.4$ W pour une machine sans correction à une valeur $\Delta P =398.6$ W en présence d'une correction. Ce phénomène doit être pris en compte pour le dimensionnement du système d'alimentation en cas d'utilisation de la machine dans une application de traction électrique. Comme pour le cas d'un défaut de manque de spires, d'autres simulations ont mis en évidence une augmentation des ondulations de couple avec l'augmentation du défaut.

III 4.3.5.3 Résultats expérimentaux

Pour valider le principe de correction en cas de court-circuit entre 2/3 des spires d'une section élémentaire, un contrôle de la MSAPS en boucle fermée a été implémenté dans une carte dSPACE 1104 avec une commande par hystérésis. L'alimentation de la machine a été réalisée à l'aide d'un onduleur triphasé (Semiteach Semikron). Des essais à une fréquence d'alimentation de 60Hz, 50Hz et 34Hz ont été réalisés. L'image des courants dans le cas d'alimentation du moteur par un système triphasé équilibré à une fréquence de 60Hz est présentée sur la Figure 3.39a et celle avec des courants déséquilibrés sur la Figure 3.39b. L'influence de la correction est visible sur le spectre de la vibration présenté sur la Figure 3.39c dans le cas sans correction et sur la Figure 3.39d après la correction. On remarque une forte diminution de l'harmonique 120 Hz (le double de la fréquence d'alimentation) d'une valeur de 3.419mV à une valeur de 0.334mV après l'injection de la composante inverse. Les paramètres mesurés pour les différents tests sont regroupés dans le Tableau 3.9.



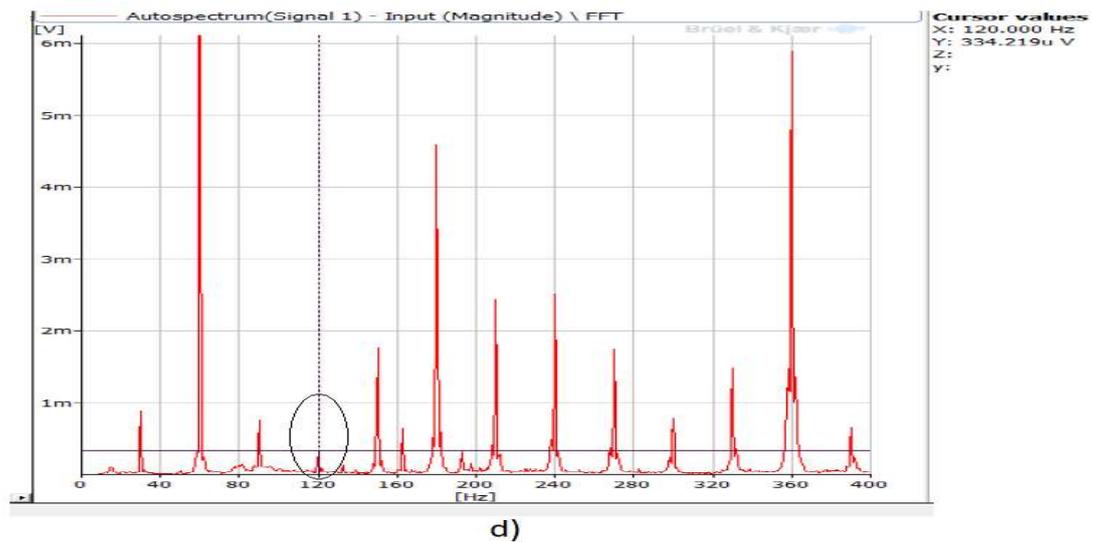
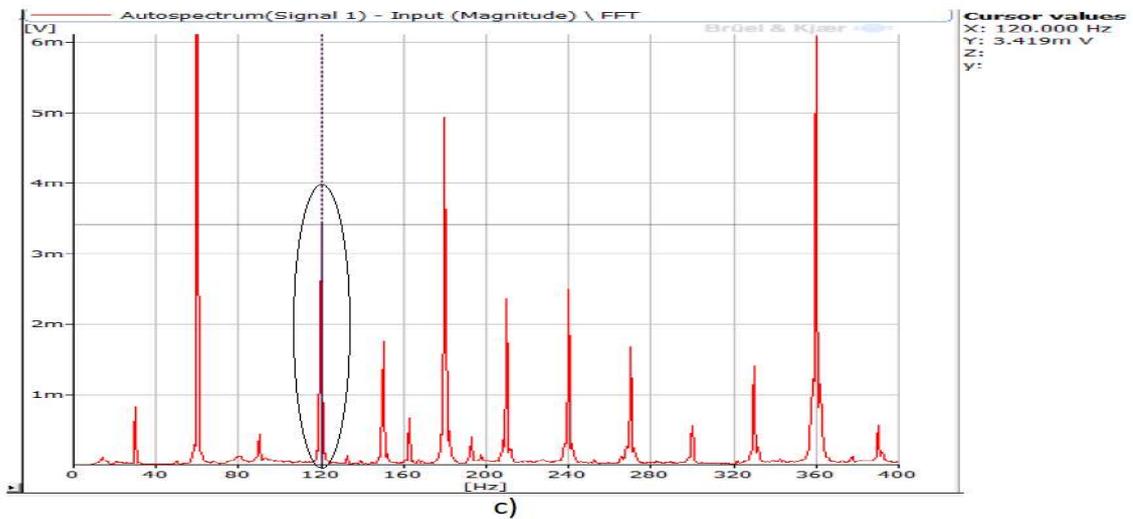
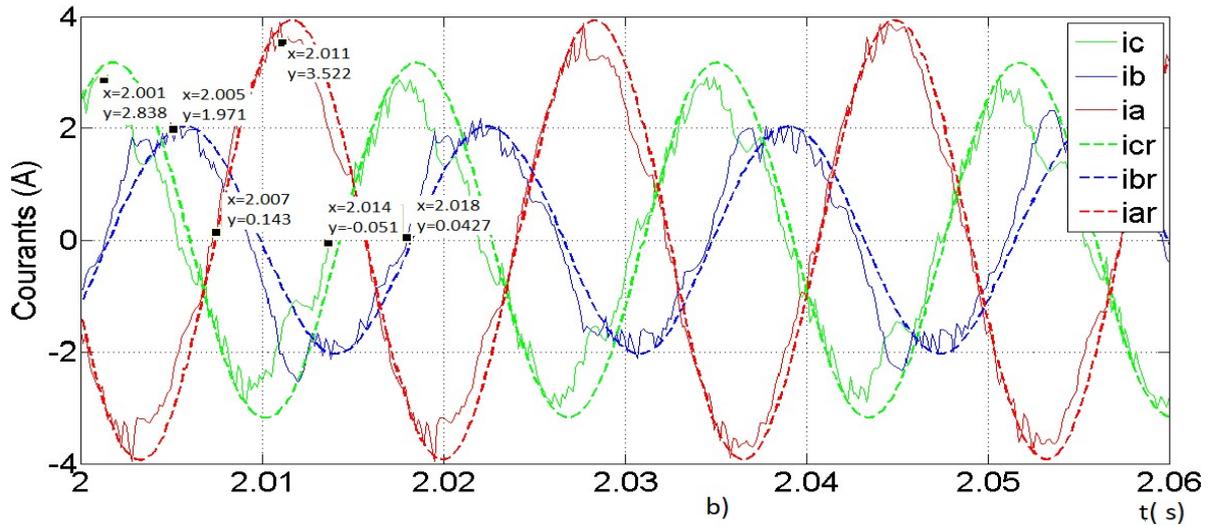


Figure 3.39: Résultats expérimentaux pour la MSAPS en défaut de court-circuit de 2/3 spires d'une section élémentaire a) alimentation par un système triphasé de courants équilibrés b) alimentation par un système triphasé de courants déséquilibrés c) spectre de la vibration tangentielle pour les courants équilibrés d) spectre de la vibration tangentielle pour les courants déséquilibrés.

Tableau 3.9 Résultats expérimentaux obtenus pour la MSAPS avec défaut de court-circuit de 2/3 spires de la section élémentaire pour un fonctionnement en boucle fermée

Fréquence d'alimentation	Cas	MSAP saine	Défaut de court-circuit	
			Sans correction	Avec correction
60Hz I _{cc} =13.8A	I _a [A]	2.16	2.83	3.58
	I _b [A]	2.2	2.72	1.97
	I _c [A]	2.21	2.81	2.83
	φ _a Phase A [deg]	108.43	-238.55	-238.55
	φ _b Phase B [deg]	0	0	0
	φ _c Phase C [deg]	238.55	-108.43	-86.74
	Amplitude de l'harmonique de vibration à 120 Hz [mV]	0.461	3.419	0.334
	$\frac{I_d}{I_i}$	15.0288	13.2614	2.7816
50Hz I _{cc} =13.1A	I _a [A]	1.3	2.47	3.03
	I _b [A]	1.3	2.41	2
	I _c [A]	1.3	2.4	2.23
	φ _a Phase A [deg]	-234	126	144
	φ _b Phase B [deg]	0	0	0
	φ _c Phase C [deg]	-126	252	270
	Amplitude de l'harmonique de vibration à 100 Hz [mV]	0.625	4.67	0.16
	$\frac{I_d}{I_i}$	16.8149	14.1210	6.6681
34Hz I _{cc} =10.27	I _a [A]	0.73	2.07	1.71
	I _b [A]	0.73	2.07	2.1
	I _c [A]	0.73	2.07	0.91
	φ _a Phase A [deg]	-232.65	122.44	120
	φ _b Phase B [deg]	0	0	0
	φ _c Phase C [deg]	-110.2	-244.89	240
	Amplitude de l'harmonique de vibration à 68 Hz [mV]	0.97	1.44	0.33
	$\frac{I_d}{I_i}$	19.1025	40.0824	4.4920

III 4.4. Rapport du courant direct et du courant inverse

Les résultats de simulations obtenus entre le rapport des courants direct et inverse calculé par la méthode analytique (3.31 et 3.36) et à l'aide du modèle dynamique, sont donnés dans le Tableau 3.10. Ce rapport est calculé pour un défaut de manque de spires et de court-circuit sur une section élémentaire du bobinage statorique. Pour calculer I_d et I_i présents dans les courants absorbés par la machine, on utilise le vecteur espace du courant statorique :

$$\vec{i}_s = i_d e^{j(\omega t + \varphi_{id})} + i_i e^{j(-\omega t + \varphi_{ii})} \quad (3.91)$$

La multiplication de (3.91) par $e^{-j(\omega t)}$ conduit à :

$$\vec{i}_s = i_d e^{j(\varphi_{id})} + i_i e^{j(-2(\omega t) + \varphi_{ii})} \quad (3.92)$$

Le courant i_d est obtenu à partir de (3.92) par filtrage passe-bas du courant statorique. La multiplication de (3.91) par $e^{j(\omega t)}$ conduit à :

$$\vec{i}_s = i_d e^{j(2(\omega t) + \varphi_{id})} + i_i e^{j(\varphi_{ii})} \quad (3.93)$$

et le courant i_i est obtenu à partir de (3.93) par filtrage passe-bas du courant statorique. La variation du rapport entre le courant direct et le courant inverse I_d/I_i pour une MSAPS avec un défaut de manque de spires correspondant à 2/3 spires d'une section élémentaire avec correction est présentée sur la Figure 3.40. Pour ce cas, la même variation de charge prise en considération dans la Figure 3.32 ($\Delta Cr=2Nm$) est considérée. On remarque un passage de $I_d/I_i=29.42$ pour un fonctionnement à vide à une valeur de $I_d/I_i=23.16$ pour un fonctionnement en charge. Le cas d'un court-circuit entre 2/3 spires d'une section élémentaire en présence d'une correction et un fonctionnement en charge est illustré sur la Figure 3.41. Ici le rapport prend une valeur autour de 4.7 pour un couple résistant $Cr=3.16 Nm$.

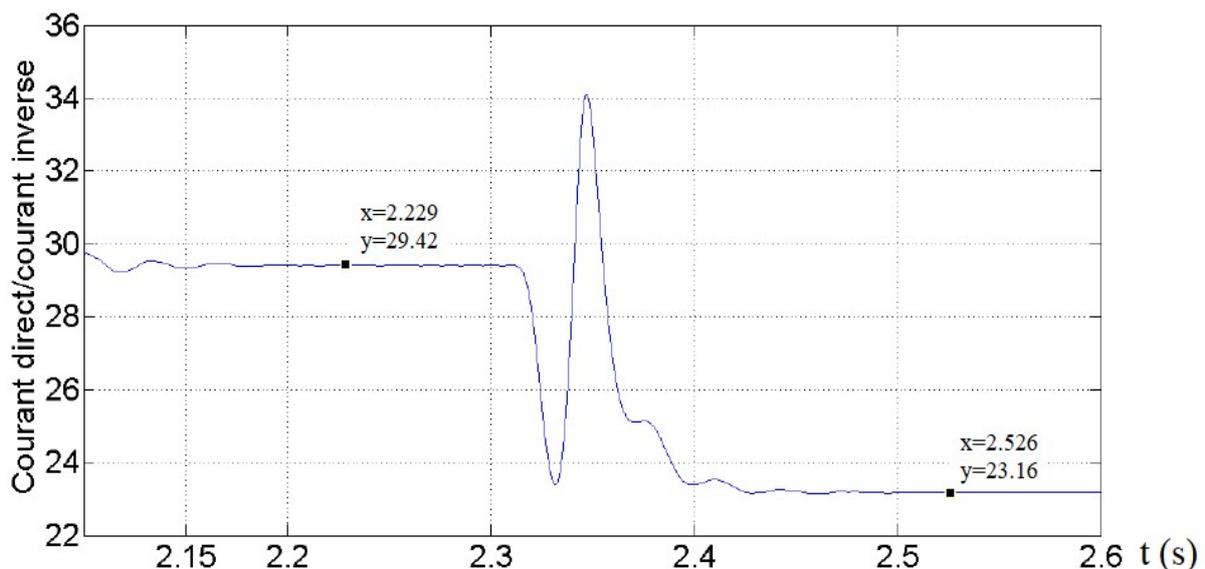


Figure 3.40: Rapport I_d/I_i calculé à partir du modèle dynamique pour un défaut de manque de spires de 2/3 d'une section élémentaire de la MSAPS en présence d'une correction

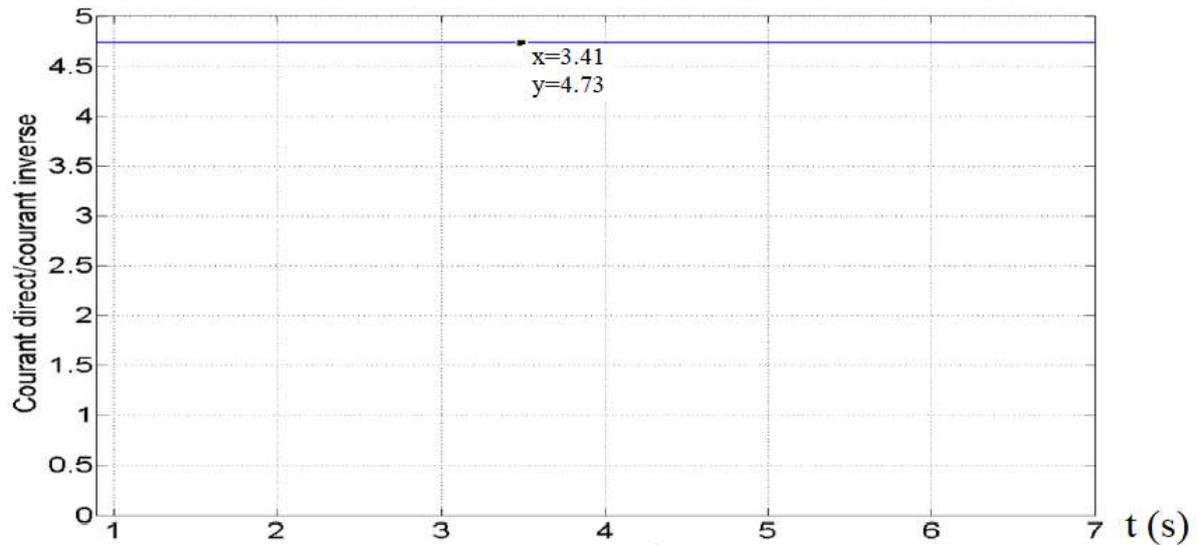


Figure 3.41: Rapport I_d / I_i calculé à partir du modèle dynamique pour une machine en charge de 2Nm et un défaut court-circuit entre 2/3 spires d'une section élémentaire sous l'action d'une correction

D'autres cas avec 1/3 spires en défaut sont également présentés dans le Tableau 3.10 et peuvent être comparés avec les valeurs obtenues par calcul analytique. On remarque des valeurs relativement proches obtenues par les deux méthodes. La valeur du rapport obtenue expérimentalement est également présentée dans la dernière ligne du Tableau 3.10.

Tableau 3.10 Rapport des courants direct et inverse pour une alimentation en boucle ouverte et différents cas de défaut pour une machine en charge

Fonctionnement en charge Cr=3.17Nm	Défaut de manque de spires d'une section élémentaire		Défaut de court-circuit entre les spires d'une section élémentaire	
	Manque de 1/3 spires	Manque de 2/3 spires	1/3 spires court-circuitées	2/3 spires court-circuitées
$\frac{I_d}{I_i}$ (analytique) (4.36) et (4.31)	54.15	26.57	12.02	5.7
$\frac{I_d}{I_i}$ (dynamique) (4.92) et (4.93)	38.49	23.16	12.57	4.7
$\frac{I_d}{I_i}$ (expérimental)		20.61		6.66

III.5 Conclusion

Ce chapitre présente des travaux que j'ai co-encadrés sur une stratégie de commande d'une **Machine Synchrones à Aimants Permanents Surfaiques** pour une minimisation active des ondulations de couple en présence d'un défaut de déséquilibre au niveau du bobinage statorique de la machine, suite à un manque de spires ou d'un court-circuit entre spires. La stratégie proposée consiste à ajouter à la composante directe du courant d'alimentation une composante inverse pour créer un effet compensatoire au déséquilibre donné par le défaut. La difficulté consiste à définir la composante à injecter dans l'alimentation de la machine et intégrer cette composante dans le signal de référence.

Pour répondre à cette problématique, dans un premier temps nous avons développé un modèle analytique basé sur la force magnétomotrice et la perméance d'entrefer permettant de calculer l'induction présente dans chaque encoche et ainsi mettre en évidence les harmoniques du couple générés par les harmoniques d'espace de l'induction statorique et rotorique. Ce modèle permet l'étude pour une machine saine ou en cas de déséquilibre, produit soit par une dissymétrie dans la répartition du bobinage statorique soit par celle des courants. Il conduit à l'observation que le principal harmonique de couple produit par le défaut est au double de la fréquence d'alimentation.

Dans la logique de minimiser cet harmonique du couple et les ondulations qu'il provoque, la seconde partie s'intéresse à la détermination du courant inverse nécessaire à injecter dans le courant d'alimentation pour chaque cas de défaut. Le calcul passe par une modélisation du bobinage statorique avec la f.m.m correspondante pour chaque encoche et il conduit à une expression du courant inverse en fonction du courant direct et celui du défaut. La minimisation des ondulations de couple est mise en évidence par simulation avec le modèle analytique sur l'évolution des harmoniques d'espace de l'induction statorique ainsi que du couple et par expérimentation sur la variation des amplitudes des harmoniques de vibration. Pour une application pratique sur la commande de la machine, une approche basée sur le vecteur espace du courant équivalent est également proposée. Ce vecteur est le résultant d'une association de deux composantes, une correspondant aux trois courants en ligne et l'autre au courant du défaut. Cependant les deux approches peuvent s'appliquer seulement lorsque les courants sont connus et imposés.

La dernière partie est consacrée à la modélisation dynamique de la MSAPS en vue d'une implantation de sa commande tout en permettant de créer pour la MSAPS un modèle flexible capable de prendre en compte les deux défauts. Pour cela, une modélisation basée sur les paramètres électriques et mécaniques est proposée. Elle considère séparément le cas de manque de spires et celui de court-circuit. Elle est associée à un onduleur triphasé permettant d'appliquer une commande avec ou sans injection du courant inverse. La commande proposée est une commande scalaire basée sur le modèle abc mis en œuvre dans une boucle de régulation de courant imbriquée dans la boucle de régulation de la vitesse. Pour le défaut de manque de spires, les courants de référence sont obtenus à partir du vecteur espace du courant statorique sous la contrainte de suivre un couple constant avec une valeur maximale. Ils sont calculés en prenant en compte un couple de référence et le vecteur d'espace du flux estimé. La référence des courants en cas de défaut de court-circuit se base sur le rapport entre le courant direct et inverse obtenu par une prise en compte du courant de court-circuit. Une comparaison entre les rapports obtenus par la méthode analytique et dynamique montre une corrélation étroite.

Les résultats obtenus dans ce travail sont prometteurs car ils montrent la possibilité de diminuer les ondulations de couple par un contrôle adéquat des courants. Cependant, le travail reste incomplet et peut être poursuivi car l'étude peut être complétée avec la commande de la machine en présence d'autres types de défaut comme par exemple la démagnétisation des aimants permanents ou la présence d'une excentricité et, pour obtenir de meilleures performances de contrôle en régime dynamique, un contrôle vectoriel peut être envisagé.

III.6 Références

[Abd1-05] Abdallah A., "Modélisation des machines synchrones à aimants permanents pour la simulation de défauts statoriques: application à la traction ferroviaire," Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.

[Abd2-05] Abdallah A., Regnier J., Faucher J., "Simulation of internal faults in permanent magnet synchronous machines", Proceedings of the 6th International Conference on Power Electronics and Drille Systems, Kuala Lumpur, Malaysia, vol.2 ,2005, pp.1390-1395.

[Bas12] Bashir Mahdi Ebrahimi, Jawad Faiz, «Configuration Impacts on Eccentricity Fault Detection in Permanent Magnet Synchronous Motors,» IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, vol. 48, 2012, pp. 903-906.

[Bah17] Bahri Elmehdi. "Minimisation actille des contraintes générées par les défauts dans les machines électriques. Application à la MSAPS ". Thèse de Doctorat en cotutelle entre le Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE), Université d'Artois, Béthune, France, et L'Université Cadi Ayyad , Marrakech, Maroc soutenue en 2012.

[Bar20] Barmpatza, A.C.; Kappatou, J.C. Study of a Combined Demagnetization and Eccentricity Fault in an AFPM Synchronous Generator. Energies, 13, 2020, pp. 1-17.

[Bel04] Belkhat Driss, "Nouvelles méthodes de réduction actille du bruit magnétique et diagnostic des machines asynchrones", Thèse de Doctorat, Université d'Artois, Béthune, France, 2004.

[Ben04] Bennett J. W., Jack A. G., Mecrow B. C., Atkinson D. J., Sewell C. and Mason G., "Fault-tolerant control architecture for an electrical actuator," 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, vol.6, 2004, pp. 4371-4377.

[Bor98] Borghi C.A., Casadei D., Fabbri M., Serra G., «Reduction of the Torque Ripple in Permanent Magnet Actuators by a Multi-Objectille Minimization Technique,» IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, vol. 34, 1998, pp. 2869-2872.

[Bou04] Boussak M., "Synthèse de commandes vectorielles des actionneurs asynchrone et synchrones avec et sans capteur mécanique," Habilitation à Diriger des Recherches (HDR), Université D'Aix Marseille III, 30 Mars 2004.

[Bru11] Brudny Jean-François, Lecoite Jean-Philippe, «Rotor Design for Reducing the Switching Magnetic Noise of AC Electrical Machine Variable-Speed Drives,» IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 58, 2011, pp. 5112-5120.

[Ebr12] Ebrahimi B. M. and Faiz J., "Configuration Impacts on Eccentricity Fault Detection in Permanent Magnet Synchronous Motors," in IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, vol. 48, no. 2, 2012, pp. 903-906.

[Esp12] Espanet C., Dubas F., Maï H. M., Chamagne D., Bernard R. and Bigot P., "In-wheel motor for a small hybrid electric vehicle: design, realization and experimental characterization," 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012, pp. 892-898.

[Fav93] Favre E., Cardoletti L., Jufer M., "Permanent-magnet synchronous motors: a comprehensive approach to cogging torque suppression, " IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, vol. 29, 1993, pp. 1141-1149.

[Fen16] Feng Chai, Peixin Liang, Yulong Pei, Shukang Cheng, "Magnet Shape Optimization of SurfaceMounted Permanent-Magnet Motors to Reduce Harmonic Iron Losses, ", IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, vol. 52, No.7, 2016, pp1-4.

[Gia10] Gianmario Pellegrino, Paolo Guglielmi, Alfredo Vagati, Franco Villata, "Core Losses and Torque Ripple in IPM Machines: Dedicated Modelling and Design Tradeoff," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, vol. 46, 2010, pp. 2381-2391.

[Gre99] Grellet G., Guy C., "Actionneurs électriques, principes modèles commande", Editions, Eyrolles, 1999.

[Gren97] Grenier D., Dessaint L. -A., Akhrif O., Bonnassieux Y., Le Pioufle B., "Experimental Nonlinear Torque Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor Using Saliency," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 44, 1997, pp. 680-687.

[Ham10] Hamiti T., Lubin T., Baghli L., Rezzoug A., "Modelling of a synchronous reluctance machine accounting for space harmonics in view of torque ripple minimization," Mathematics and Computers in Simulation, vol. 81, 2010, pp. 354-366.

[Khl12] Khlaief A., "Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents", Thèse de doctorat à l'Université d'Aix-Marseille, 2012.

[Kho08] Khov M., Regnier J., Faucher J., "Detection of turns short circuits faults in stator of permanent magnet synchronous motor by on-line parameter estimation," Proceedings of the 19th International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Ischia, Italy, 2008, pp.161-166.

[Lab10] Labbé T., Dehez B., Labrique F., "Two phase operation for a three phase PMSM using a control modèle based on a Concordia like transform associated to a classic Park transform," Mathematics and Computers in Simulation, vol. 81, No. 2, 2010, pp. 315-326.

[Lee09] Lee C. I., Jang G. H., "Noninvasive detection of unevenly magnetized permanent magnet of a brushless dc motor by characterizing back electromotive force," Journal of Applied physics, vol. 105, No 7, 2009, pp. 107-114.

[Mec99] Mecrow B. C., Atkinson D. J., Jack A. G., Green S., Haylock J. A. and Coles J., "The need for fault tolerance in an aero-engine electric fuel control system," IEE Colloquium on Electrical Machines and Systems for the More Electric Aircraft, 1999, pp. 1-9.

[Moh05] Mohammed O.A., Liu S., and Liu Z., "Physical modelling of PM synchronous motors for integrated coupling with Machine drives IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, vol.41, 2005, pp. 1628 – 1631.

[Oud08] Oudghiri Mohammed., "Commande multi-modèles tolérante aux défauts : Application au contrôle de la dynamique d'un véhicule automobile.", Thèse de Doctorat, Université de Picardie Jules Verne, 2008.

[Pan17] Pantea A., Yazidi A., Betin F., Carriere S., Sivert A. and Capolino G., "Fault tolerant control of six-phase induction generator for wind turbines," 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), 2017, pp. 1-7.

[Pra09] Prabhakar Neti, Subhasis Nandi, "Stator Interturn Fault Detection of Synchronous Machines Using Field Current and Rotor Search-Coil Voltage Signature Analysis," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, vol. 45, 2009, pp. 911-920.

[Pus21] Pusca, Remus, Raphael Romary, Ezzeddine Touti, Petru Lillinti, Ilie Nuca, and Adrian Ceban. 2021. "Procedure for Detection of Stator Inter-Turn Short Circuit in AC Machines Measuring the External Magnetic Field" Energies vol. 14, No. 4, 2021, pp.1132-1154.

[Rom94] Romary Raphael, "Modélisation de la machine synchrone à concentration du flux. Application à la réduction de la vibration", Thèse de doctorat à l'Université d'Artois, France, 1994.

[Rome11] Romeral Luís, Urresty Julio César, Ruiz Jordi-Roger Riba, Espinosa Antonio Garcia, "Modèleing of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors With Stator Winding Interturn Faults," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 58, 2011, pp. 1576-1585.

[Rub08] RUBA Mircea, SZABÓ Loránd, "Fault Tolerant Electrical Machines. State of the Art and Future Directions," Journal of Computer Science and Control Systems, vol. 11, 2008, pp. 202-207.

[Shi12] Shihua Li, Cunjian Xia, Xuan Zhou, "Disturbance rejection control method for permanent magnet synchronous motor speed-regulation system," Mechatronics, vol. 22, 2012, pp. 706–714.

[Urr13] Urresty J., Atashkooei R., Riba J., Romeral L. and Royo S., "Shaft Trajectory Analysis in a Partially Demagnetized Permanent-Magnet Synchronous Motor," in IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 60, No. 8, 2013, pp. 3454-3461.

[Vol13] Volovich G.I., Solomin E.V., Topolskiy D.V., Topolskaya I.G., On the Development of Automation in the Energy from Renewable Energy Sources, International Scientific Journal "Alternative Energy and Ecology". 9(131) (2013) 59–64.

[Yas07] Yasser Abdel-Rady Ibrahim Mohamed, "A Newly Designed Instantaneous-Torque Control of Direct-Drille PMSM Servo Actuator with Improved Torque Estimation and Control Characteristics," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 54, 2007, pp. 2864-2873.

[Zhu92] Zhu Z.Q., Howe D. "Analytical prediction of the cogging torque in radial-field permanent magnet brushless motors," IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, vol. 28, 1992, pp. 1371-1374.

[Wen13] Wenxiang Zhao, Ming Cheng, K. T. Chau, Ruiwu Cao, Jinghua Ji, "Remedial Injected-HarmonicCurrent Operation of Redundant Flux-Switching Permanent-Magnet Motor Drives," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 60, 2013, pp. 151-159.

IV CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Nous avons annoncé dans l'introduction de ce mémoire l'objectif de présenter une synthèse sur les travaux de recherche que j'ai menés ou co-encadrés depuis mon arrivée au Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE) et parmi les sujets abordés, trois thématiques furent exposées de façon détaillée en présentant les études théoriques et expérimentales menées pour valider les solutions proposées. Ces études s'intègrent dans les thématiques du laboratoire axé sur la conception et le fonctionnement en conditions particulières des machines électriques. Les trois thématiques présentées s'intéressent aux machines électriques tournantes (machine asynchrone et machine synchrone) car ces machines sont et vont faire partie indispensable de la vie moderne.

Le premier thème concerne l'étude sur la stabilité et le contrôle d'une Génératrice Asynchrone Auto-Excitée (GAEE) en fonctionnement aérogénérateur en mode îloté. Les difficultés résultent principalement de la nature inverse du problème à résoudre car pour ce type de fonctionnement, la fréquence, le glissement et la tension, qui sont les grandeurs de sortie, sont inconnus. Une étude analytique basée sur l'exportation d'un schéma monophasé approprié de la machine asynchrone nous a permis de définir une zone où la fréquence peut être naturellement gardée constante, et un modèle basé sur le formalisme du vecteur espace a permis d'étudier la stabilité en régime dynamique de la machine.

Le deuxième thème abordé s'intéresse au diagnostic des machines asynchrones et synchrones en présence d'un court-circuit statorique par l'analyse du champ magnétique de dispersion dans le but de réaliser un diagnostic prédictif et garantir une certaine continuité de la production. Le principal avantage d'une technique de diagnostic basée sur le champ magnétique consiste dans son implantation autour de la machine qui peut être totalement non invasive et sa sensibilité au déséquilibre magnétique. Son inconvénient majeur consiste dans la modélisation du champ magnétique pour la mise en évidence des signatures spécifiques. Basée sur une modélisation analytique, l'étude a mis en évidence l'existence des harmoniques d'induction sensibles au défaut, avec des variations différentes en fonction de la position de mesure autour de la machine et de son état de santé. Une variation de la charge a été utilisée pour définir une procédure originale qui ne nécessite pas la connaissance de l'état sain.

En ce qui concerne le troisième thème, il s'intéresse au développement des lois de commande pour une minimisation des ondulations de couple apparaissant lors d'un défaut de déséquilibre créé par un manque de spires ou un court-circuit dans le bobinage statorique d'une machine synchrone à aimants permanents. En partant d'une approche analytique basée sur le calcul de la force magnétomotrice, il a été montré la possibilité de diminuer les ondulations de couple par injection dans les phases statoriques d'un courant inverse. Pour une application pratique qui nécessite une connaissance précise des paramètres de la machine, une approche vectorielle a été étudiée. Cette approche utilise le formalisme du vecteur espace du courant et permet d'obtenir un couple maximal sans ondulations.

Les différentes thématiques traitées dans ce mémoire ne constituent qu'un pas dans le champ très riche de recherches en électrotechnique, souvent synonyme d'étude et d'analyse de sujets particuliers. Les résultats obtenus mettent en évidence des problématiques non-résolues pour les machines électriques tournantes, qui sont utilisées en génératrice ou en moteur, et nous

permettent d'annoncer nos perspectives de recherche à court et moyen termes pour améliorer leur fonctionnement.

Les perspectives à court terme concernent la suite logique des travaux menés. Un sujet de poursuite des travaux sur l'utilisation de la Génératrice Asynchrone consiste à continuer d'étudier son fonctionnement dans le cas de son intégration dans un mini-réseau de faible puissance. Les études entamées dans cette direction ont mis en évidence un comportement stabilisant de la génératrice vis-à-vis du décrochage dans le cadre d'une régulation de la tension et il sera intéressant de définir les limites de fonctionnement de la machine dans une telle configuration ainsi que les performances énergétiques accessibles d'être obtenues. A moyen terme, l'application de l'étude développée dans l'utilisation d'une machine asynchrone à double alimentation et son développement avec la prise en compte de la saturation magnétique sont des sujets à privilégier.

En ce qui concerne le développement du diagnostic basé sur l'analyse de la variation des harmoniques de champ sensibles à la variation de la charge, des études sont déjà engagées pour l'analyse des données fournies par les deux capteurs en utilisant les fonctions de croyance et le coefficient de corrélation de Pearson. Leur utilisation a permis de mettre en évidence la pertinence d'une association des méthodes « électriques » avec des outils mathématiques d'analyse. Dans une perspective à court terme, les travaux à réaliser consistent à l'analyser l'impact des différents paramètres (position des capteurs, nombre minimal des mesures, construction de capteurs, degré du défaut, etc...) sur la fiabilité des résultats. A moyen terme, le développement de nouveaux modèles (analogiques et/ou numériques) pour l'étude du champ magnétique et l'utilisation de l'intelligence artificielle pour le traitement des données sont envisagés. Le but est de pouvoir déterminer la nature et le positionnement du défaut dans la machine ainsi que de prédire sa durée de vie restante.

Pour l'orientation vers une commande adaptative en vue d'améliorer le comportement et la fiabilité de fonctionnement des machines tournantes, une poursuite des travaux est également engagée à court terme par le biais de la thèse [T10]. Cela concerne l'application de la commande vectorielle avec injection d'un système de courants inverses dans le bobinage d'une machine destinée à la traction électrique en présence des défauts statoriques et rotoriques. A moyen terme, le développement des nouvelles stratégies de contrôle (Backstepping, Fuzzy, Réseaux des Neurones, estimateurs d'état, etc...) adaptées aux systèmes dynamiques non linéaires avec une prise en compte de la présence du défaut dans la machine ou des capteurs est envisagé.

Les recherches engagées sur les thématiques de génie électrique mentionnées dans le présent document concernent les machines électriques tournantes et leurs problématiques dues aux défauts électriques, or les études bibliographiques ont mis en évidence que la principale cause de défaut dans ces machines sont les roulements. Au-delà de la poursuite des travaux déjà entamés, un nouveau sujet d'intérêt qui concerne l'impact du contrôle boucle fermée sur le diagnostic des roulements a été initié. Ce sujet, commencée cette année dans [T9] ouvre la voie vers de nouvelles investigations sur les défauts des roulements en vue d'améliorer ou de compléter les méthodes de diagnostic existantes.