



HAL
open science

Contribution à la conception des machines électriques à rotor passif pour des applications critiques : modélisations électromagnétiques et thermiques sur cycle de fonctionnement, étude du fonctionnement en mode dégradé

Guangjin Li

► **To cite this version:**

Guangjin Li. Contribution à la conception des machines électriques à rotor passif pour des applications critiques : modélisations électromagnétiques et thermiques sur cycle de fonctionnement, étude du fonctionnement en mode dégradé. Autre. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2011. Français. NNT : 2011DENS0025 . tel-00618236

HAL Id: tel-00618236

<https://theses.hal.science/tel-00618236>

Submitted on 1 Sep 2011

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.



ENSC-(n° d'ordre)

THESE DE DOCTORAT

Présentée par

Monsieur *LI Guang-Jin*

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN

Domaine :

ELECTRONIQUE-ELECTROTECHNIQUE-AUTOMATIQUE

Sujet de thèse :

Contribution à la Conception des Machines Electriques à Rotor Passif pour des Applications Critiques : Modélisations Electromagnétiques et Thermiques sur Cycle de Fonctionnement, Etude du Fonctionnement en Mode Dégradé.

Thèse présentée et soutenue à Cachan le 05 Juillet 2011 devant le jury composé de :

M. MIRAOUI Abdellatif	Professeur des Universités	Examineur
M. SEMAIL Eric	Professeur des Universités	Rapporteur et président
M. MEIBODY-TABAR Farid	Professeur des Universités	Rapporteur
M. GABSI Mohamed	Professeur des Universités	Directeur de thèse
M. HOANG Emmanuel	Professeur Agrégé	Encadrant
M. SIMOES Marcelo Godoy	Professeur Associé	Examineur
M. LECOINTE Jean Philippe	Maître de Conférence	Examineur
M. MEURET Régis	Resp. Pole SPEC, Hispano-suiza	Invité

Laboratoire SATIE
ENS CACHAN / CNRS / UMR 8092
61, avenue du Président Wilson, 94230 CACHAN CEDEX (France)

Remerciements

Les travaux dans ce mémoire ont été réalisés aux laboratoires SATIE (Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie) au sein de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan.

Je remercie donc vivement M. Pascal Larzabal, directeur du laboratoire SATIE, de m'avoir accueilli au sein de son laboratoire et de m'avoir offert les meilleures conditions pour réaliser mes travaux.

Je remercie M. SEMAIL Eric, Professeur des Universités à l'Ecole Nationale Supérieure d'arts et Métiers (ENSAM) pour m'avoir fait l'honneur de présider le Jury et de rapporter sur mes travaux de thèse.

Que M. MEIBODY-TABAR Farid, Professeur des Universités à l'École nationale supérieure d'électricité et de mécanique (ENSEM) reçoivent mes sincères remerciements pour l'honneurs qu'il nous a fait en acceptant la lourde tâche de rapporteur.

Je voudrais également remercier, M. Abdellatif Miraoui, Professeur des Universités à l'Université Technologique de Belfort-Montbéliard, M. LECOINTE Jean Philippe, Maître de Conférence à l'Université d'Artois, M. SIMOES Marcelo Godoy, Professeur associé des Colorado School of Mines (Colorado, USA), et M. MEURET Régis, responsable du département de recherche à l'Hispano-Suiza, pour m'avoir honoré de leur présence en acceptant d'être membre de Jury.

Je tiens à remercier le plus profondément M. GABSI Mohamed, Professeur des Universités à l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, pour la haute qualité de ses enseignements et pour son encadrement de cette thèse avec la plus grande attention tout en me laissant une grande liberté dans l'organisation de mon travail. Par sa confiance et son intelligence, M. GABSI Mohamed a su toujours bien orienter mon travail en me montrant la bonne voie pendant toutes ces trois années. Je tiens à lui exprimer ma profonde reconnaissance.

M. HOANG Emmanuel, Professeur Agrégé à l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, pour ses questions, ses conseils et son aide pour mener à bien ce travail.

Que M. Michel LECRIVAIN, Ingénieur de recherche à l'équipe SETE au laboratoire SATIE, trouve ici l'expression de ma plus profonde reconnaissance pour son soutien scientifique en mettant en œuvre les tests expérimentaux. Son immense expérience, sa gentillesse et ses conseils scientifiques ont été des plus utiles dans cette thèse.

J'ai eu la chance de pouvoir travailler dans un cadre tout à fait exceptionnel, grâce aux compétences et à l'amabilité de ses membres. Que M. Hamid BEN AHMED, M. Bernard MULTON, Lionel, Sami, Xavier, Olivier, Boumedyen, Phi Hung, Thu Thuy, Benjamin, Linh,... soient remerciés. Les discussions que j'ai pu avoir avec eux ont toujours été fructueuses et enrichissantes. A cela s'ajoute l'aide et l'amabilité des agents administratifs et techniques de SATIE.

Je terminerai en ayant une pensée pleine d'affection pour ceux qui sont à mes côtés depuis tant d'années. Je ne pourrai jamais remercier assez ma famille, à Min et à mes amis, pour leur patience et leur soutien moral tout au long de ce travail.

Table des matières

Chapitre 1. Introduction générale.....	1
Chapitre 2. Etat de l'art	5
2.1 Machines électriques pour des applications critiques	5
2.1.1 Quelle topologie choisir ?	5
2.1.2 Machines à réluctance variable (MRV)	6
2.1.3 Machines synchrones à aimants permanents	9
2.2 Modèles thermiques statiques et transitoires des machines électriques.....	21
2.2.1 Etude thermique statique des machines électriques.....	21
2.2.2 Etude thermique transitoire des machines électriques.....	33
2.3 Fiabilité d'une machine électrique : redondance et multi-phases	37
2.3.1 Machines avec redondances.....	38
2.3.2 Machines multi-phasées.....	45
2.4 Conclusion.....	47
Chapitre 3. Etude des Machines à Réluctance Variable (MRV) et de leurs développements.....	49
3.1 Etude comparative entre les MRVC et MRVNC	50
3.1.1 Description du principe de deux types de MRV	50
3.1.2 Flux propres et mutuels.....	51
3.1.3 Inductances propres et mutuelles	53
3.1.4 Comparaison entre différents modes d'alimentation	56
3.1.5 Pourquoi la MRVNC est performante aux courants élevés ?	65
3.1.6 Vérifications expérimentales	67
3.1.7 Conclusion	71
3.2 Minimisation de l'ondulation de couple en modifiant la géométrie rotorique d'une MRVNC.....	73
3.2.1 Sources de forte ondulation de couple d'une MRVNC	73
3.2.2 Méthode de la réduction de l'ondulation de couple.....	75
3.2.3 Flux propres et mutuels de la MRV modifiée.....	77
3.2.4 Dérivées des inductances propres et mutuelles.....	78

3.2.5	Etude paramétrique de la zone entaillée	79
3.2.6	Caractéristique mécanique d'une MRVNC avec zones entaillées.....	84
3.2.7	Conclusion	87
3.3	Etude thermique transitoire sur cycle de fonctionnement des MRV	89
3.3.1	Modélisation des pertes fer et Joule sur cycle de fonctionnement	89
3.3.2	Modèle thermique transitoire sur cycle de fonctionnement.....	96
3.3.3	Conclusion	108

Chapitre 4. Etude sur la tolérance aux défauts d'une machine à commutation de flux (MCF) triphasée

4.1	Modélisation thermique sur cycle de fonctionnement d'une MCF avec redondance.....	110
4.1.1	Pertes fer et Joule sur cycle de fonctionnement.....	110
4.1.2	Modélisation thermique par réseau de résistances thermiques	115
4.1.3	Modélisation thermique par la méthode EF 2D	117
4.1.4	Résultats analytiques et numériques (thermique statique).....	117
4.1.5	Résultats analytiques et numériques (thermique transitoire).....	118
4.1.6	Vérifications expérimentales	121
4.1.7	Conclusion	124
4.2	Etude des défauts d'une MCF 12/10 sans redondance (court-circuit partiel).....	125
4.2.1	Description des caractéristiques de la MCF sans redondance	125
4.2.2	Inductances propres et mutuelles	126
4.2.3	Couple moyen et ondulation de couple d'une MCF sans redondance.....	127
4.2.4	Modèle de défauts entre-spines d'une phase ou entre phases de la MCF sans redondance ..	128
4.2.5	Conclusion	150
4.3	Caractéristiques d'une MCF 12/10 avec redondance.....	151
4.3.1	Faisabilité d'une MCF avec redondance à partir de celle sans redondance	151
4.3.2	Inductances propres et mutuelles d'une MCF avec redondance.....	152
4.3.3	Couple moyen et ondulation de couple.....	154
4.4	Modèle couplé : défaillance-thermique d'une MCF 12/10 avec redondance	155
4.4.1	Modèle analytique de défauts sur une phase en court-circuit	155
4.4.2	Résultats de la simulation (MATLAB-Simulink).....	157
4.4.3	Vérification expérimentale	161
4.4.4	Modèles thermiques statiques (analytique et EF 3D) de la MCF en cas de défaut	162
4.4.5	Conclusion	168

4.5	Etude comparative des défauts entre les MCF redondantes avec double et simple couche	169
4.5.1	Couple moyen et ondulation de couple.....	170
4.5.2	Inductances propres et mutuelles, L_d et L_q	170
4.5.3	Modèle de défauts sur 3 phases en court-circuit.....	174
4.5.4	Simulation et validation expérimentale	177
4.5.5	Couple résistant dû aux courants de court-circuit.....	180
4.5.6	Pertes Joule dues aux courants de court-circuit.....	181
4.5.7	Influences des paramètres sur le courant de court-circuit.....	182
4.5.8	Conclusion	185
Chapitre 5.	Etude sur la tolérance aux défauts d'une machine à commutation de flux (MCF) hexa-phasée.....	187
5.1	Caractérisation préalable de la MCF 12/10 hexa-phasée	189
5.1.1	Schéma de contrôle.....	189
5.1.2	Couple et ondulation de couple	189
5.1.3	Inductances propres et mutuelles.....	191
5.2	Défauts sur l'ouverture des phases d'une MCF hexa-phasée	193
5.2.1	Une phase ouverte.....	194
5.2.2	Deux phases ouvertes.....	197
5.2.3	Trois phases ouvertes.....	201
5.3	Défauts sur le court-circuit des phases de la MCF hexa-phasée	207
5.3.1	Une phase en court-circuit	207
5.3.2	Deux phases en court-circuit.....	214
5.3.3	Trois phases en court-circuit.....	223
5.4	Conclusion.....	227
Chapitre 6.	Conclusion générale et perspectives.....	229
Chapitre 7.	ANNEXE	i
7.1	Machine à réluctance variable (MRV) et machine à commutation de flux (MCF) pour des tests expérimentaux.....	i
7.1.1	Prototype de la MRV et son banc d'essais pour des essais expérimentaux.....	i
7.1.2	Prototype de la MCF pour des essais expérimentaux	ii
7.2	Calculs des inductances propres et mutuelles ainsi que celles dans l'axe d et dans l'axe q d'une machine à aimants permanents	iii

7.2.1	Inductances propres et mutuelles.....	iii
7.2.2	Inductances dans l'axe d et dans l'axe q	iii
7.3	Transformation d'une encoche cylindrique en forme rectangulaire	vii

Liste des publications

Résumé

Abstract

Chapitre 1.

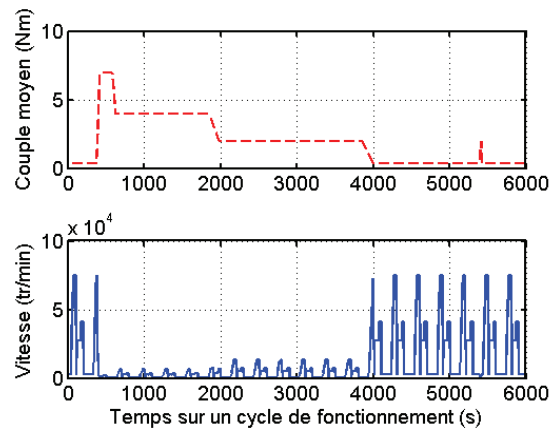
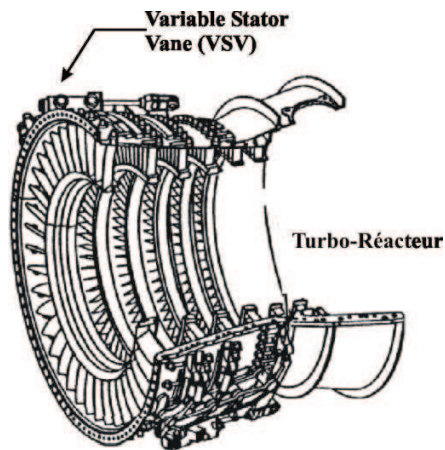
Introduction générale

Depuis deux décennies, de plus en plus d'équipements électriques sont utilisés dans les avions afin de remplacer les équipements hydrauliques. Les avions deviennent ainsi de plus en plus "électriques". Ceci permet aux constructeurs avioniques de supprimer des kilomètres de tuyauteries et des dizaines de pompes hydrauliques. Du point de vue écologique, les avions électriques seront plus propres et plus respectueux de l'environnement. Du point de vue de la fiabilité, la solution électrique offre plus de degrés de liberté pour palier aux pannes des équipements. En cas de défauts dans un équipement électrique, il est beaucoup plus facile de le commuter sur les autres (équipements électriques redondants) via le contrôle central de l'avion tandis qu'avec les équipements hydrauliques, il faut équiper des circuits hydrauliques de secours qui vont alourdir les équipements ou le réparer une fois au sol.

La tâche centrale de cette thèse est la conception et la mise au point d'un actionneur électromagnétique tournant pour remplir le cahier des charges (CDC) de l'application "Variable Stator Vane" (VSV) [figure 1.1 (a)]. Les travaux sont effectués au sein du laboratoire Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie (SATIE) en collaboration avec la société Hispano-Suiza dans le cadre du projet SEFORA. La machine électrique conçue servira à la régulation du régime moteur de l'avion en contrôlant l'angle d'ouverture des ailettes du VSV du turboréacteur afin de contrôler la quantité d'air en entrée dans le turboréacteur. De par son positionnement au plus près des parties chaudes du turboréacteur, cet actionneur fonctionnera en permanence dans un environnement dont la température ambiante est proche de 200°C. Ceci rend la marge entre la température maximale admissible des matériaux isolants d'une machine électrique et la température ambiante très étroite, la capacité de fonctionnement d'une machine électrique à ces niveaux de température ambiante constitue donc le cœur de nos études.

Sachant que le régime du turboréacteur de l'avion est loin d'être constant durant un vol, le couple et la vitesse de la machine électrique varient dans le temps. Les profils du couple et de la vitesse en fonction du temps sur un cycle de fonctionnement de la machine sont illustrés à la figure 1.1 (b), où les valeurs des couples minimal et maximal sont respectivement 0,35 Nm et 7 Nm. Les valeurs des vitesses minimale et

maximale sont respectivement 0 tr/min et 8000 tr/min. Par ailleurs, le couple maximal correspond à la vitesse minimale tandis que le couple minimal correspond à la vitesse maximale. Ainsi, toutes les études telles que les études de pertes et les études thermiques dans ce mémoire doivent être effectuées pour ce cycle de fonctionnement.



(a) environnement fonctionnel de VSV

(b) couple et vitesse sur un cycle de fonctionnement

Figure 1.1 Environnement fonctionnel de VSV ainsi que son cahier des charges : couple et vitesse sur un cycle de fonctionnement.

En plus des contraintes thermiques et électromagnétiques, les contraintes de sécurité dans l'avion électrique sont aussi drastiques. Tout comme l'avion traditionnel dont les équipements hydrauliques sont souvent doublés ou triplés afin d'augmenter la fiabilité du système, la redondance doit aussi être prise en compte pendant la conception d'une machine électrique pour l'avion électrique. Par contre, la problématique de la fiabilité d'une machine électrique peut être complètement différente de celle d'un actionneur hydraulique. La fiabilité d'un système électrique peut être renforcée non seulement en doublant ou en triplant le nombre des machines électriques comme dans le cas des systèmes hydrauliques mais aussi en augmentant le nombre de phases ou le nombre de connexions en étoile d'une même machine électrique.

Ce mémoire est divisé en quatre chapitres exposant les études effectuées :

Le deuxième chapitre se consacrera à l'état de l'art sur les machines électriques utilisées pour les applications critiques (haute température ambiante, par exemple), ainsi que sur leurs modélisations thermiques sur cycle de fonctionnement et les méthodes pour renforcer leur fiabilité en cas de défauts.

Le troisième chapitre s'intéressera aux études comparatives entre une machine à réluctance variable (MRV) conventionnelle et une machine à réluctance variable (MRV) non-conventionnelle. Les

caractéristiques des MRV conventionnelle et non-conventionnelle seront tout d'abord présentées et des comparaisons en terme de circuit d'alimentation, du couple moyen et de l'ondulation de couple en fonction de la densité de courant seront ensuite réalisées à l'aide de la méthode des Eléments Finis en deux dimensions (EF 2D). Une méthode est proposée afin d'améliorer les performances électromagnétiques de la MRV non-conventionnelle, comme la modification de la géométrie des dents rotoriques pour minimiser l'ondulation de couple. Pour finir, les études thermiques transitoires sur cycle de fonctionnement de ces deux MRV sont effectuées pour évaluer leurs capacités de fonctionnement dans un environnement à haute température (200 °C).

Le quatrième chapitre abordera tout d'abord les études thermiques transitoires sur cycle de fonctionnement d'une machine à commutation de flux (MCF) triphasée avec redondance afin d'assurer que la MCF triphasée avec redondance peut satisfaire les contraintes thermiques de l'application VSV. Ensuite, des modèles de défauts pour des court-circuits partiels d'une phase ou entre phases de la MCF triphasée sans redondance seront mis en place afin d'étudier l'influence du court-circuit partiel sur les courants dans les phases saines, sur le couple instantané et sur la vitesse. Ensuite, comme pour la MCF triphasée sans redondance, les modèles de défaut d'une MCF triphasée avec redondance seront mis en place, ils nous permettront d'étudier l'influence de court-circuit d'une phase ou de trois phases de l'étoile principale sur les performances électromagnétiques de la MCF avec redondance. Pour finir, l'influence des paramètres tels que les inductances mutuelles, les courants normaux et l'angle de défluxage sur le courant de court-circuit sera analysée. Des méthodes comme utiliser les bobines simple couche au lieu d'utiliser les bobines double couche classiques seront étudiées pour minimiser le courant de court-circuit.

Le cinquième chapitre se consacrera aux études des défauts d'une MCF hexa-phasée. Différents types de défauts seront traités comme les ouvertures ou les court-circuits des différents nombres de phases. Pour chaque type de défaut de la MCF hexa-phasée, différentes méthodes sont proposées afin de maintenir le couple moyen inchangé, de minimiser l'ondulation de couple ou de minimiser les pertes Joule.

Chapitre 2.

Etat de l'art

Dans ce chapitre nous allons présenter un état de l'art concernant les machines électriques utilisées pour les applications critiques, ainsi que leurs modélisations thermiques sur cycle de fonctionnement et les méthodes pour renforcer leur fiabilité en cas de défauts. Dans la première partie, nous allons présenter deux catégories de machines électriques telles que la machine à réluctance variable et les machines à aimants permanents, en insistant sur leurs utilisations dans les applications critiques. Dans la deuxième partie, les modélisations thermiques des encoches statoriques, du coefficient de convection thermique dans un entrefer doublement saillant et du rayonnement dans les machines électriques seront abordées. Ceci servira aux modélisations thermiques transitoires d'une machine électrique sur cycle de fonctionnement. Pour finir, dans la troisième partie, des défauts dans les machines électriques seront résumés et, les méthodes de renforcement de la fiabilité d'un système en cas de défauts seront détaillées.

2.1 Machines électriques pour des applications critiques

Les applications dites “critiques” sont généralement définies par une haute température ambiante, de hautes vitesses, ou encore un environnement extrême (humide, sale, etc.), dans lesquelles les contraintes thermiques, les contraintes électromagnétiques, les contraintes mécaniques, les contraintes volumiques ou les contraintes de tolérance aux défauts sont fortes. Ces cinq types de contraintes seront détaillés dans la suite.

2.1.1 Quelle topologie choisir ?

Le point clé dans le processus de choix des machines électriques est qu'il n'existe pas une solution satisfaisante pour toutes les applications. Il faut donc faire des compromis entre différentes contraintes. Afin de choisir les machines qui peuvent répondre le mieux aux cahiers des charges, nous

devons appliquer des critères tels que les contraintes thermiques, électromagnétiques, mécaniques, volumiques et tolérance aux défauts comme décrites ci-dessous:

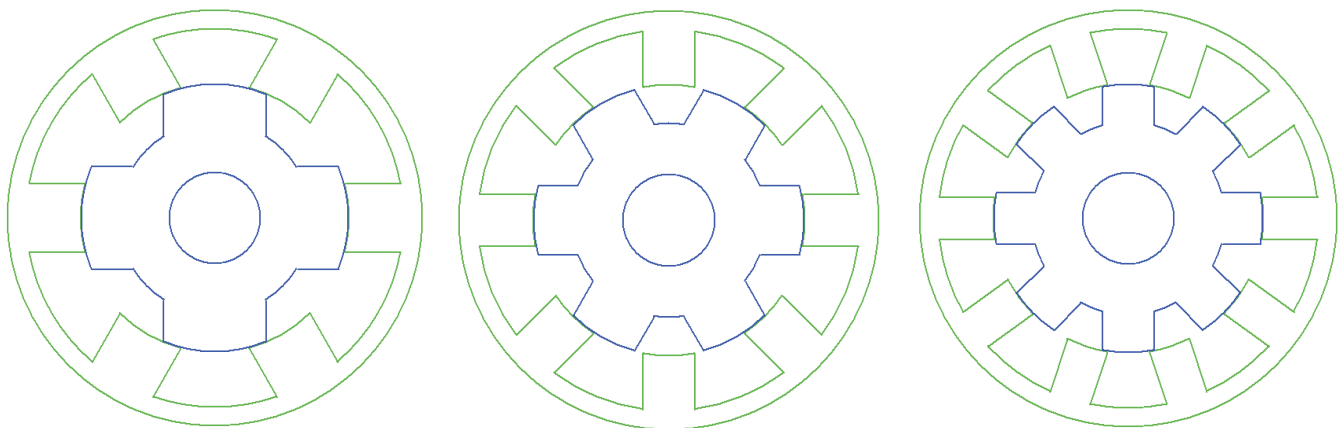
- Les contraintes thermiques sont souvent les contraintes les plus importantes pour la conception d'une machine électrique. Pour l'application VSV, la température maximale admissible des isolants électriques dans les encoches est de 240 °C (les températures de fonctionnement varient de 150 °C à 200 °C).
- Les performances électromagnétiques regroupent les valeurs du couple moyen, de l'ondulation de couple/courant et de la capacité de défluxage. Pour avoir une meilleure performance électromagnétique, il faut souvent maximiser le couple volumique en minimisant l'ondulation de couple.
- Les contraintes mécaniques demandent à la machine d'avoir la structure la plus simple possible, surtout au niveau du rotor qui est souvent la partie tournante d'une machine électrique.
- Les contraintes volumiques limitent l'encombrement de nos systèmes. Pour des systèmes embarqués, les contraintes volumiques sont souvent importantes. Pour application VSV, elle impose que, pour un couple maximal de 7 Nm, la longueur active ($L_a \leq 67\text{mm}$) et le diamètre externe ($D_{outer} \leq 90\text{mm}$).
- Les contraintes de tolérances aux défauts consistent en deux aspects : défauts électromagnétiques et mécaniques. Les défauts entre autres comme le court-circuit ou le circuit ouvert des phases, la surchauffe des bobinages, les désaimantations des aimants permanents sont classés dans les défauts électromagnétiques. En revanche, les défauts des roulements (frottement de billes) et les défauts géométriques (déformations de stator ou/et rotor, vibration...) sont classés dans les défauts mécaniques.

Il faut noter qu'il y a aussi un aspect économique dans la conception des machines électriques. Les machines étudiées ici doivent avoir les mêmes dimensions telles que la même longueur externe, le même diamètre externe, le même diamètre de l'arbre et les mêmes matériaux (types de tôles statoriques et rotoriques, types d'aimants permanents pour les machines à aimants permanents). En comparant leurs avantages et inconvénients, nous pouvons choisir les machines adéquates pour nos applications.

Dans la suite, nous allons présenter les machines électriques principales proposées dans la littérature pour les applications dites "critiques". La première catégorie de machine électrique regroupe les machines à réluctance variable et la deuxième concerne les machines à aimants permanents.

2.1.2 Machines à réluctance variable (MRV)

Cette partie consistera à présenter des Machines à Réluctance Variable à double saillance (MRV). La première MRV présentée à la figure 2.1 est une machine triphasée, dont les nombres de dents statoriques et rotoriques sont respectivement 6 et 4 [figure 2.1 (a)], la deuxième est une machine tétraphasée avec 8 dents statoriques et 6 dents rotoriques [figure 2.1 (b)], enfin, la troisième est une MRV pentaphasée avec 10 dents statoriques et 8 dents rotoriques [figure 2.1 (c)].



(a) MRV 6/4 triphasée

(b) MRV 8/6 tétraphasée

(c) MRV 10/8 pentaphasée

Figure 2.1 Vues en coupe des machines à réluctance variable (MRV) avec différents nombres de combinaisons des nombres de dents statoriques et rotoriques ainsi que différents nombres de phases.

2.1.2.1 Avantages et inconvénients d'une MRV

Les caractéristiques des MRV sont mentionnées dans les références [1,2,3], un bref résumé peut être donné comme ci-dessous :

- **Structure rotorique simple, robuste, sans bobinages ni conducteurs rotoriques ou aimants permanents.** Du point de vue mécanique, le moment d'inertie d'une MRV est faible, typiquement la moitié de celui d'une machine asynchrone avec le même rayon externe du rotor. Ce qui permet une accélération élevée. Du point de vue thermique, les pertes rotoriques faibles conduisent à un simple système de refroidissement.
- **Excellentes performances dans des environnements extrêmes.** Elles sont souhaitables pour des applications à haute température, haute vitesse.
- **Grande capacité de surcharge de courte durée.** Ceci est limité seulement par la température maximale dans les bobines et la saturation magnétique des matériaux magnétiques. Par conséquent, elles peuvent produire de hauts couples de démarrage ou/et de l'accélération.
- **Potentiellement, faible coût de fabrication et de maintenance,** malgré l'exigence relativement élevée de la fabrication due à leurs faibles épaisseurs de l'entrefer.
- **Fonctionnement dans une large plage de puissance constante.** Leurs efficacités peuvent être maintenues au delà de la vitesse de base. Par conséquent, elles ont les aptitudes pour les applications telles que les véhicules hybrides ou électriques.
- **Alimentation de chaque phase est indépendante pour les MRV conventionnelles.** L'ouverture ou le court-circuit d'une phase influence peu les autres phases. Ainsi, la fiabilité d'une MRV est

élevée.

Néanmoins, les MRV possèdent quelques inconvénients, qui limitent leurs applications dans l'industrie. Les inconvénients principaux cités dans la littérature sont les suivants :

- **L'ondulation de couple, les vibrations ainsi que les bruits acoustiques** relativement plus élevés que les machines asynchrones et les machines à aimants permanents. Mais il y a heureusement déjà plusieurs méthodes de compensations actives [4,5,6] ou passives [7,8,9] pour diminuer les vibrations et les bruits acoustiques.
- **Alimentations en courant unidirectionnel** est préférable dans les MRV conventionnelles, ce qui nécessite souvent des convertisseurs non-standards. Pourtant, pour différentes applications, des convertisseurs bipolaires (demi-pont ou pont complet) ont aussi vu le jour [1,10].
- Le bon fonctionnement à faible vitesse demande **un profil complexe** de l'onde du courant et des **mesures précises** de la position du rotor.

2.1.2.2 Applications critiques des MRV

Après environ deux décennies de recherche sur la minimisation des vibrations et des bruits acoustiques, cet inconvénient majeur de la MRV est limité à un niveau acceptable pour les applications industrielles. Avec leur simplicité, leur robustesse et leur tolérance aux défauts, les MRV ont été appliquées dans nombreuses applications industrielles. Nous allons dans la suite présenter quelques applications dites "critiques" apparues dans la littérature.

Haute vitesse. Le premier train à grande vitesse équipé de la MRV est un train allemand : **ICE3** (figure 2.2). La MRV est utilisée pour la climatisation de l'air cycle dans le train, dont la puissance et la vitesse nominales sont respectivement 40 kW et $3,0 \cdot 10^4$ tr/min. Une autre MRV à vitesse ultra élevée est conçue par Morel *et al* [11], dans laquelle une nouvelle structure de rotor est proposée afin d'augmenter la rigidité mécanique du rotor et, une vitesse maximale de $2,0 \cdot 10^5$ tr/min est atteinte.

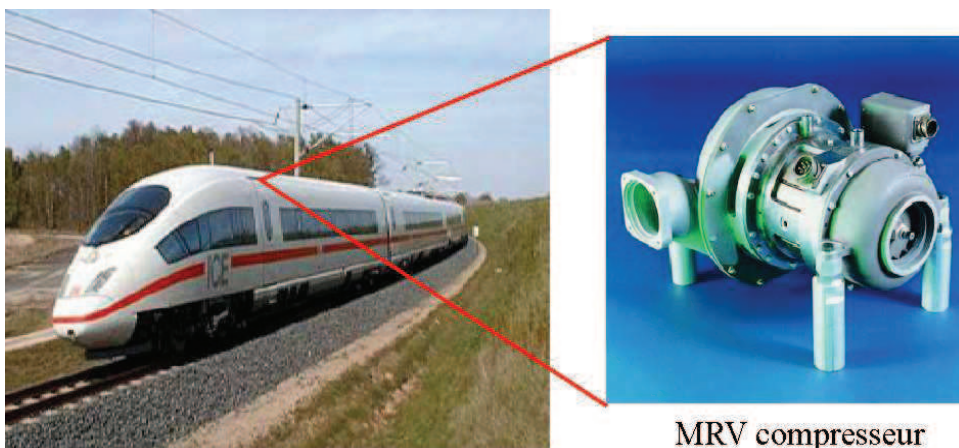
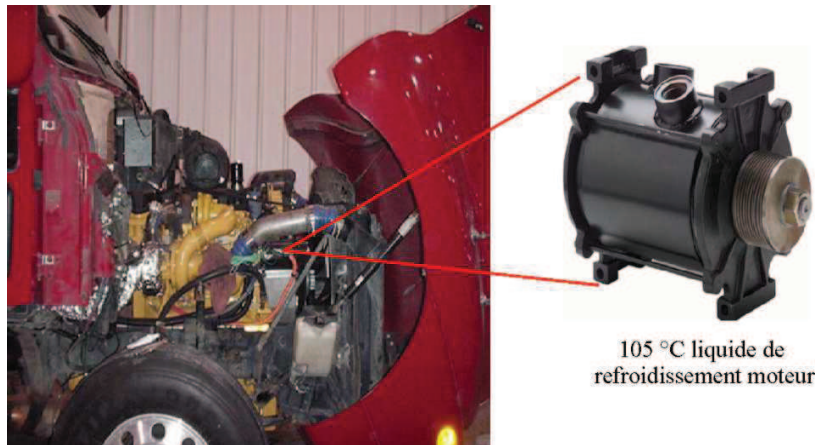


Figure 2.2 MRV utilisée dans le train à grande vitesse pour la climatisation de l'air cycle [2].

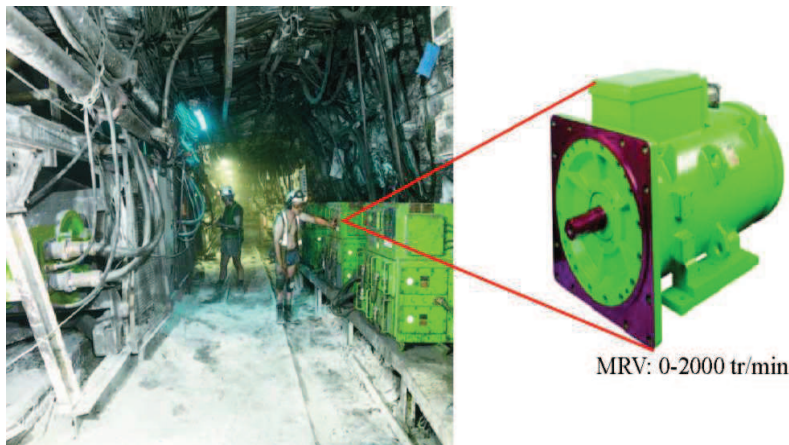
2.1 Machines électriques pour des applications critiques

Environnement extrême : haute température ambiante, humide, sale, etc. L'une des applications à haute température de la MRV est illustrée à la figure 2.3 (a). C'est une machine ayant 12 dents statoriques et 8 dents rotoriques, dont le diamètre externe et la longueur active sont respectivement de 145 mm et de 125 mm et la puissance active est de 7,3 kW.

L'une des applications de la MRV dans les environnements humides et sales est illustrée à la figure 2.3 (b). La MRV utilisée comme la transporteuse de charbon dans la mine de Selby au Royaume-Uni. La vitesse de la machine varie de 0 à 2000 tr/min et la puissance nominale est de 300 kW.



(a) Environnement à haute température ambiante



(b) Environnement humide et sale

Figure 2.3 MRV fonctionnent dans les environnements extrêmes [2].

2.1.3 Machines synchrones à aimants permanents

Dû à l'excitation des aimants permanents, les machines à aimants permanents ont le couple volumique le plus élevé parmi toutes les machines électriques. En même temps, elles ont aussi la meilleure efficacité

et de faibles ondulations de couple. En raison de ces avantages, nombreux types de machines à aimants permanents ont vu le jour dans l'industrie, selon les localisations des aimants permanents, les machines à aimants permanents peuvent être classées dans deux catégories : les machines à aimants au rotor et les machines à aimants au stator. Nous allons dans la suite présenter tout d'abord la machine à aimants permanents avec les aimants au rotor, en s'insistant sur leurs avantages et leurs inconvénients. Ensuite, nous nous consacrons aux études des machines à aimants permanents avec les aimants au stator.

2.1.3.1 Machines à aimants permanents avec les aimants au rotor

Dans cette partie, certaines machines à aimants permanents au rotor citées dans la littérature sont comme illustrées à la figure 2.4. La première machine [figure 2.4 (a)] est une machine triphasée classique à aimants permanents surfaciques, dont les nombres d'encoches statoriques et de pôles rotoriques sont respectivement 12 et 10. La deuxième machine [figure 2.4 (b)] est une machine triphasée à aimants enterrés avec 12 pôles statoriques et 8 pôles rotoriques. Pour finir, la troisième machine est une machine triphasée à concentration de flux, dont les nombres d'encoches statoriques et de pôles rotoriques sont respectivement 24 et 8.

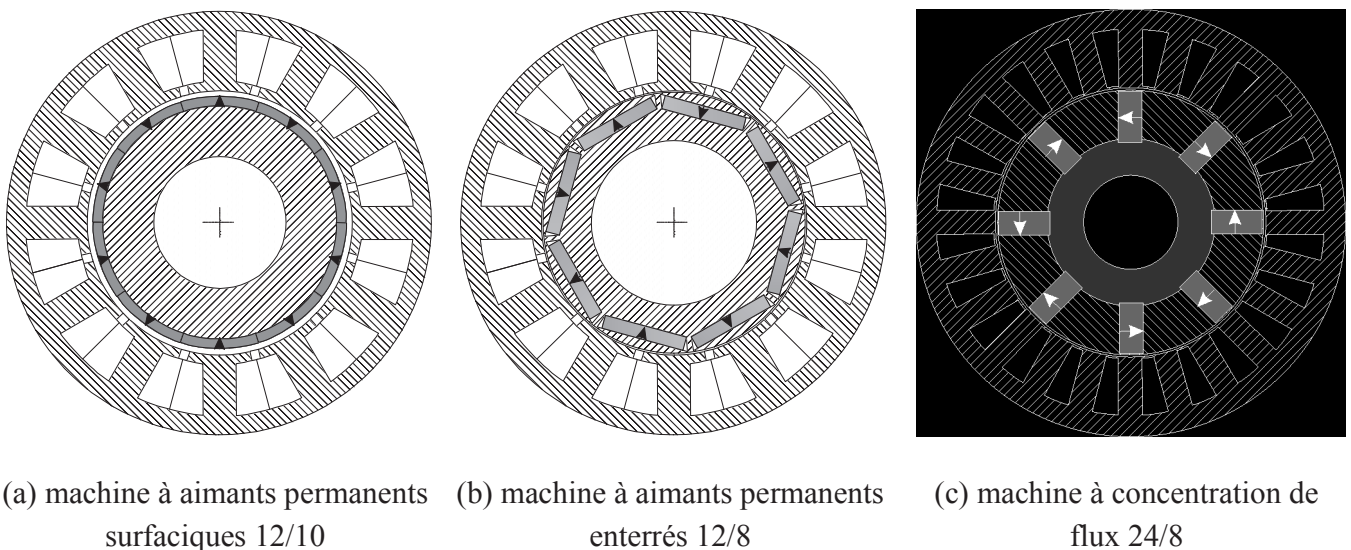


Figure 2.4 Vues en coupe des machines à aimants permanents avec les aimants au rotor

Pour les machines sur la figure 2.4, deux types de bobinage sont possibles. Le premier est le bobinage concentrique, c'est-à-dire que chaque dent est entourée par un enroulement et les enroulements de la même phase sont mis en série ou en parallèle [figure 2.4 (a) et (b)]. Le deuxième est le bobinage distribué [figure 2.4 (c)]. Le choix de la structure du bobinage dépendra de l'exigence de l'application. Par rapport aux bobinages distribués, les machines avec des bobinages concentriques peuvent avoir des têtes de bobinage non-superposées et plus courtes. En terme d'efficacité, les bobinages concentriques peuvent avoir potentiellement moins de pertes Joule que les bobinages distribués et, donc, une efficacité plus élevée pour le même couple moyen [12]. Du point de vue thermique, moins de pertes Joule rend les machines avec

2.1 Machines électriques pour des applications critiques

bobinages concentriques plus adéquates pour les applications, dans lesquelles une haute densité de couple est demandée. Enfin, en terme de la fiabilité, les machines avec des bobinages concentriques ont moins de contact physique entre les bobines des différentes phases. Ainsi, les défauts d'une phase sont plus difficiles à propager aux autres phases et la fiabilité de la machine peut être renforcée. Selon les avantages précédents, seules les bobinages concentriques seront étudiés pour l'application VSV dans ce mémoire.

Machine à aimants permanents surfaciques est la topologie la plus utilisée parmi toutes les machines à aimants permanents [1]. La machine présentée dans cette partie est un exemple, d'autres combinaisons entre les pôles statoriques et rotoriques peuvent aussi être trouvées dans la littérature. Afin de diminuer le couple de détente, le pôle fractionnaire est souvent appliqué et la relation entre les pôles statoriques et rotoriques est $2p = N_s \pm 2$, où p est le nombre de paires de pôles rotoriques et N_s est le nombre de pôles statoriques [12]. Pour toutes les machines à aimants permanents avec pôles saillants ou pôles lisses, l'expression générale du couple décrit comme ci-dessous :

$$C = \frac{3}{2}p[\Phi_m I_q + (L_d - L_q)I_d I_q] + \frac{1}{2}p\Phi_e^2 \frac{d\mathcal{R}}{d\theta} \quad \text{Eq. 2.1}$$

où

- \mathcal{R} : La réluctance dans l'entrefer,
- Φ_e : Le flux maximal à vide dans l'entrefer,
- Φ_m : Le flux maximal à vide d'une phase,
- I_d et I_q : Courants dans l'axe d et dans l'axe q,
- L_d et L_q : Inductances dans l'axe d et dans l'axe q.

L'eq. 2.1 comprend 3 termes, le premier ($3/2p\Phi_m I_q$) est le couple hybride dû à la réaction entre le flux à vide et le courant I_q , le deuxième [$3/2p(L_d - L_q)I_d I_q$] est le couple réluctant et le troisième [$3/2p\Phi_e^2 (d\mathcal{R}/d\theta)$] est le couple de détente.

Sachant que la machine présentée à la figure 2.4 (a) est à pôles lisses et les inductances dans l'axe d et dans l'axe q sont identiques, ainsi, le couple réluctant produit par la machine est nul. De plus, la perméabilité relative des aimants permanents est similaire à celle de l'air, ce qui conduit à une faible inductance de la machine, car la longueur effective de l'entrefer est importante. La réluctance de l'entrefer est théoriquement constante pour les différentes positions du rotor, ainsi, le couple de détente de la machine à aimants permanents surfaciques est faible. En raison de ceci, l'ondulation de couple à faible densité de courant de la machine est elle aussi faible.

Sachant que la capacité de défluxage est déterminée par $L_d I / \Phi_m$, théoriquement, lorsque $L_d I / \Phi_m$ augmente vers 1, la capacité de défluxage infinie est obtenue. En revanche, avec une faible inductance dans l'axe d , la capacité de défluxage de la machine à aimants permanents surfaciques est limitée [1]. De plus, puisque les aimants permanents sont exposés aux champs de la réaction d'induit. En cas de défluxage ou de court-circuit, les flux dus aux courants de court-circuit sont obligés de traverser les aimants permanents, ce qui pourrait causer des désaimantations irréversibles dans les aimants permanents.

Machine à aimants permanents enterrés. Pour à la fois protéger les aimants permanents en mode de défluxage ou en cas de court-circuit et améliorer la tenue mécanique, des machines à aimants permanents enterrés sont conçues [figure 2.4 (b)]. Du fait que les aimants sont enterrés et efficacement protégés contre le champ de la réaction d'induit, la machine à aimants enterrés est donc appropriée pour les applications avec une puissance constante sur une large plage de la vitesse [13]. Avec les aimants enterrés, l'épaisseur active de l'entrefer est plus faible que celle équivalente de la machine à aimants surfaciques. De plus, les inductances dans l'axe d et dans l'axe q de la machine à aimants permanents enterrés sont différentes ($L_d < L_q$). Ainsi, le couple réactif existe et la densité de couple peut être plus élevée que la machine à aimants permanents surfaciques équivalente.

Il faut noter qu'avec la structure des aimants enterrés, la fuite de flux est plus élevée que celle de la machine avec aimants permanents surfaciques. Pour diminuer la fuite de flux entre les aimants permanents, différentes méthodes sont proposées dans la référence [1], dont le principe commun est d'ajouter des barrières de flux magnétiques entre les aimants permanents pour empêcher les fuites de flux. Les barrières de flux sont entre autres comme des aimants permanents avec les polarisations proprement désignées, des couches d'air.

Machine à concentration de flux. Pour éviter la fuite de flux aux extrémités des aimants permanents de la machine à concentration de flux, on ajoute généralement une couche de matériau amagnétique entre les aimants et l'arbre comme illustré à la figure 2.5 (a). Ainsi, la distribution de flux est comme nous pouvons le voir à la figure 2.5 (b).

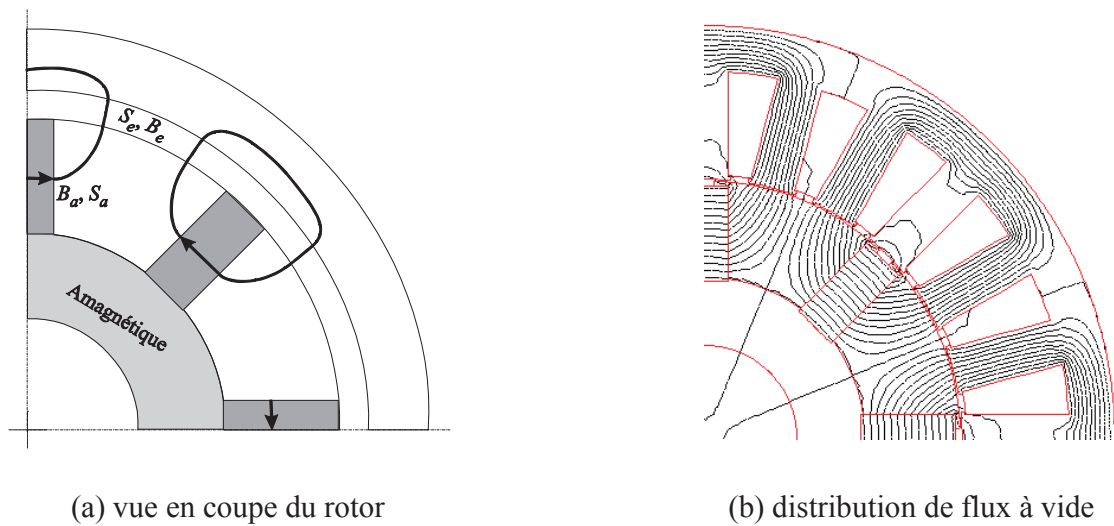


Figure 2.5 Démonstration du principe de la machine à concentration de flux.

En utilisant la loi de conservation de flux, nous pouvons donc établir la relation entre la densité de flux des aimants permanents (B_a) et celle de l'entrefer (B_e) comme l'eq. 2.2.

$$B_a = \frac{S_e}{2S_a} B_e \quad \text{avec} \begin{cases} S_a \text{ la surface des aimants dans la direction de la polarisation} \\ S_e \text{ la surface de l'entrefer entre deux aimants consécutifs} \end{cases} \quad \text{Eq. 2.2}$$

2.1 Machines électriques pour des applications critiques

Pour obtenir l'effet de la concentration de flux, il faut s'assurer que $S_e < 2S_a$. Comme ceci, nous aurons $B_a < B_e$. En modifiant la relation $S_e/(2S_a)$, des densités de flux dans l'entrefer peuvent être considérablement plus élevées que le champ rémanent des aimants permanents. En tant qu'exemple, Zhu *et al* [1] a montré que pour avoir une densité de flux de 0,6 T dans l'entrefer, seul un champ rémanent de 0,38 T est requis. Du point de vue économique, ceci est très intéressant, car avec la machine à concentration de flux, pour avoir la même densité de flux dans l'entrefer, des matériaux avec faibles champs rémanents comme les aimants ferrites ($Br = 0,4$ T) peuvent être appliqués. Amara [14] a comparé les coûts des aimants permanents ; il a trouvé que les aimants ferrites ($Br = 0,4$ T) coûtent 25 fois moins chers que les aimants terres rares ($Br = 1$ T).

Par rapport aux deux machines à aimants permanents précédentes, l'inductance dans l'axe d peut être plus élevée pour la machine à concentration de flux, car le champ de la réaction d'induit traverse seulement un aimant permanent au lieu de deux dans les deux machines précédentes. Ainsi, la machine à concentration de flux est adéquate pour des fonctionnements étendus à puissance constante [1].

En dehors des avantages précédents, toutes les machines à aimants permanents au rotor illustrées sur la figure 2.4 possèdent aussi quelques inconvénients.



(a) Rotor avant le test, ($\Omega = 3,5 \cdot 10^4 \text{tr/min}$)



(b) Rotor après le test, ($\Omega = 3,5 \cdot 10^4 \text{tr/min}$)

Figure 2.6 Rotor d'une machine à aimants permanents surfaciques pour l'application à haute vitesse [15].

Mécaniquement, en raison d'un moment d'inertie élevé, la dynamique de la machine est lente. De plus, pour les hautes vitesses de rotation, la force centrifuge s'exerçant sur la périphérie du rotor est élevée. En raison de ceci, le rotor peut être déformé, dans le pire des cas, la surface externe du rotor peut toucher la surface interne du stator et la machine peut être endommagée. Binder *et al* [15] ont étudié une machine à aimants permanents pour des applications à hautes vitesses, dont le rotor est illustré à la figure 2.6 (a). Pour protéger les aimants permanents contre la force centrifuge à haute vitesse, une couche de carbone de 5,7 mm est ajoutée à la surface externe des aimants permanents, dont l'épaisseur radiale est de 7,0 mm. L'épaisseur de l'entrefer est de 0,7 mm. Les auteurs ont testé la machine jusqu'à une vitesse mécanique de

$3,5 \cdot 10^4$ tr/min (la vitesse périphérique est de 209 m/s). A partir de cette vitesse, la déformation est si forte que le rotor a frotté sur le stator et la machine est endommagée [figure 2.6 (b)].

Thermiquement, la chaleur du rotor est difficile à évacuer en raison de l'entrefer qui n'est pas un bon conducteur thermique. De plus, pour des applications à hautes températures, l'augmentation de la température des aimants permanents va, dans le meilleur des cas, causer la désaimantation partielle des aimants, ou dans le pire des cas, causer la désaimantation irréversible si la température dépasse la température de Curie (T_c) des aimants permanents. Lorsque la désaimantation partielle réversible apparaît, pour maintenir le même niveau de couple moyen, nous devons augmenter les courants d'alimentation. Ceci va encore augmenter les pertes et causer une désaimantation irréversible plus forte. La machine pourrait donc entrer dans un cercle vicieux jusqu'à son décrochage [16].

Pour renforcer le refroidissement du rotor, nous devons installer des canaux ou des ventilateurs au rotor. Cependant, ceci va forcément augmenter le prix de la machine. De plus, la fiabilité de la machine sera diminuée. Pour diminuer les inconvénients d'une machine à aimants permanents au rotor, des chercheurs ont pensé à déplacer les aimants du rotor au stator. Comme ceci, les performances mécaniques et thermiques peuvent être améliorées tout en gardant la haute densité de couple de la machine à aimants permanents. Nous allons dans la suite présenter quelques machines à aimants permanents avec les aimants au stator.

2.1.3.2 Machines à aimants permanents avec les aimants au stator

Certaines machines à aimants permanents avec les aimants au stator sont montrées à la figure 2.7. D'autres combinaisons entre les nombres de pôles statoriques et rotoriques peuvent être utilisées comme pour les machines à aimants permanents avec les aimants au rotor. La première machine [figure 2.7 (a)] est une machine à aimants permanents dans la culasse, dont les nombres de pôles statoriques et rotoriques sont respectivement 12 et 8. La deuxième machine [figure 2.7 (b)] est une machine à aimants permanents sur les surfaces des dents statoriques avec 12 pôles statoriques et 16 pôles rotoriques. Enfin, la troisième machine [figure 2.7 (c)] est une machine à aimants permanents dans les dents statoriques avec 12 dents statoriques et 10 dents rotoriques (Machine à Commutation de Flux).

Pour toutes les trois machines à aimants permanents au stator, les rotors sont nécessairement saillants afin que le flux à vide varie avec la rotation du rotor. Avec cette structure à double saillance, similaire à celle d'une MRV, les machines à aimants permanents peuvent non seulement obtenir une haute densité de couple mais aussi fonctionner à haute vitesse. De plus, puisque les aimants se trouvent au stator, leur refroidissement se trouve facilité car ils sont proches du système de refroidissement externe. Ainsi, la chaleur produite dans les aimants peut être évacuée sans traverser l'entrefer, il est donc plus facile de limiter l'augmentation de la température dans les aimants que les machines à aimants permanents au rotor.

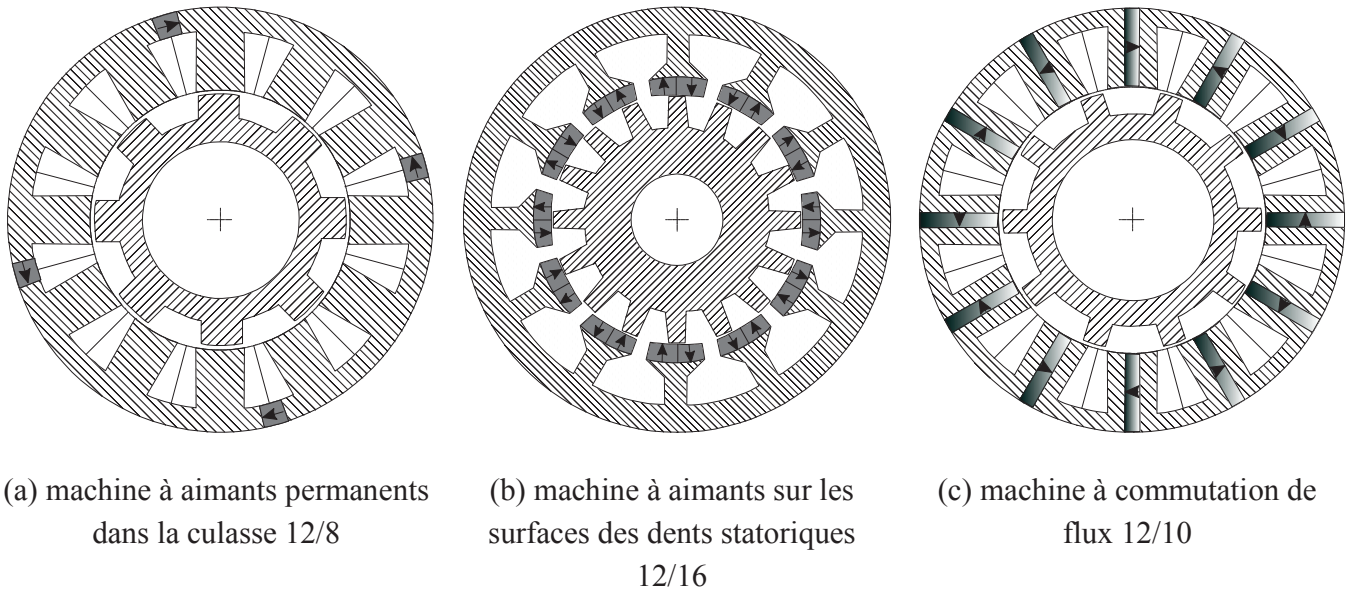


Figure 2.7 Vues en coupe des machines à aimants permanents avec les aimants au stator.

Machine à aimants permanents dans la culasse statorique. Comme nous pouvons le voir à la figure 2.7 (a), il y a quatre aimants permanents dans la culasse statorique et, les polarisations de chacun des deux aimants permanents adjacents sont opposées. Une règle générale sur le nombre d'aimants permanents nécessaires est donnée par Zhu *et al* [1] : pour une machine triphasée, un aimant pour trois dents statoriques est nécessaire, tandis que pour une machine tétraphasée, un aimant pour quatre dents statoriques est nécessaire.

Dû à la structure à double saillance, le couple de détente de cette machine est élevé. Pour diminuer ce couple de détente, la méthode générale dans les machines à aimants permanents classiques est d'incliner le rotor. Mais pour la machine à aimants permanents à double saillance, cette méthode n'est plus efficace. De plus, la puissance va diminuer à cause d'un rotor ou d'un stator incliné. Une méthode efficace de la diminution du couple de détente est proposée par Nakamura *et al* [17]. Le principe de cette méthode est de "feuilletter" les mêmes machines à aimants permanents à double saillance mais avec des décalages spatiaux entre les rotors comme illustrée à la figure 2.8.

Malgré sa robustesse et sa simplicité, l'inconvénient majeur de ce type de machine est que le flux d'une phase est unipolaire. Par conséquent, la densité de couple est relativement faible par rapport aux autres machines à aimants permanents [1].

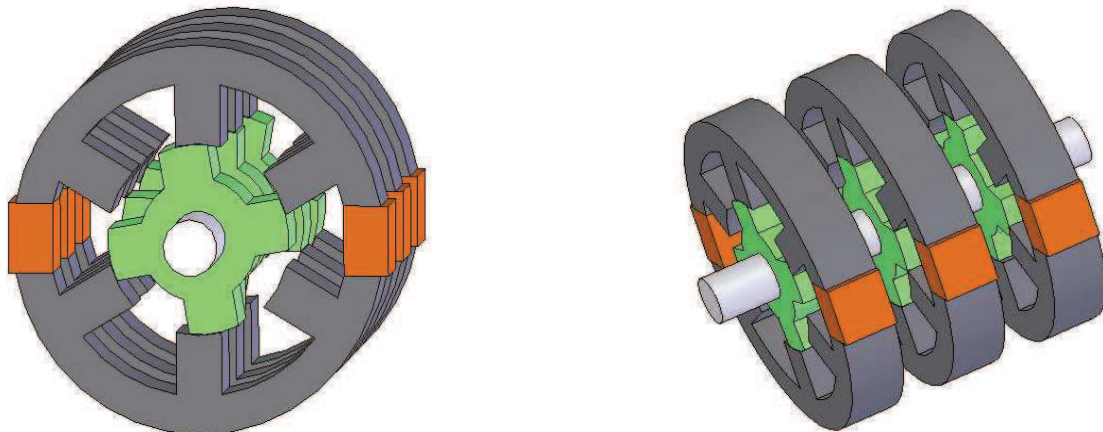


Figure 2.8 Configuration feuilletée des machines à aimants permanents à double saillance [17].

Machine à aimants sur les surfaces des dents statoriques (Machine à Flux Inversé). Comme nous pouvons le voir à la figure 2.7 (b), sur chaque surface de dent statorique, deux aimants avec des polarisations opposées sont montés. Avec la rotation du rotor, le flux à vide d'une phase est donc bipolaire [18]. A cause des aimants permanents dans l'entrefer comme pour la machine à aimants permanents surfaciques, les inductances d'une machine à flux inversé sont faibles. Ainsi, la constante de temps électrique est aussi faible, ceci est souhaitable pour les applications à haute fréquence. En revanche, comme les machines à aimants permanents surfaciques, les aimants permanents d'une machine à flux inversé sont exposés aux champs de la démagnétisation. Ainsi, en cas de défluxage ou de court-circuit, les aimants permanents risquent la démagnétisation irréversible [1]. De plus, puisque la densité de flux dans l'entrefer est limitée par le champ rémanent des aimants permanents, il n'y a pas d'effet de concentration de flux. La densité de couple de la machine à flux inversé ne peut pas être importante.

Machine à aimants dans les dents statoriques (Machine à Commutation de Flux). Comme nous pouvons voir à la figure 2.7 (c), les polarisations de deux aimants permanents successifs sont opposées. Dans un sens, la machine à commutation du flux ressemble à une machine à concentration de flux avec les aimants permanents montés au stator. Ainsi, pour avoir la même densité de flux dans l'entrefer comme les autres machines à aimants permanents, des aimants ferrites avec faibles coûts peuvent être appliqués. De plus, puisque le flux à vide d'une phase est bipolaire, le couple volumique peut être plus élevé que les autres machines à aimants permanents [1,19]. Sachant que les aimants permanents sont protégés par les deux sections de dents statoriques, en cas de défluxage ou de court-circuit, le risque de la désaimantation irréversible de la machine à commutation de flux est donc très faible. Ainsi, la MCF convient bien pour les applications nécessitant un défluxage important comme dans le cas des fonctionnements à puissance constante sur une large plage de vitesse.

D'autres machines à aimants permanents entre autres comme les machines à flux axial, la machine linéaire à aimants permanents, la machine à double excitation et les machines à courant continu ne rentrent pas dans le cadre de nos travaux, et ne seront donc pas présentées dans ce mémoire.

2.1 Machines électriques pour des applications critiques

2.1.3.3 Applications industrielles des machines à aimants permanents

Une machine à aimants permanents surfaciques est utilisée dans le véhicule hybride Honda Insight [20], dont le prototype est montré à la figure 2.9. Un moteur thermique classique est monté en parallèle avec la machine à aimants permanents, dont la puissance nominale est de 10 kW. Le fonctionnement de cette machine à aimants permanents est d'utiliser le freinage par récupération pour récupérer une partie de l'énergie perdue en cas de décélération, cette énergie récupérée servira à aider à accélérer la voiture.

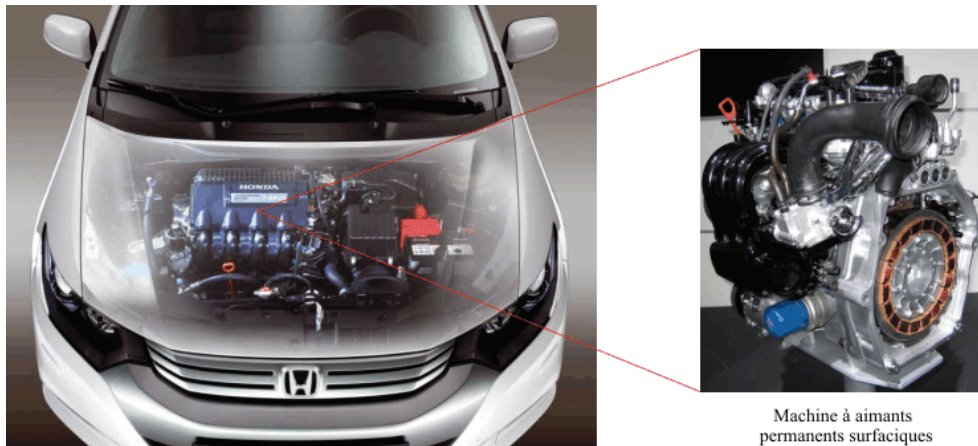


Figure 2.9 10-kW machine à aimants permanents d'un véhicule hybride Honda Insight [20].

Une machine à concentration de flux avec 18 encoches statoriques et 12 pôles rotoriques est conçue comme un générateur pour le groupe auxiliaire de puissance d'un véhicule électrique [1,21] (figure 2.10). La puissance nominale et la vitesse nominale sont respectivement de 9 kW et de 4200 tr/min. En raison de l'effet de concentration de flux, une densité de flux de 0,6 T dans l'entrefer est obtenue par des aimants ferrites avec un champs rémanent de 0,38 T.

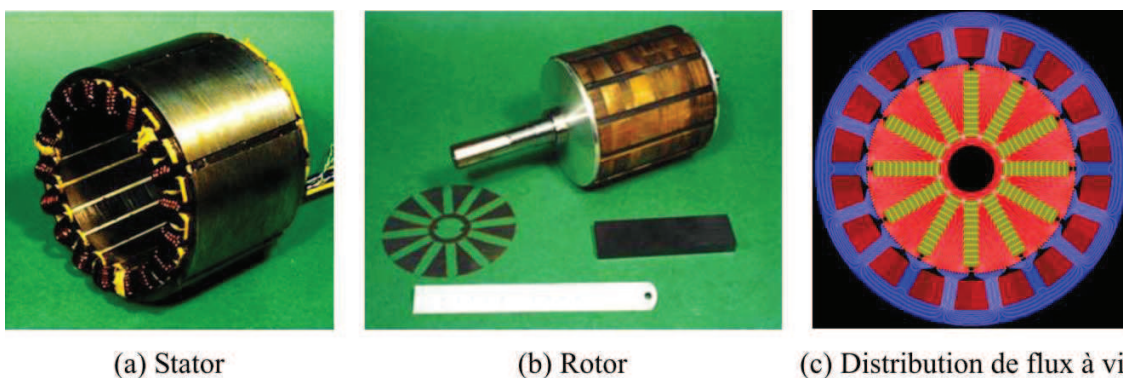


Figure 2.10 Générateur pour le groupe auxiliaire de puissance de véhicule électrique [1,21].

Par rapport aux deux applications précédentes, une machine à commutation de flux est utilisée pour un équipement des mines, dont la température ambiante de fonctionnement est de 150°C [22]. Les nombres de dents statoriques et rotoriques de cette machine sont respectivement 12 et 14. La puissance nominale est de

2,7 kW tandis que le couple nominal est de 25 Nm. Les matériaux isolants dans l'encoche sont de classe IEC317-13, dont la température de fonctionnement continu est de 200°C et la température maximale admissible est de 320°C. D'après la simulation numérique (figure 2.11), la température maximale est quasiment de 200°C.

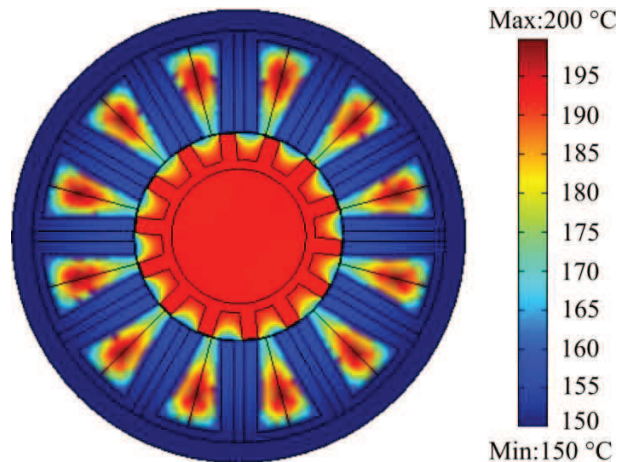


Figure 2.11 Distributions des températures obtenues par EF 2D [22].

2.1.3.4 Etude paramétrique préliminaire des machines électriques

La comparaison entre différentes machines électriques n'est jamais une tâche facile. Généralement, il faut tout d'abord optimiser toutes les machines, ce qui nécessite souvent une solide connaissance sur les algorithmes d'optimisation et un temps de calcul important, surtout pour les méthodes des EF 2D ou/et 3D. Ensuite, une comparaison en terme de performances électromagnétiques, thermiques et mécaniques ainsi que de la tolérance aux défauts doit être réalisée afin d'obtenir la meilleure structure. Pourtant, durant la conception préliminaire d'une machine électrique, l'optimisation sur toutes les structures avec des algorithmes d'optimisation sophistiqués semble être une mission délicate (l'optimisation n'est pas la mission majoritaire de cette thèse). Nous n'allons donc pas mettre en place l'optimisation des machines. En revanche, sachant que parmi tous les paramètres des machines électriques, il y en a quelques uns, dont l'influence sur les performances d'une machine est dominante, tels que le rayon externe du rotor, l'épaisseur de l'entrefer et le ratio de la largeur de dent statorique par rapport à l'ouverture de l'encoche statorique, etc. Ainsi, des études paramétriques sur ces paramètres dominants des différentes topologies sont réalisables. Ceci nous permet d'avoir une comparaison rapide, dont les résultats sont assez fiables et satisfaisants, sur les performances électromagnétiques, thermiques et mécaniques ainsi que la capacité de tolérance aux défauts.

Afin de réaliser les études paramétriques, nous devons nous assurer que les paramètres dominants de toutes les machines sont identiques. Ceux-ci sont, entre autres, la longueur active de la machine, le diamètre externe du stator, le diamètre interne du rotor, l'épaisseur de l'entrefer et les types de matériaux magnétiques ainsi que les matériaux isolants électriques. Après les optimisations dites "paramétriques" (on fixe certains paramètres et fait varier les autres pour obtenir les meilleures performances), le couple

2.1 Machines électriques pour des applications critiques

moyen obtenu pour chaque machine peut être considéré comme la valeur “maximale”. A l’aide de la méthode des Eléments Finis (EF) 2D, le couple moyen en fonction des pertes Joule pour différentes machines est obtenu et illustré à la figure 2.12. Les machines étudiées sont la Machine à Réductance Variable (MRV 6/4, elle est alimentée avec des courants sinusoïdaux), la Machine à Aimants Permanents surfaciques (MAP 12/10), la Machine à CONcentration de Flux (MCONF 24/8), la Machine à Commutation de Flux (MCF 12/10) et la Machine à Aimants permanents Enterrés (MAE 12/8). Le détail sur les modèles de l’EF 2D (ANSYS) sera présenté dans les chapitres suivants de ce mémoire.

Sans tenir compte des pertes fer et mécaniques, les pertes Joule sont les images de l’évolution des températures et du courant efficace. Avec le même système de refroidissement, plus les pertes Joule sont élevées, plus l’augmentation de la température est élevée. Ainsi, nous pouvons remarquer qu’à faible couple moyen, les pertes Joule de la MCF 12/10 et MCONF 24/8 sont quasiment identiques et sont plus faibles que celles des autres machines. Ceci est dû à l’effet de la concentration de flux de ces deux structures. Sans aimants permanents, la MRV 6/4 doit augmenter le courant pour avoir le même couple moyen que les autres machines, c’est la raison pour laquelle les pertes Joule de la MRV 6/4 sont les plus élevées à faible couple moyen. Au fur et à mesure que le couple moyen augmente, les pertes Joule des machines se rejoignent en raison de la saturation de la MCF 12/10 et de la MCONF 24/8 (la MCONF 24/8 sature la plus vite) tandis que celles de la MCF 12/10 sont toujours plus faibles que les autres machines.

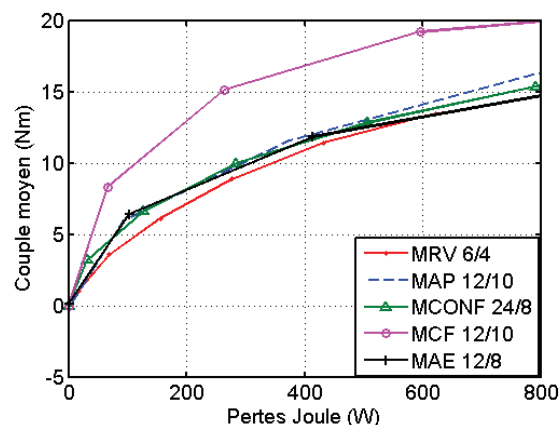


Figure 2.12 Comparaison de couple moyen en fonction des pertes Joule entre les machines étudiées

En se basant sur les résultats illustrés à la figure 2.12 et les études bibliographiques précédentes, nous pouvons donc résumer les avantages et les inconvénients des différentes machines en termes du coût du système, des performances électromagnétiques, thermiques, mécaniques et de la capacité de tolérance aux défauts. Le résumé est illustré au tableau 2.1 (MAP : Machine à Aimants Permanents au rotor ainsi qu’au stator, MRV : Machine à Réductance Variable). Nous devons être conscients que les avantages et les inconvénients des machines électriques présentés dans ce tableau sont relatifs, car nous pouvons appliquer de nombreuses méthodes afin d’améliorer certaines performances d’une machine électrique.

Tableau 2.1 Comparaison des caractéristiques des machines électriques

Caractéristiques	MAP au rotor	MAP au stator	MRV
Couple volumique	+	+	0
Ondulation de couple, vibration et bruits acoustiques	+	+	-
Simplicité de fabrication	-	-	+
Application à haute température (*)	-	0	+
Efficacité du système de refroidissement (*)	-	0/+	+
Application haute vitesse	0	0/+	+
Application dans un environnement extrême	-	-/0	+
Coût du système	-	-	+
Tolérance aux défauts (fiabilité) (*)	-	-/0	+
+ : Bien , 0 : Moyen , - : Faible (*) : Caractéristique majeure			

Compte tenu des contraintes principales de notre application et les performances des machines électriques étudiées précédemment, nous avons donc choisi deux machines pour les études approfondies. La première catégorie est la Machine à Réductance Variable (MRV) tandis que la deuxième catégorie est la Machine à Commutation de Flux (MCF). L'idée principale dans ce mémoire est que si la MRV peut répondre au cahier des charges de l'application VSV, la MCF ne sera pas étudiée. Sinon, les études approfondies de la MCF seront effectuées.

2.2 Modèles thermiques statiques et transitoires des machines électriques

2.2.1 Etude thermique statique des machines électriques

Les caractéristiques thermiques des machines sont très importantes pour leur conception et optimisation. Parfois, la contrainte thermique est dominante parmi les trois contraintes principales telles que les contraintes thermiques, électromagnétiques et mécaniques. Dans les machines électriques, en raison de leurs structures complexes [les machines sont composées de rotor (lisses ou saillants), de stator (bobines, têtes de bobines, culasse, dents statoriques), de flasques et de carter, etc.], les modélisations analytiques précises sont souvent impossibles [23]. Une simplification est alors nécessaire dans les modélisations thermiques. Dans les machines tournantes, il existe trois types de transmission de chaleur pour évacuer les différentes sources de chaleur (les pertes Joule, les pertes fer et les pertes mécaniques) [23]:

- Le transfert de chaleur par conduction dans les structures solides et dans les structures fluides.
- Le transfert de chaleur par convection entre les surfaces solides de la machine et le milieu fluide dans ou autour de la machine : entre la surface externe du rotor et l'entrefer, entre la surface interne du stator et l'entrefer, entre la surface externe du stator et l'environnement ainsi qu'entre les têtes de bobines et le fluide environnant.
- Le transfert de chaleur par rayonnement entre deux surfaces (grises, diffuses et opaques) et entre une surface (grise, diffuse et opaque) et l'environnement ayant une grande dimension : par exemple, la surface externe du carter vers l'environnement, entre la surface interne du stator et celle externe du rotor, etc.

Puisque la modélisation analytique précise est souvent impossible, une méthode comme le réseau de résistances thermiques [Lumped Parameter (*LP*)] est très souvent utilisée par les chercheurs qui modélisent les phénomènes thermiques dans les machines électriques [24,25,26,27,28,29,30]. Il peut prendre en compte tous les phénomènes thermiques dans les machines électriques avec une précision assez satisfaisante. Nous allons ensuite effectuer une étude bibliographique sur les trois phénomènes de transfert de chaleur mentionnés précédemment dans les machines électriques dites "tournantes".

2.2.1.1 Transfert de chaleur par conduction

Dans les machines électriques, l'expression générale de la température décrivant le transfert de chaleur s'écrit comme ci-dessous :

$$\operatorname{div}(-\lambda \operatorname{grad} \vec{T}) = \rho \cdot C_p \cdot \frac{\partial T}{\partial t} + \dot{q} \quad \text{Eq. 2.3}$$

Avec

λ (W/m/K) : Conductivité thermique,

- ρ (kg/m³) : Masse volumique,
 C_p (J/kg/K) : Capacité thermique massique,
 \dot{q} (W/ m³) : Pertes volumiques représentant les sources de chaleur.

En résolvant l'éq. 2.4 en régime permanent, nous pouvons donc obtenir les résistances thermiques sous la forme :

$$R_{conduction} = \frac{L}{\lambda \cdot S} \quad Eq. 2.4$$

Où L et S sont respectivement la longueur et l'aire de la section dans la direction sur laquelle le flux thermique circule. Avec l'éq. 2.4, connaissant la géométrie de la machine, les calculs des résistances thermiques ne nécessitent que la détermination de la conductivité thermique de chaque composante.

Sachant que les matériaux isolants sont de très mauvais conducteurs thermiques, la conductivité thermique dans la direction radiale du stator est donc considérablement plus élevée que celle dans la direction axiale. Ceci est à l'opposé du cas des bobinages statoriques, dans lesquels la conductivité thermique axiale est similaire à celle du cuivre pur ($\lambda = 400$ W/m/K) tandis que la conductivité thermique radiale est significativement plus faible ($\lambda < 1$ W/m/K). Par voie de conséquence, en raison de cette différence des conductivités thermiques entre les deux directions, la température maximale se trouve souvent aux têtes des bobines [25]. Enfin, dans l'arbre aussi bien que dans le carter, qui sont souvent massifs comme mentionné précédemment, la conductivité thermique radiale et celle axiale sont identiques.

Dans la modélisation thermique des machines électriques, ce qui nous intéresse le plus est souvent la température maximale au milieu de l'encoche. Ainsi, le calcul précis de la distribution de température sur chaque conducteur dans l'encoche n'est pas nécessaire. En se basant sur cette idée, pour obtenir la température maximale de l'encoche, nous pouvons simplifier la modélisation de l'encoche en utilisant des matériaux homogènes équivalents. Pour ce faire, plusieurs méthodes sont proposées dans la littérature, nous allons les détailler.

Calcul de la conductivité thermique équivalente dans la direction axiale des encoches.

Dans la plupart des machines électriques, les bobinages dans les encoches statoriques sont placés dans la direction axiale. Par voie de conséquence, la résistance thermique équivalente dans la direction axiale correspond aux résistances thermiques en parallèle de tous les composants dans l'encoche. La détermination de cette résistance thermique équivalente ne pose donc aucun problème. Si i est le nombre de matériaux dans l'encoche, en utilisant la formule eq. 2.4 pour calculer la résistance thermique, nous pouvons établir l'expression de la conductivité thermique équivalente axiale comme ci-dessous : [23], [31]:

$$\lambda_{axiale} = \sum_i r_i \lambda_i = \frac{\sum_i L S_i \lambda_i}{\sum_i L S_i} = \frac{\lambda_{cuiivre} S_{cuiivre} + \lambda_{email} S_{email} + \lambda_{vernis} S_{vernis} + \lambda_{air} S_{air}}{S_{cuiivre} + S_{email} + S_{vernis} + S_{air}} \quad Eq. 2.5$$

Où r_i , λ_i et S_i sont respectivement la proportion volumique occupée par chaque composant dans l'encoche,

2.2 Modèles thermiques d'une machine électrique

la conductivité thermique et la surface dans la direction radiale du cuivre, de l'émail, du vernis et de l'air dans l'encoche. Enfin, L est la longueur active de la machine. La conductivité thermique du cuivre est au moins 400 fois plus élevée que celle des autres composants, la conductivité thermique axiale ne dépend donc quasiment que de celle du cuivre et du taux de remplissage (voir l'éq. 2.5).

Calcul de la conductivité thermique équivalente radiale.

Contrairement aux résistances thermiques dans la direction axiale, suivant les directions radiales ou angulaires, ce sont les conductivités thermiques des matériaux isolants qui dominent la détermination de la conductivité thermique équivalente. En raison de la distribution irrégulière de matériaux isolants électriques (vernis d'imprégnation et air résiduel), le calcul de la conductivité thermique équivalente radiale est donc considérablement plus difficile que celle axiale (voir l'éq. 2.5). Dans les références [32,33], comme à la figure 2.13, les auteurs ont proposé une solution à l'aide d'un modèle thermique statique EF 2D, dans lequel la forme du conducteur (cuivre) est rectangulaire. Les conditions aux limites telles que une température constante est appliquée à la surface externe du stator. Des pertes Joule constantes sont appliquées comme la source de chaleur aux conducteurs. Les auteurs ont déclaré que cette simplification des conditions aux limites est possible, car le concepteur s'intéresse seulement au calcul de la différence de température entre le point chaud au milieu de l'encoche et les dents statoriques ou la culasse statorique. Ainsi, une simple résistance thermique peut être calculée dans le réseau de résistances thermiques pour avoir la même évolution des températures.

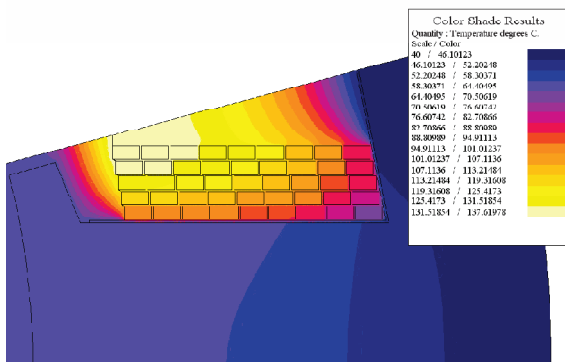


Figure 2.13 Modélisation de l'évolution des températures dans une encoche avec des conducteurs rectangulaires par la méthode des EF 2D [32,33].

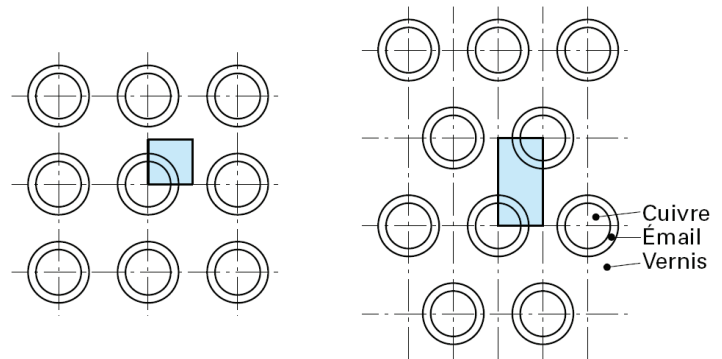


Figure 2.14 Répartitions des fils de cuivre émaillés traités par [34].

S'inspirant de la même idée précédente, Fang Chen [34] a étudié deux répartitions régulières en carrée de bobinage illustrées à la figure 2.14. Il a établi les remarques importantes suivantes [23]:

- Les deux répartitions de bobinage donnent des résultats similaires,
- La présence du vernis d'imprégnation conduit à des valeurs de conductivité thermique considérablement différentes. La conductivité thermique équivalente avec imprégnation est

quasiment 7 fois plus élevée que celle du même bobinage non-imprégné pour les deux structures traitées. Ceci est logique car sans imprégnation, l'espace inter-spire sera rempli par l'air. La conductivité thermique de l'air est environ 7 fois plus élevée que celle du vernis, c'est pour cette raison que la différence précédente existe.

Dans la référence [35], les auteurs ont calculé les conductivités thermiques équivalentes radiales des faisceaux de conducteurs ; leurs différentes configurations sont illustrées à la figure 2.15. Deux types de conducteurs sont étudiés, dont les formes sont cylindriques ou rectangulaires. D'après les résultats, nous avons remarqué que la forme de conducteur joue un rôle important dans la conductivité thermique radiale équivalente. Avec la même distance entre les conducteurs, il paraît que le conducteur rectangulaire est plus favorable pour le transfert de chaleur. Pour la même forme de conducteur, la grande distance inter-conducteurs conduit à une faible conductivité thermique radiale équivalente. Nous pouvons donc conclure que dans les machines électriques, pour augmenter la conductivité thermique équivalente radiale dans les encoches statoriques, il est souhaitable d'utiliser des conducteurs rectangulaires en minimisant la distance inter-conducteurs (augmenter le taux de remplissage, par exemple) (voir la courbe III sur la figure 2.15).

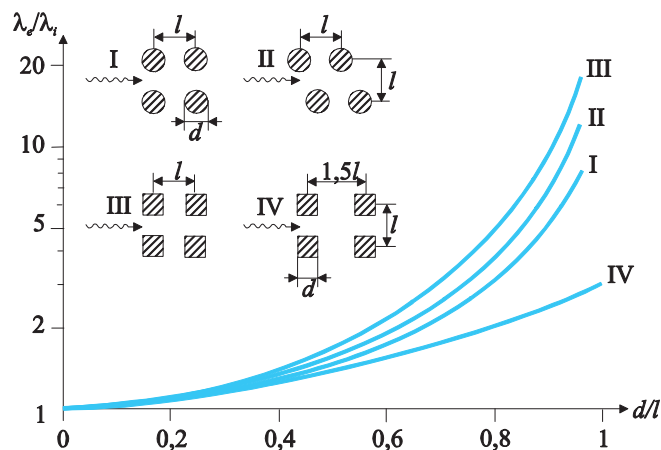


Figure 2.15 Conductivité thermique équivalente radiale λ_e (W/m/K) d'un faisceau de conducteurs noyés dans un matériau isolant (conductivité thermique est λ_i en W/m/K) en fonction du rapport d/l pour différentes configurations [23,35].

Une autre méthode est proposée pour calculer l'évolution des températures en divisant les encoches en différentes couches de matériau [36,37]. Les différentes couches sont constituées de cuivre, de matériaux isolants, d'imprégnation et d'air comme illustré à la figure 2.16. Par voie de conséquence, dans le réseau de résistances thermiques, les résistances thermiques dans l'encoche sont mises en série avec celles de la dent et de la culasse statorique. Chaque résistance thermique est associée à un matériau, dont le volume de cette couche correspond à celui dans la vraie machine. Par conséquent, la résistance thermique est simplement une fonction de la conductivité thermique, de la surface dans la direction radiale et de la longueur dans la direction radiale. Les auteurs ont déclaré que la précision de ce modèle dépend fortement de l'imprégnation. La quantité de l'air résiduel est une inconnue qui dépend du facteur de l'imprégnation. Si le facteur de l'imprégnation est 1, les bobinages sont imprégnés complètement. Par contre, si le facteur

2.2 Modèles thermiques d'une machine électrique

de l'imprégnation est nul, les bobinages sont non-imprégnés. Comme nous avons vu dans les remarques de Fang Chen [34], la présence de l'imprégnation favorise le transfert de chaleur. Donc, avec le même volume de conducteur, plus le coefficient de l'imprégnation est élevé, mieux c'est (du point de vue thermique).

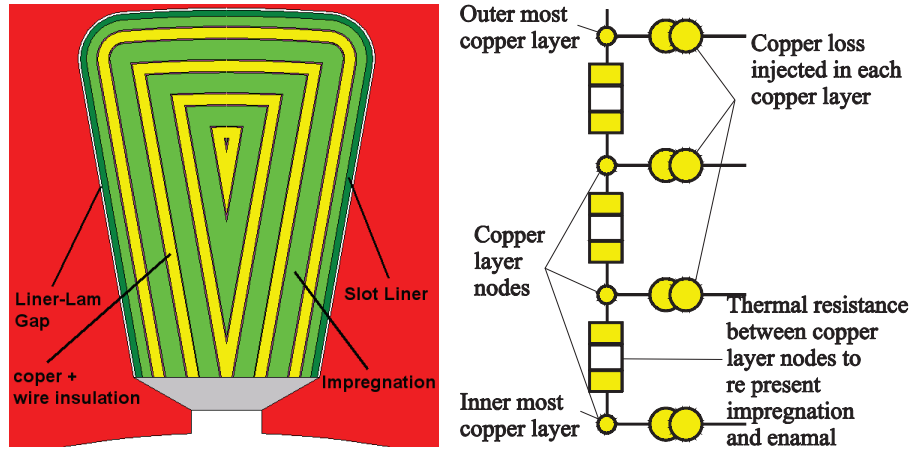


Figure 2.16 Modèle de bobine en couches adapté aux machines électriques pour calculer la distribution des températures [36,37].

En plus des méthodes précédentes, plusieurs chercheurs ont cherché à trouver des expressions analytiques génériques de la conductivité thermique équivalente radiale. Parmi eux, les auteurs dans la référence [32] ont étudié les résultats fournis par [36] et trouvé une corrélation entre la conductivité thermique équivalente radiale ($\lambda_{radiale}$), la surface de l'encoche ($S_{encoche}$), la longueur active (L_a) et le coefficient de remplissage (k_b) comme ci-dessous :

$$\lambda_{radiale} = 0,2425[(1 - k_b) \cdot S_{encoche} \cdot L_a]^{-0,04269} \quad Eq. 2.6$$

Les auteurs ont déclaré que les paramètres sont fournis par deux entreprises différentes, les processus de l'imprégnation pourraient être différents. Les machines électriques concernées pour les paramètres donnés sont aussi différentes, dont les valeurs de puissance nominale varient de 1,5 kW à 1MW.

Pour les machines électriques à faible puissance, les méthodes proposées précédentes nous permettent d'obtenir des résultats satisfaisants. Par contre, pour les machines électriques de puissance élevée, la présence de circulation de fluide au cœur des conducteurs interdit cette globalisation dans la représentation du bobinage [23].

La machine utilisée pour notre application (VSV) est de faible puissance et il n'y a pas de circulation de fluide au cœur des conducteurs, nous allons donc appliquer l'éq. 2.5 et l'éq. 2.6 pour calculer respectivement les conductivités thermiques équivalentes axiale et radiale des encoches statoriques.

2.2.1.2 Transfert de chaleur par convection

Dans une machine électrique, l'évolution de transfert de chaleur par la convection peut être modélisée

par une résistance thermique comme dans les études du transfert de chaleur par conduction (voir l'eq. 2.4), dont l'expression générale est donnée comme ci-dessous [23,35] :

$$R_{conv} = \frac{1}{h \cdot S} \quad \text{Eq. 2.7}$$

Où h (W/K/mm²) et S sont respectivement le coefficient d'échange convectif, l'aire de surface de contact entre la paroi de la structure et le fluide du système de refroidissement. Dans les études pratiques, l'aire de surface mentionnée dans l'eq. 2.7 est souvent relativement facile à obtenir. Par contre, trouver le coefficient d'échange convectif n'est pas une tâche simple, car h dépend de la nature et de la forme de la paroi, des vitesses ou des débits du fluide de refroidissement, de la température ainsi que de la pression [23]. Généralement, dans des différents milieux de la machine tournante, les coefficients d'échanges convectifs sont souvent différents et, parmi eux, les plus importants et souvent les plus difficiles à obtenir sont dans l'entrefer entre le stator et le rotor ainsi que l'environnement proche des têtes des bobines. De plus, les pertes par friction dans l'entrefer entre le stator et le rotor rendent l'évaluation du coefficient de transfert de chaleur beaucoup plus compliquée, surtout pour des machines qui tournent avec de grandes vitesses.

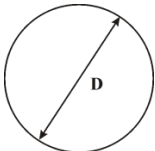
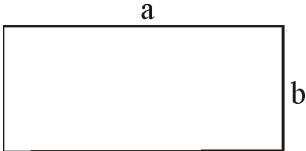
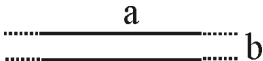
Pour étudier les coefficients d'échanges convectifs de différentes parois des machines tournantes, nous avons besoin d'étudier tout d'abord quelques paramètres de base, qui sont donnés dans la littérature accessible comme la référence [23].

Diamètre hydraulique du canal :

$$d_h = \frac{4S}{P} \quad \text{Eq. 2.8}$$

d_h est le diamètre hydraulique du canal (dans une machine radiale, l'entrefer peut être considéré comme un canal annulaire), S est la section du canal et P est le périmètre entouré par le fluide.

Tableau 2.2 Formes des canaux pour calculer les différents diamètres hydrauliques [23]

		
(a) $d_h = D$	(b) $d_h = \frac{2ab}{a+b}$	(c) $d_h = 2b$ avec $a \geq 10b$

Pour différentes formes des canaux, les calculs des diamètres hydrauliques sont donnés dans le tableau 2.2. Les structures (a) et (c) sont souvent utilisées pour modéliser la convection thermique dans l'entrefer tandis que la structure (c) est utilisée pour la modélisation thermique de la convection dans les cavités au niveau des têtes des bobines.

2.2 Modèles thermiques d'une machine électrique

Nombre de Reynolds :

$$Re = \frac{\rho \cdot V \cdot d_h}{\mu} = \frac{V \cdot d_h}{\nu} \quad \text{Eq. 2.9}$$

Où ρ ($kg \cdot m^{-3}$), V ($m \cdot s^{-1}$), μ ($Pa \cdot s$) et ν ($m^2 \cdot s^{-1}$) sont respectivement la masse volumique, la vitesse moyenne de fluide, la viscosité dynamique et la viscosité cinématique.

Nombre de Prandtl :

$$Pr = \frac{\mu \cdot c_p}{\lambda} = \frac{\nu}{a} \quad \text{Eq. 2.10}$$

Avec c_p ($J \cdot kg^{-1} \cdot K^{-1}$), λ ($W \cdot m^{-1} \cdot K^{-1}$) et a ($m^2 \cdot s^{-1}$) sont respectivement la capacité thermique massique à pression constante, la conductivité thermique et la diffusivité thermique.

Nombre de Nusselt :

$$Nu = \frac{h \cdot d_h}{\lambda} \quad \text{Eq. 2.11}$$

En connaissant le nombre de Nusselt, la conductivité thermique du fluide et le diamètre hydraulique du canal, nous pouvons obtenir les coefficients d'échanges convectifs de différentes parois de la machine tournante ($h = Nu \cdot \lambda / d_h$). Pour les calculs pratiques, il faut noter que pour l'entrefer, également pour les environnements proches des têtes des bobines, les fluides sont souvent perturbés par les saillances de stator ou rotor tournant, l'écoulement de fluide est donc souvent en régime turbulent. Ainsi, le calcul précis du nombre de Nusselt pour différents régimes de fluide est complexe, surtout pour les machines avec rotors rainurés.

Calcul de coefficient de convection dans l'entrefer de la machine à pôles lisses.

Vu les environnements de fonctionnement des machines électriques pour l'application VSV, les machines concernées dans ce mémoire sont des machines électriques dites "fermées", ceci signifie qu'il n'y a pas de circulation de fluide entre l'intérieur et l'extérieur de la machine. Ainsi, l'essentiel des dissipations au stator est évacué par le carter via les tôles feuilletées tandis que pour le rotor, l'air de l'entrefer et le stator feuilleté constituent la trajectoire essentielle de l'évacuation de la chaleur [38].

Nous allons étudier tout d'abord les coefficients d'échange convectif dans l'entrefer pour deux applications différentes présentées dans les références [25,39]. [39] pour les applications à faible vitesse et [25] pour les applications à haute vitesse. Dans le premier cas, il n'est souvent pas nécessaire d'installer des ventilateurs pour refroidir l'entrefer. Par conséquent, il n'existe pas de fluide axiale [25]. Les auteurs considèrent donc que le transfert de chaleur effectuée de la paroi du stator vers le rotor en traversant l'entrefer ; sa direction est radiale. Le coefficient d'échanges convectifs peut être obtenu en connaissant le nombre de Taylor (Ta) et le nombre de Nusselt comme suit [39]:

$$Ta = \frac{\rho^2 \cdot \Omega^2 \cdot r_m \cdot e^3}{\mu^2 \cdot F_g} \quad \text{Eq. 2.12}$$

Où Ω ($rad \cdot s^{-1}$), $r_m = e/\ln(r_{ext}/r_{int})$ et e (m) sont respectivement la vitesse angulaire mécanique de rotor, le rayon moyen de l'entrefer et l'épaisseur de l'entrefer tandis que F_g est un coefficient géométrique étant donné par :

$$F_g = \left\{ \frac{\pi^4 \frac{2r_m - 2,304e}{2r_m - e}}{1697 \left[0,0056 + 0,0571 \left(\frac{2r_m - 2,304e}{2r_m - e} \right)^2 \right] \left(1 - \frac{e}{2r_m} \right)} \right\} \quad \text{Eq. 2.13}$$

Où r_{ext} et r_{int} sont respectivement les rayons externe et interne de l'entrefer. Pour une machine, dont les rayons externe et interne de l'entrefer sont respectivement de 25,7 mm et de 25,5 mm (l'épaisseur de l'entrefer est de 0,2 mm), F_g peut être égal à 0,923, qui est souvent proche de 1 pour des entrefers étroits. Ainsi, pour les machines ayant des stators et rotors lisses et le nombre de Nusselt peut s'établir par [40]:

$$\begin{cases} Nu = \frac{h \cdot 2e}{\lambda} = 2 & \text{avec } Ta < 1700 \\ Nu = 0,128Ta^{0,367} & \text{avec } 1800 < Ta < 12000 \\ Nu = 0,409Ta^{0,241} & \text{avec } 12000 < Ta < 4 \cdot 10^6 \end{cases} \quad \text{Eq. 2.14}$$

Où la valeur $Ta = 1700$ est la valeur critique de nombre de Taylor. Pour les cas dans lesquels le nombre de Taylor est inférieur à sa valeur critique, la vitesse de rotation du rotor n'a pas d'influence sur le coefficient d'échange convectif.

Il faut noter que l'éq. 2.14 n'est valable que pour les machines avec des entrefers lisses. Elles peuvent aussi être appliquées dans les applications à hautes vitesses. Par contre, pour les machines à hautes vitesses ($N > 10^4$ tr/min), les ventilateurs sont souvent utilisés pour fournir des fluides axiaux afin de refroidir l'entrefer de la machine. En raison de ce fort fluide axial, le régime de l'écoulement est turbulent, la relation entre le nombre de Nusselt et le nombre de Reynolds (Re) ainsi que le nombre de Prandtl (Pr) peut s'établir par [25]:

$$Nu = 0,0214(Re^{0,8} - 100)Pr^{0,4} \left[1 + \left(\frac{d_h}{L_a} \right)^{0,66} \right] \quad \text{Eq. 2.15}$$

$$V = \sqrt{\left(\frac{\Omega r}{2} \right)^2 + v_{axial}^2} \quad \text{Eq. 2.16}$$

$$d_h = \sqrt{8/3} \cdot e \quad \text{Eq. 2.17}$$

2.2 Modèles thermiques d'une machine électrique

Où V est la vitesse moyenne du fluide dans l'entrefer. r est le rayon externe du rotor, L_a et e sont respectivement la longueur axiale et celle radiale de l'entrefer, v_{axial} est la vitesse axiale du fluide dans l'entrefer.

Calcul de coefficient de convection dans l'entrefer de la machine à pôles saillants.

Dans les machines avec des encoches ouvertes au stator ou/et au rotor, en raison des phénomènes thermiques et mécaniques complexes, il n'existe pas une relation générique dans la littérature pour décrire les différents nombres (Reynold, Nusselt, Prandtl et Taylor, etc.). Ceux-ci peuvent être obtenus par des calculs numériques de Mécanique de Fluide [Computational Fluid Dynamique (CFD)] [40]. Par contre, cette méthode nécessite beaucoup de temps de calcul et une solide connaissance de mécanique des fluides. Ceci est un travail très difficile à réaliser pendant la conception préliminaire des machines électriques. De plus, il faut noter que les coefficients d'échanges convectifs obtenus pour une certaine structure ne peuvent pas être appliqués pour d'autres machines. Pourtant, il existe quelques remarques utiles pour modéliser les machines à double saillance [23]:

- Pour les machines à faible vitesse, le niveau de transfert global entre le stator et le rotor n'est pas, ou très peu, influencé par la présence des encoches au stator ou/ et au rotor.
- Pour les machines à haute vitesse, le niveau de transfert est systématiquement amélioré par rapport à celui de la machine à pôles lisses. L'amélioration des transferts dépend des paramètres géométriques des encoches, de leur localisation et de la vitesse de rotation du rotor.

A cause de la complexité des structures des machines électriques et des différentes méthodes de modélisation, les chercheurs ont souvent obtenu des résultats contradictoires concernant le transfert thermique dans l'entrefer. Dans l'article de Gazley [41], l'auteur a traité plusieurs configurations (figure 2.17): l'entrefer lisse, le rotor rainuré ou/et le stator rainuré, les différentes épaisseurs de l'entrefer, les différents nombres de dents statoriques ou /et rotoriques. Les résultats expérimentaux obtenus par Gazley ont montré lorsque le régime de fluide est laminaire, la présence des rainures au rotor ou/et au stator a tendance à diminuer le transfert de chaleur. Plus précisément, si les encoches se trouvent au rotor, cette réduction est d'environ 10% par rapport à celui de l'entrefer lisse. Si les encoches se trouvent au rotor et au stator, cette réduction est quasiment de 20% (Figure 2.18). Par contre, lorsque le régime turbulent dans l'entrefer est établi, une amélioration sensible du transfert thermique est observée.

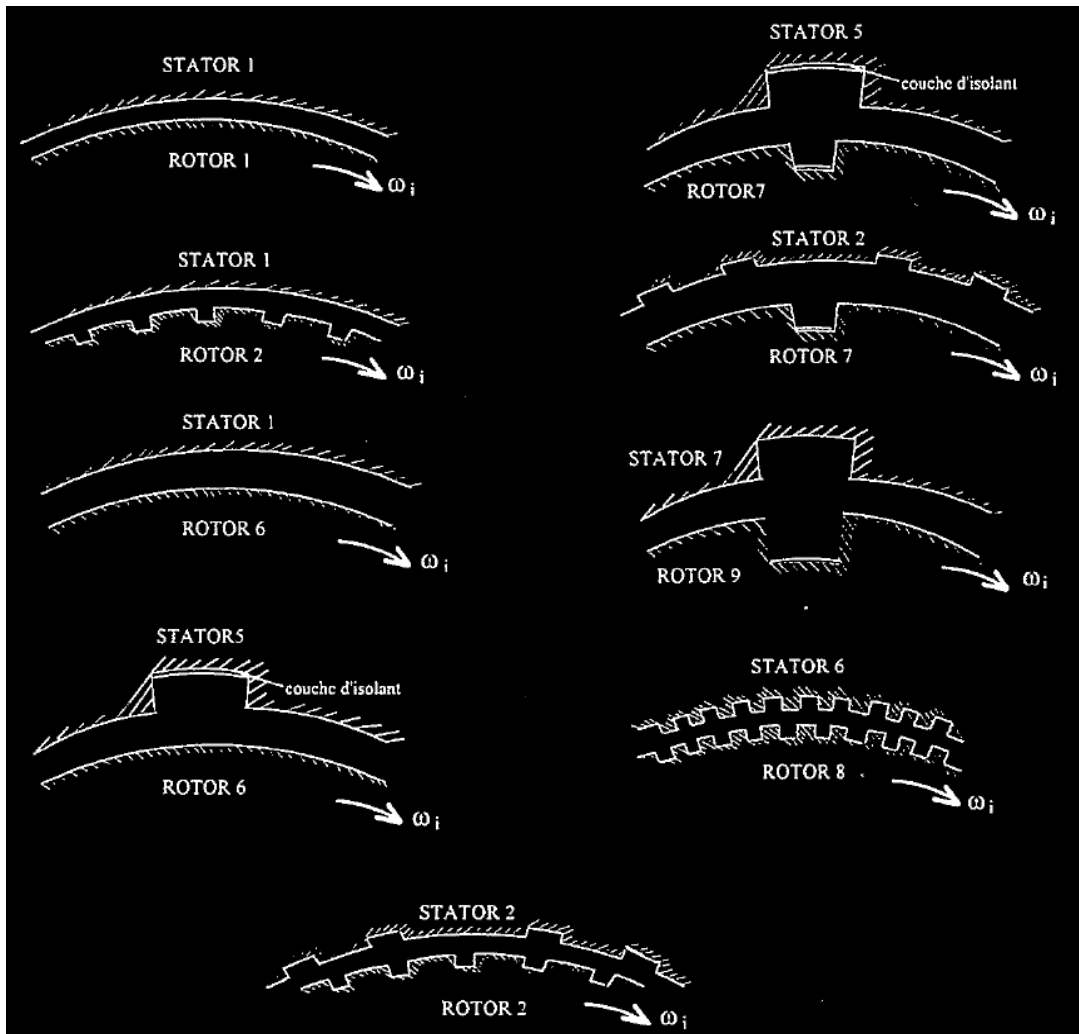


Figure 2.17 Configurations géométriques étudiées par Gazley [41].

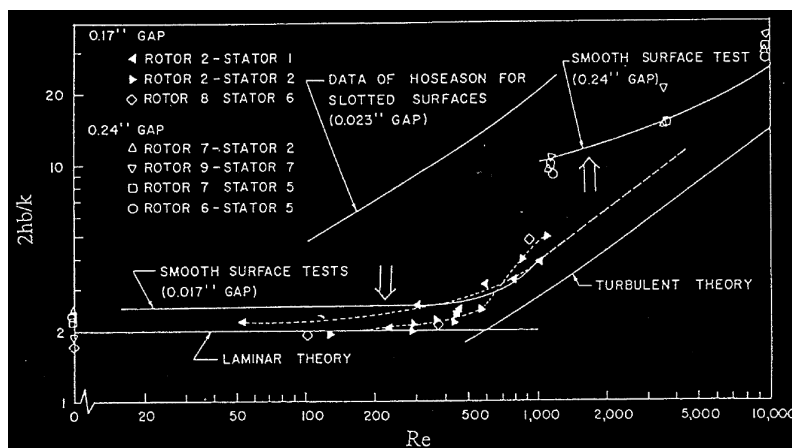


Figure 2.18 Nombre de Nusselt (Nu) en fonction du nombre de Reynolds (Re).

Des phénomènes similaires sont observées par Hayase [42]. Avec la méthode EF 3D, les auteurs ont

2.2 Modèles thermiques d'une machine électrique

trouvé que, pour des nombres de Taylor (Ta) inférieurs au nombre de Taylor critique (Ta_c), la présence de la rainure au stator ou au rotor va légèrement diminuer le transfert de chaleur. Par contre, au-delà du Ta_c , l'amélioration du transfert de chaleur est observée pour le cas des rainures au stator aussi bien que pour le cas de rainures au rotor. De plus, pour les cas de l'entrefer rainuré, il semble qu'en cas de Ta inférieur à Ta_c , les rainures au stator sont plus favorables que les rainures au rotor du point de vue thermique. En revanche, au-delà du Ta_c , c'est le cas inverse.

Dans la référence [43], Ziouchi a repris les configurations traitées dans la littérature. Il a mis en place des méthodes EF 2D/3D, dont les résultats sont aussi vérifiés par des essais expérimentaux. L'auteur a réussi à tirer quelques conclusions intéressantes:

- En régime supercritique ($Ta > Ta_c$), la présence des encoches, que ce soit au stator ou au rotor, améliore globalement le transfert de chaleur même si la contribution au transfert d'une bonne partie de la rainure reste négligeable.
- En régime subcritique ($Ta < Ta_c$), le flux thermique évacué par l'entrefer rainuré reste globalement inférieur à celui d'un entrefer lisse.

Contrairement aux études précédentes, Tachibana [44] a trouvé que la présence des rainures axiales au rotor n'a pas d'influence sur le coefficient de transfert thermique. Par conséquent, selon lui, pour les machines électriques fermées sans débits axiaux dans l'entrefer, l'expression eq. 2.15 peut être appliquée pour calculer le coefficient de convection (h).

Comme illustré à la figure 2.19, Gardiner [45] a tiré la même conclusion que celle de Tachibana en régime subcritique. En revanche, en régime supercritique, Gardiner a observé une augmentation de 40% à 50% du nombre de Nusselt par rapport à celui de l'entrefer lisse.

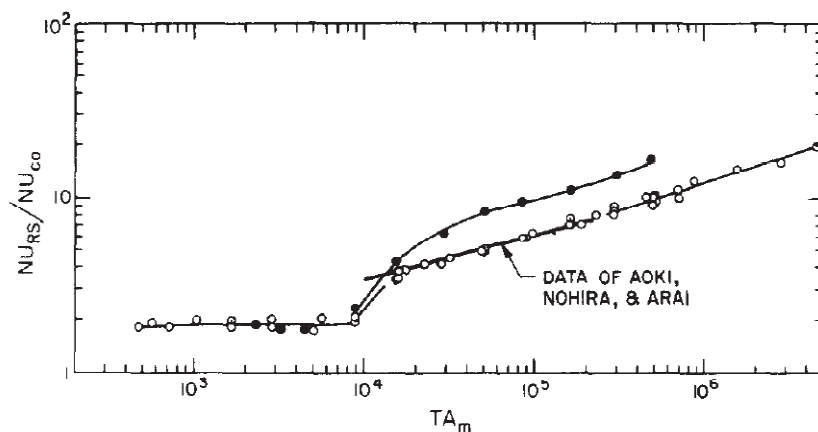


Figure 2.19 Nombre de Nusselt en fonction du nombre de Taylor obtenu avec $Pr = 4,5$ par Gardiner [45].

○ Entrefer lisse, ● Entrefer rainuré.

Calcul de coefficient de convection dans les cavités autour des têtes des bobines.

Pour les machines "fermées" de faibles puissances ($\leq 3kW$) et de petites tailles, l'installation de système de ventilateur interne est souvent infaisable. Par conséquent, sans la présence du ventilateur interne, la

convection autour des têtes des bobines d'une machine fermée peut être considérée comme naturelle. Pour simplifier, concernant le transfert thermique des têtes des bobines, la convection thermique à une surface plate et verticale peut être appliquée afin d'obtenir le nombre de Nusselt comme ci-dessous [30] :

$$Nu = [0,825 + 0,387Ra_D^{0,166}(1 + 0,671Pr^{-0,5625})^{-0,296}]^2 \quad Eq. 2.18$$

Où Ra_D est le nombre de Rayleigh. L'eq. 2.18 peut être aussi appliquée afin de calculer le nombre de Nusselt d'une surface latérale de la carcasse interne. Pourtant, pour les surfaces latérales du rotor, en raison de la rotation du rotor, la convection ici est souvent forcée et le nombre de Nusselt peut être obtenu avec les expressions suivantes [46]:

$$\begin{cases} Nu_D = 0,664Re_D^{0,5}Pr^{0,333} & (Re_D < 500\,000) \\ Nu_D = (0,037Re_D^{0,8} - 871)Pr^{0,333} & (Re_D \geq 500\,000) \end{cases} \quad Eq. 2.19$$

Connaissant les nombres de Nusselt pour différentes parties de la machine électrique, nous pouvons donc appliquer l'eq. 2.11 de manière à obtenir le coefficient d'échange convectif. En utilisant l'eq. 2.7, nous pouvons finalement obtenir les résistances thermiques dues à la convection (naturelle ou forcée) d'une machine électrique.

Comme nous pouvons le voir à la figure 1.1 (b), la vitesse maximale sur un cycle de fonctionnement de l'application VSV n'est que 8000 tr/min. Sans ventilateur monté sur le rotor et pas de fluide axial circulant dans l'entrefer, nous avons calculé le nombre de Taylor avec l'expression eq. 2.12 pour une machine, dont le rayon externe du rotor est de 25,5 mm et l'épaisseur de l'entrefer est de 0,2 mm à une température de 100 °C. Nous avons obtenu une valeur maximale de nombre de Taylor de 286, qui est très inférieur au nombre de Taylor critique ($Ta_c = 1700$). Ainsi, nous pouvons considérer que la présence des rainures au stator ou/et au rotor n'a pas d'influence sur la convection dans l'entrefer et le nombre de Taylor dans l'entrefer sera calculé avec l'eq. 2.12 pour les machines choisies (MCF et MRV). Au niveau des têtes des bobines et des surfaces latérales du rotor, l'eq. 2.18 et l'eq. 2.19 seront utilisées pour calculer les nombres de Nusselt. Avec les nombres de Nusselt obtenus, nous pouvons enfin obtenir les coefficients de convection dans une machine électrique avec l'eq. 2.11.

2.2.1.3 Transfert de chaleur par rayonnement

Dans les machines électriques, en raison de l'étroite plage de température (inférieure à 100°C), le transfert de chaleur par rayonnement n'est souvent pas un mode de transfert aussi important que le transfert par convection ou par conduction [23,25]. Généralement, dans les machines à haute vitesse, le transfert de chaleur par rayonnement est souvent négligeable. Par contre, dans les machines avec une faible vitesse de rotation du rotor, nous devons tenir compte de la transmission de chaleur par rayonnement, surtout entre le stator et le rotor, où la différence de température est souvent grande (l'entrefer est un mauvais conducteur thermique). Plus la différence de température entre deux parois est élevée, plus le transfert de chaleur par le rayonnement est fort. Pour des études plus précises, le phénomène radiatif entre

2.2 Modèles thermiques d'une machine électrique

la surface externe du carter et l'environnement est également souvent tenu en compte.

Dans les études pratiques, nous allons rencontrer les deux cas mentionnés précédemment : entre les parois du stator et du rotor dans l'entrefer, et entre la surface externe du carter et l'environnement. Dans les deux cas, il y a un facteur important : le facteur d'émission (ε) [23] :

$$\varepsilon = 1 - \alpha \quad \text{Eq. 2.20}$$

α est le facteur de réflexion : une partie d'énergie radiative reçue par une paroi est absorbée et le reste de l'énergie est réfléchi. ε et α sont des valeurs moyennes pour toutes les longueurs d'onde et toutes les directions d'émission. Ceux-ci dépendent souvent des caractéristiques et des températures des parois.

Pour **les parois dans l'entrefer**, la relation entre les paramètres pour effectuer le bilan de flux radiatif entre les parois dans l'entrefer peut s'établir comme suit :

$$\varphi = \frac{\sigma(T_i^4 - T_j^4)}{\frac{1 - \varepsilon_i}{\varepsilon_i} + \frac{1}{F_{ij}} + \frac{1 - \varepsilon_j}{\varepsilon_j} \frac{S_i}{S_j}} \quad \text{Eq. 2.21}$$

Où φ est le flux "thermique" surfacique, σ est la constante de Stefan-Boltzmann ($5,67 \cdot 10^{-8} \text{ W/m}^2/\text{K}^4$), T_i et T_j sont les températures de la paroi du stator et celle du rotor tandis que S_i et S_j sont respectivement leurs propres aires de surface. F_{ij} est un facteur de forme entre la surface i et la surface j , qui décrit une partie d'énergie radiative totale partant de la surface i et reçue directement par la surface j .

Pour le transfert de chaleur par rayonnement entre **la surface externe et l'environnement**, l'environnement peut être considéré comme un corps noir qui peut absorber toutes les énergies sortant de la surface externe de la machine. Ainsi, le bilan de flux thermique peut s'établir comme suit :

$$\varphi = \varepsilon \sigma (T_s^4 - T_a^4) \quad \text{Eq. 2.22}$$

Où T_s et T_a sont respectivement la température de la surface externe du carter et celle de l'environnement.

Connaissant la différence des températures entre les parois et le flux thermique surfacique, on peut obtenir la résistance thermique équivalente due au rayonnement comme ci-dessous :

$$R_{th} = \frac{T_i - T_j}{\varphi \cdot S} \quad \text{Eq. 2.23}$$

2.2.2 Etude thermique transitoire des machines électriques

Dans cette partie, les phénomènes transitoires dans les machines électriques seront traités. A notre connaissance, pour la plupart des études sur les problèmes thermiques des machines électriques dans la littérature [25,26,27,47,48,49], les points de fonctionnement sont souvent fixés (le couple et la vitesse sont

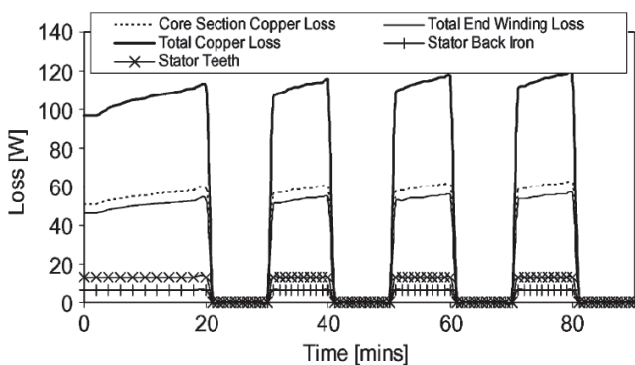
constants). Ainsi, le modèle thermique transitoire n'est souvent pas nécessaire, car les pertes Joule, fer et mécaniques peuvent être considérées comme constantes. Les concepteurs s'intéressent donc plutôt au régime permanent qu'au régime transitoire et le modèle thermique statique est suffisant. Par contre, pour les applications, dont le fonctionnement de la machine est sur cycles, le modèle thermique statique n'est plus suffisant. Sur un cycle de fonctionnement, la vitesse et le couple sont variables comme nous l'avons vu à la figure 1.1 (b). Ceci rend les pertes variables sur un cycle de fonctionnement. Ainsi les températures sur un cycle de fonctionnement varient elles aussi dans le temps.

La différence entre le modèle thermique statique et le modèle transitoire est réside dans la présence des capacités thermiques. Pour calculer les capacités thermiques, l'expression suivante peut être appliquée:

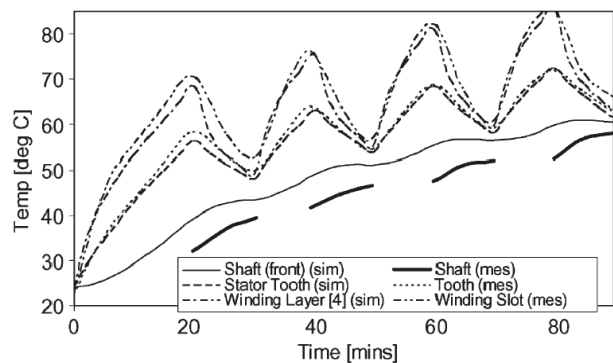
$$C = c_p \cdot M = c_p \cdot V \cdot \rho \quad \text{Eq. 2.24}$$

Où c_p , M et V sont respectivement la chaleur massique, la masse et le volume de chaque composante de la machine. Les capacités thermiques obtenues par l'eq. 2.24 nous permettent donc d'établir le modèle transitoire de réseau de résistances thermiques.

Concernant les évolutions des températures sur cycle de fonctionnement, G. Dorrell [28] a étudié le comportement thermique sur un cycle de fonctionnement d'une machine à aimants permanents surfaciques (18 pôles statoriques et 6 pôles rotoriques) comme nous pouvons le voir à la figure 2.20 (a). La machine fonctionne avec une vitesse constante pendant les premières 20 min. Ensuite, le fonctionnement de la machine entre dans un cycle, dont le rapport cyclique est de 50%. Pendant 50% de la période, la machine est alimentée avec des courants dont les valeurs efficaces sont constantes. Le reste de la période, l'alimentation de la machine est coupée, il n'y a plus de pertes Joule ni de pertes fer.



(a) Pertes sur cycle de fonctionnement



(b) Évolutions des températures sur cycle de fonctionnement

Figure 2.20 Pertes et évolutions des températures sur cycle de fonctionnement [28].

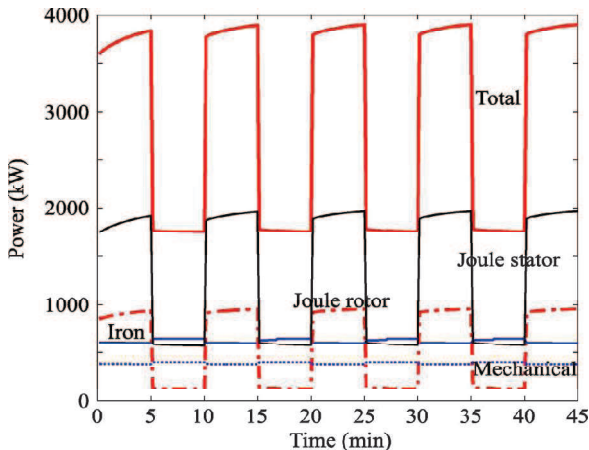
Il faut noter que les pertes mécaniques ne sont pas prises en compte pour ces études. En utilisant un logiciel (MotorCAD), l'auteur a obtenu des résultats simulés, qui sont ensuite vérifiés par des essais expérimentaux comme illustrés à la figure 2.20 (b). On remarque qu'en raison des pertes variant dans le

2.2 Modèles thermiques d'une machine électrique

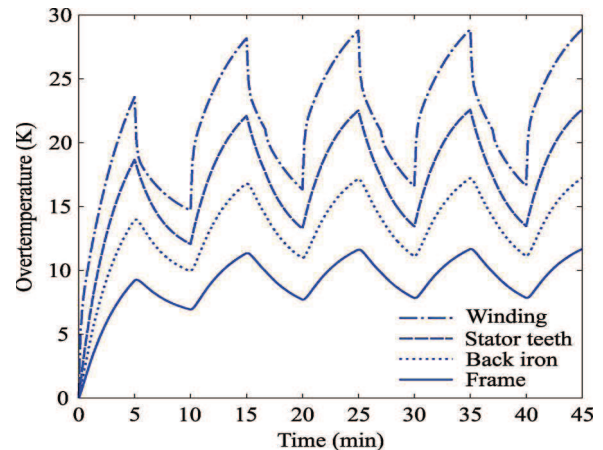
temps sur cycle de fonctionnement, les températures elles aussi varient, dont les formes sont en “zigzag”.

Des études similaires sont aussi réalisées dans la référence [24]. Alberti *et al* ont étudié une machine synchrone pour une application telle que la traction des navires. En raison de l'exigence de forte densité de puissance, la densité de courant d'alimentation est élevée. Ainsi, deux systèmes de refroidissement sont choisis afin de garantir l'évacuation de la chaleur interne de la machine. Le premier système de refroidissement est basé sur la circulation de l'eau à l'intérieur du carter. Le deuxième utilise des ventilateurs montés au rotor pour renforcer la circulation de fluide interne du moteur.

Contrairement à G. Dorrell, Alberti *et al* ont pris en compte les pertes mécaniques dans leurs études. Les différentes pertes varient dans le temps sur un cycle de fonctionnement sont illustrées à la figure 2.21 (a). Nous avons remarqué que seule la variation des pertes Joule (statoriques et rotoriques) est importante tandis que les pertes fer et les pertes mécaniques sont quasiment constantes sur tous les cycles de fonctionnement. Le rapport cyclique de ce cycle de fonctionnement est aussi de 50%. Pendant la moitié de la période, la machine fonctionne au point nominal tandis que le reste de la période, la charge de la machine ne représente que la moitié de celle nominale. Avec leur simple modèle thermique transitoire du réseau de résistances thermiques, ils ont obtenu les évolutions des températures en fonction du temps sur cycle de fonctionnement comme illustrées à la figure 2.21 (b). Les résultats simulés sont aussi validés par des essais expérimentaux. Les variations des températures obtenues par Alberti *et al* sont similaires à celles obtenues par G. Dorrell [28].



(a) Pertes instantanées sur cycle



(b) Évolutions des températures sur cycle

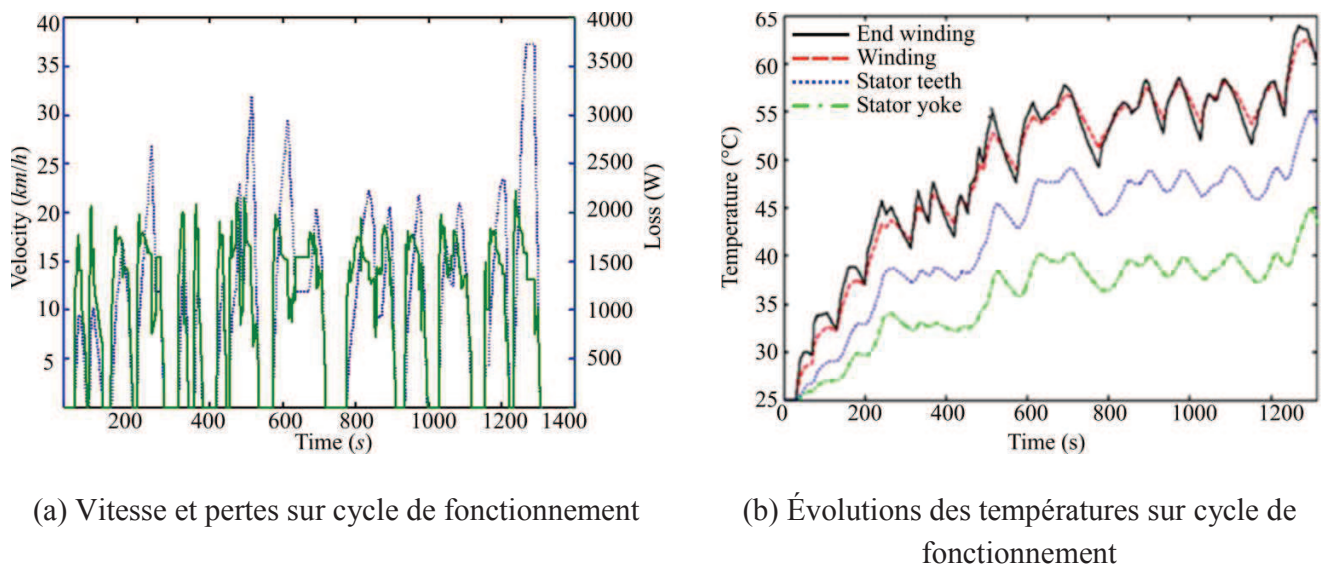
Figure 2.21 Pertes et évolutions des températures sur cycle de fonctionnement [24].

Du point de vue des applications pratiques, nous pouvons dire que les cycles de fonctionnement étudiés par G. Dorrell [28] et Alberti [24] sont plutôt simples. Les variations de la vitesse et du couple sont très régulières. A notre connaissance, généralement, les cycles de fonctionnement pour les applications telles que le véhicule hybride (VH) sont assez irrégulières. Ainsi, les évolutions des températures dans les

machines ne seront pas aussi régulières comme celles obtenues par les études précédentes.

Afin d'être plus proche des applications réelles, le comportement thermique de la machine électrique sur un vrai cycle de fonctionnement est étudié par Jinxin *et al* [50]. La machine utilisée dans leurs études est une machine à aimants permanents surfaciques (36 pôles statoriques et 6 pôles rotoriques), dont le cycle de fonctionnement choisi est pour l'application VH en villes chinoises. La vitesse et les pertes varient dans le temps sur cycle de fonctionnement sont illustrées à la figure 2.22 (a). Contrairement aux deux études précédentes, les variations des pertes sont complètement irrégulières et dépendent, d'après les auteurs, des situations actuelles des routes.

Un modèle thermique transitoire du réseau de résistances thermiques est aussi réalisé, avec lequel les résultats simulés sont obtenus et illustrés à la figure 2.22 (b). A cause de la variation irrégulière des pertes, les évolutions des températures sont aussi irrégulières. La validité du modèle thermique transitoire du réseau de résistances thermiques est vérifiée par des essais expérimentaux.



(a) Vitesse et pertes sur cycle de fonctionnement

(b) Évolutions des températures sur cycle de fonctionnement

Figure 2.22 Vitesse et pertes ainsi que les évolutions des températures sur cycle de fonctionnement [50].

En évoquant les cas précédents, nous pouvons dire que, pour les applications sur cycle de fonctionnement, les modèles thermiques transitoires sont nécessaires afin de prédire précisément les évolutions des températures dans les machines. Surtout pour la conception de la machine électrique, la température maximale est souvent la contrainte dominante. Elle impose, entre autres, le type de système de refroidissement et la taille de la machine que nous pouvons utiliser pour nos applications. Ainsi, dans ce mémoire, toutes les études thermiques transitoires des MRV et des MCF effectuées par le réseau de résistances thermiques et par la méthode des EF 2D seront, et sur cycle de fonctionnement.

2.3 Fiabilité d'une machine électrique : redondance et multi-phases

Pour des applications critiques telles que les applications aérospatiales et les applications maritimes, les exigences centrales d'un système sont qu'il soit capable de faire face aux différents défauts. Dans le cadre de nos études sur les machines électriques, les défauts possibles sont [51], [52]:

- Circuit ouvert de certains bobinages,
- Court-circuit de certains bobinages ou court-circuit entre-spires d'un seul bobinage,
- Circuit ouvert de certains interrupteurs de l'onduleur (similaire au circuit ouvert des bobinages),
- Court-circuit de certains nombres d'interrupteurs de l'onduleur (similaire au court-circuit entre terminaux d'un bobinage),
- Défauts des roulements,
- Surchauffe des bobinages,
- Défauts d'alimentation électrique,
- Défauts de capteur de la position ou de la vitesse,
- Défauts de contrôle,
- Combinaison de deux ou plusieurs défauts mentionnés précédemment.

Parmi tous les défauts précédents, le circuit ouvert et le court-circuit d'un bobinage ou d'un interrupteur sont considérés comme les types de défauts les plus fréquents. De plus, d'autres défauts comme la surchauffe, les vibrations mécaniques ou le décrochage de la machine sont souvent accompagnés d'un défaut de court-circuit ou de circuit ouvert. Pour minimiser l'influence des défauts sur les performances de la machine électrique, de nombreuses méthodes peuvent être appliquées. Par exemple, dans la conception de la machine électrique, au lieu d'utiliser la machine triphasée classique avec une seule étoile (les trois phases sont connectées en étoile), nous pouvons doubler ou tripler le nombre de machines identiques ou le nombre d'étoiles. Ceci est la méthode dite "redondante". Les machines ou les étoiles principales et redondantes sont alimentées indépendamment par des convertisseurs indépendants. Avec ceci, en cas de défauts d'une machine ou d'une étoile, nous pouvons utiliser le reste pour maintenir les performances minimales du système même si on est obligé de fonctionner en mode dégradé. Ainsi, la fiabilité de la machine est renforcée.

En plus de la méthode redondante, la méthode d'augmentation du nombre de phases de la machine électrique est largement étudiée dans la littérature, dite machine multi-phasée ($n > 3$, n est le nombre de phases). Premièrement, l'augmentation du nombre de phases partage la puissance du moteur à travers un plus grand nombre de phases et donc diminue la puissance par phase. Il est donc possible d'utiliser des composants électroniques de faible puissance mais, il est vrai, plus nombreux dans le convertisseur [53]. Deuxièmement, la machine multi-phasée a une meilleure capacité de tolérance aux défauts que la machine triphasée classique. Le contrôle indépendant du flux ou du couple est souvent nécessaire pour les machines électriques, ce qui signifie qu'il faut contrôler indépendamment au moins deux courants. Ceci devient

impossible pour la machine triphasée couplée en étoile ou en triangle en cas d'une phase ouverte ou en court-circuit. En revanche, ce n'est pas un problème pour les machine multi-phasée tant que le nombre de phases en défaut ne dépasse pas $(n - 3)$ [54], par exemple, pour une machine hexa-phasée, le nombre maximal admissible de phases en défauts est 3 ($6 - 3 = 3$). Au dessus, les courants sains ne peuvent plus être contrôlés indépendamment. Nous allons détailler les différentes structures et leurs caractéristiques des machines redondantes ou multi-phasées étudiées dans la littérature.

2.3.1 Machines avec redondances

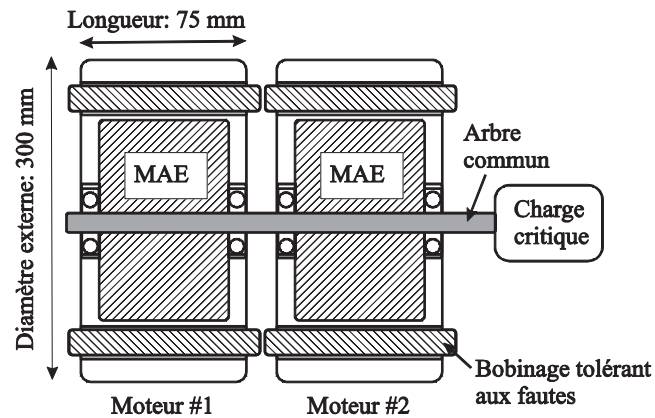
2.3.1.1 Redondance : type "multi-moteur"

Dans cette partie, en tant qu'exemple, nous considérons que le nombre de machines est de 2. La connexion et l'alimentation de ces deux machines peuvent être **en série**, **en parallèle** ou **indépendante**. Ceci dépendra de l'exigence de nos applications sur la capacité de tolérance aux défauts. Mécaniquement, dans la structure en série, les deux machines et la charge sont liées par un même arbre [figure 2.23 (a)], et la force produite par les deux machines s'exerce sur la charge via directement cet arbre. Pourtant, dans la structure en parallèle, les deux machines sont mises en parallèle par un couplage mécanique, qui lie la charge et les deux machines et les deux machines et la charge n'ont pas le même arbre [figure 2.23 (b)]. Ainsi, la force produite par les deux machines s'exerce sur la charge via ce couplage mécanique. Electriquement, dans la structure en série [figure 2.24 (a)], à partir de la même source électrique, les courants d'une machine circulent aussi dans les phases de l'autre machine. Par contre, dans la structure parallèle [figure 2.24 (b)], avec la même source électrique, les courants dans les deux machines sont indépendants.

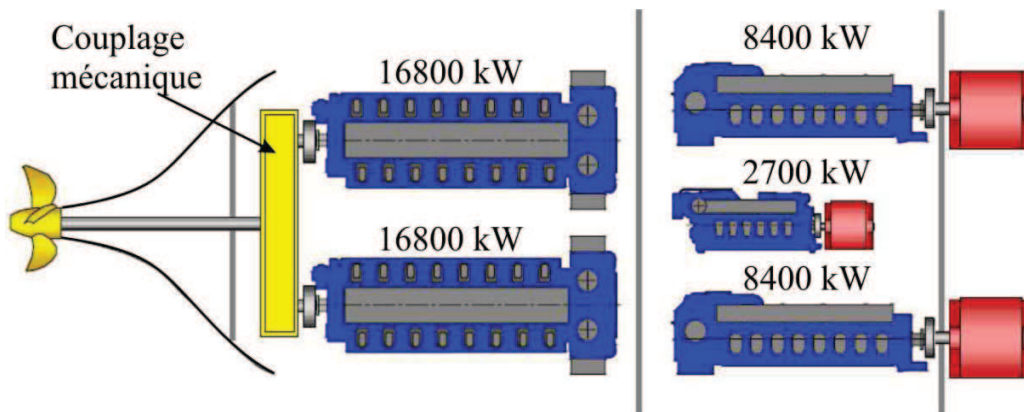
Dans la référence [55] [figure 2.23 (a)], deux machines à aimants permanents enterrés (MAE) identiques sont mises en série. L'objectif est d'augmenter la redondance pour une application aérospatiale [All-Electric Aircraft (AEA)]. D'après Ertugrul *et al*, la connexion en série est très avantageuse, particulièrement pour les machines à flux axial, qui peuvent mieux profiter de l'espace et fournir une meilleure densité de puissance. En raison d'une structure mince de la machine électrique à flux axial, si une densité de puissance plus élevée est nécessaire, d'autres machines identiques peuvent être facilement montées sur le même arbre.

La structure multi-moteur, connexion en parallèle illustrée à la figure 2.23 (b) [56], est destinée pour une application de la propulsion maritime. Deux moteurs principaux de 16800 kW sont mis en parallèle, trois moteurs secondaires de 8400 kW, de 2700 kW et de 8400 kW sont aussi mis en parallèle. En revanche, les deux moteurs principaux et les trois moteurs secondaires sont mis en série. Les deux moteurs sont redondants. En cas de défaut d'un moteur principal, l'autre moteur peut être mis en service. Même si les deux moteurs principaux tombent en panne, les trois moteurs secondaires peuvent toujours fournir la puissance nécessaire pour que le bateau fonctionne normalement. Sachant que la possibilité d'un défaut dans les deux moteurs principaux est faible, la fiabilité de ce système est donc considérablement plus élevée qu'un système avec un moteur unique.

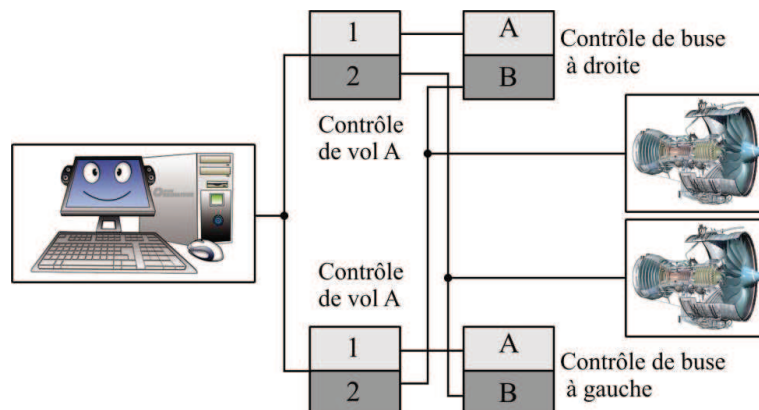
2.3 Fiabilité d'une machine électrique



(a) Multi-moteur, connexion en série [55]



(b) Multi-moteur, connexion en parallèle [56]



(c) Multi-moteur, disposition indépendante [56]

Figure 2.23 Différentes connexions des structures multi-moteur.

Par rapport aux applications maritimes, l'exigence de la capacité de la tolérance aux défauts pour les applications aérospatiales est souvent plus élevée. Ainsi, on doit non seulement doubler ou tripler le nombre de moteurs mais aussi, s'assurer que le défaut dans un moteur ne va pas se propager à un autre. Il est donc nécessaire d'utiliser les moteurs indépendants comme nous pouvons le voir à la figure 2.23 (c) [56]. Chaque moteur est contrôlé indépendamment par un contrôle de vol. Ainsi, l'arrêt d'un moteur ne va pas faire perdre toute la propulsion de l'avion.

Pour les différentes connexions, les façons d'alimenter les moteurs peuvent être aussi différentes. Tout comme la structure de connexion (figure 2.23), les alimentations peuvent être aussi en série, en parallèle ou indépendante. Pour la disposition indépendante comme illustrée à la figure 2.23 (c), l'alimentation est aussi indépendante. Tandis que pour la connexion en série (mécaniquement) ou la connexion en parallèle (mécaniquement), les trois alimentations sont possibles. Les trois structures d'alimentation sont illustrées à la figure 2.24, à lesquelles (a) et (b) sont citées dans la référence [54] tandis que (c) est citée dans la référence [55].

Pour la configuration en série (électriquement), les deux moteurs sont influencés l'un par l'autre, car le courant dans un moteur circule aussi dans l'autre. Ainsi, ce genre de configuration est souvent pour les applications dans lesquelles les deux moteurs ne fonctionnent pas simultanément. De plus, d'après E. Levi [54], l'efficacité de la configuration en série sera toujours inférieure à celle de la configuration indépendante. Pour la configuration en parallèle, l'influence entre les moteurs est éliminée. Pourtant, dans la configuration en série, la tension de convertisseur est répartie sur les deux machines tandis que pour la configuration en parallèle, chaque machine est soumise à la tension pleine de bus DC [54].

Parmi les trois configurations d'alimentation, du point de vue de la fiabilité, la configuration indépendante est la plus avantageuse. Par contre, elle a besoin de deux sources et de deux convertisseurs indépendants. Ceci rend le coût du système plus élevé.

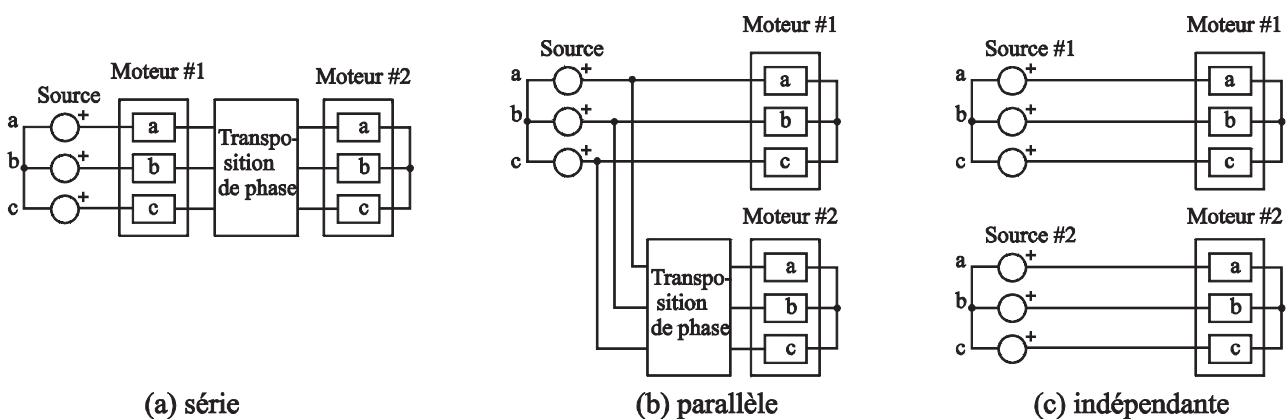
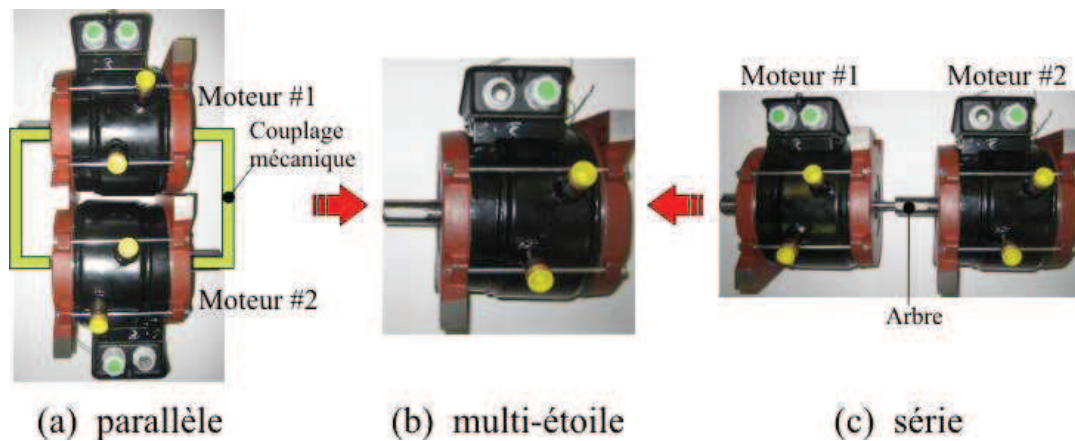


Figure 2.24 Différentes configurations d'alimentation pour les structures multi-moteur [54], [55].

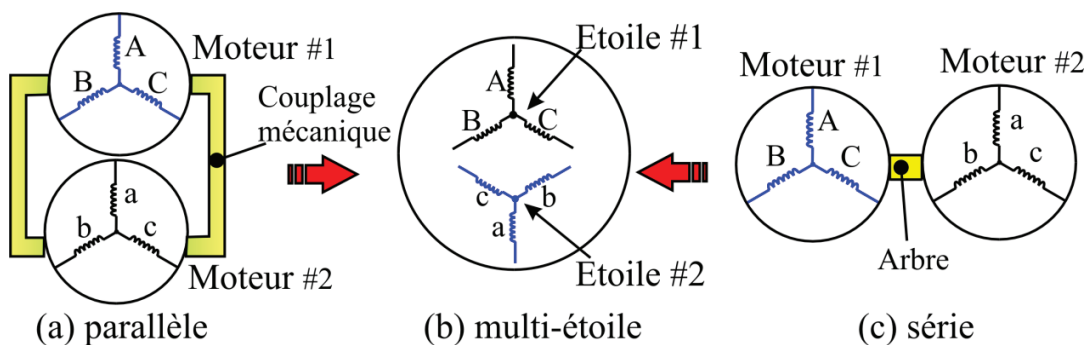
2.3 Fiabilité d'une machine électrique

2.3.1.2 Redondance : type "multi-étoile"

Le système multi-moteur avec une connexion mécanique en parallèle ou en série est souvent problématique pour les applications embarquées dans lesquelles l'encombrement (radiale et axial) d'un système est limité et qui nécessite souvent une structure plus compacte. Comme nous pouvons le voir à la figure 2.25, la configuration mécanique en série [figure 2.25 (c)] permet d'avoir l'encombrement radial d'un système plus faible que celui des configurations en parallèle [figure 2.25 (a)] et multi-étoile [figure 2.25 (b)]. En revanche, la configuration mécanique en parallèle permet d'avoir l'encombrement axial d'un système plus faible que celui des configurations multi-moteur en série [57,58]. En effet, pour la configuration en série, malgré un encombrement radial plus faible, l'encombrement axial se trouve pénalisé par la présence des têtes des bobines, des paliers ou encore des résolveurs de chaque machine. Pour la configuration mécanique en parallèle, en raison du carter et des divers équipements de support, l'encombrement radial sera inévitablement augmenté.



(I) Structures réelles en parallèle, multi-étoile et en série



(II) Schématisation des structures en parallèle, multi-étoile et en série

Figure 2.25 Transformation de la structure en série ou en parallèle (mécaniquement) à la structure multi-étoile [figure 2.23 (a) et (b)].

Afin de diminuer le volume additionnel d'un système, au lieu d'utiliser la structure multi-moteur, on

peut utiliser une machine unique mais avec plusieurs étoiles, dont la vue en coupe est illustrée à la figure 2.25 (b). Ceci est comme nous avons intégré les deux moteurs en série ou en parallèle dans un seul encombrement, qui forme un moteur unique mais avec deux étoiles (chaque trois phases sont connectées en étoile par un point neutre). Dans cette partie, nous avons pris la machine avec deux étoiles comme exemple, d'autres nombres d'étoiles peuvent être aussi appliqués. Avec cette méthode, le système est beaucoup plus compact et le volume additionnel, comparativement à la connexion mécanique en parallèle ou en série, peut être considérablement diminué.

Comme nous pouvons le voir à la figure 2.25 (b), les deux étoiles sont indépendantes et les points neutres sont isolés l'un par rapport à l'autre. Chaque étoile est alimentée par un onduleur de tension et, les deux onduleurs peuvent être connectés à la même source ou à deux sources indépendantes comme illustrées à la figure 2.26 [57]. Les deux structures d'alimentation sont efficaces pour les défauts des onduleurs ou des bobinages en étoile. Pourtant, dans le cas de la structure avec une source unique, le système ne peut pas supporter les défauts dans la source principale ou dans le bus DC. Ainsi, pour les applications aérospatiales comme notre cas et pour lesquelles la fiabilité est impérative, il est conseillé d'utiliser deux sources indépendantes.

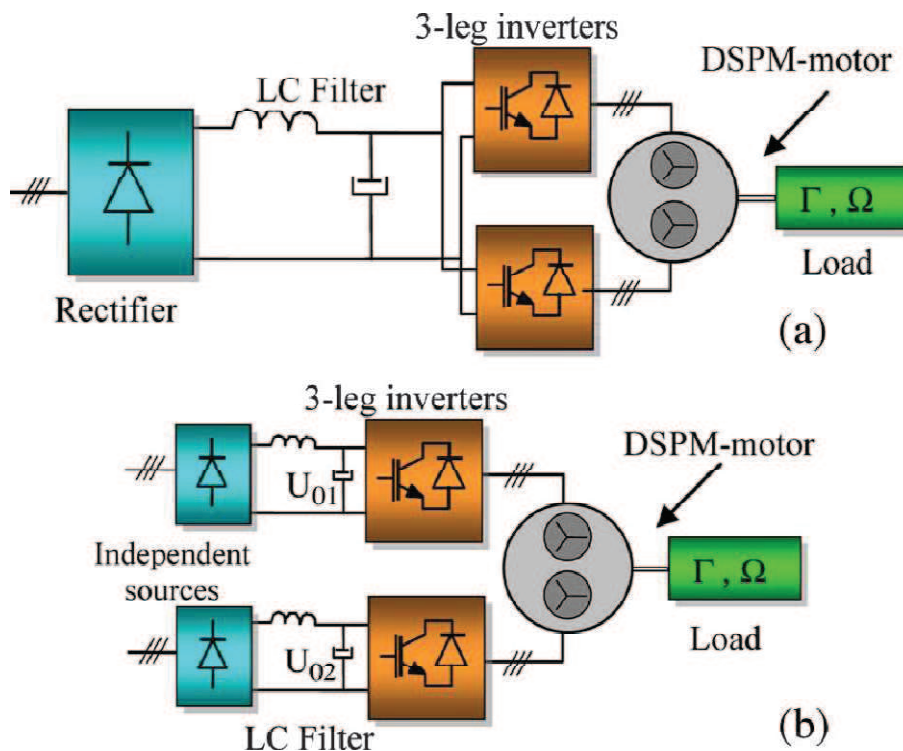


Figure 2.26 Moteur à aimants permanents double-étoile alimenté par deux onduleurs de tension connectant avec (a) une source unique, (b) deux sources indépendantes [57].

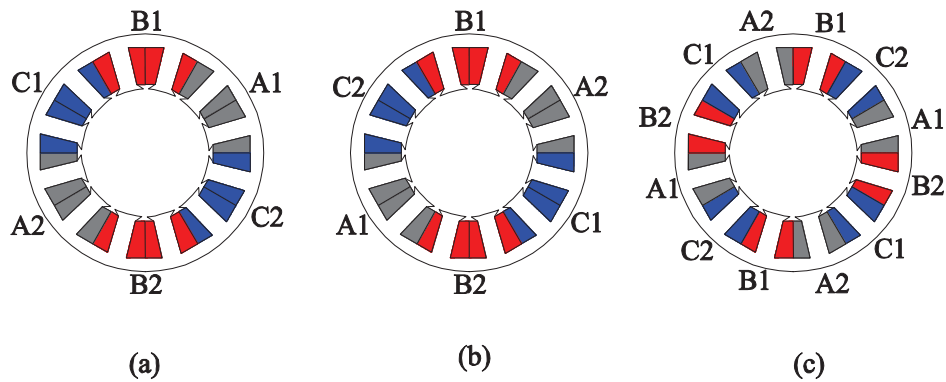
D'après Barcaco *et al* [58], le problème avec les deux étoiles intégrées dans la même machine est qu'il y a souvent des couplages magnétiques ou des contacts physiques entre les deux étoiles. En effet, les couplages magnétiques entre les étoiles sont, entre autres, dus aux inductances mutuelles entre les phases

2.3 Fiabilité d'une machine électrique

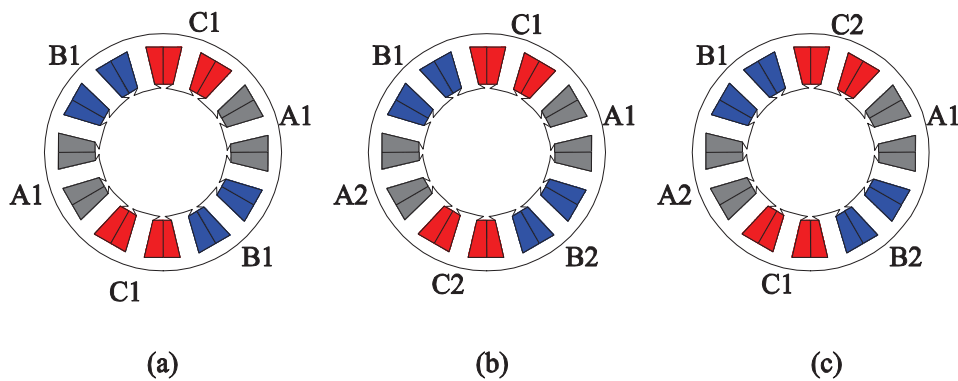
de la même étoile ou de deux étoiles différentes. En revanche, les contacts physiques sont, entre autres, dus aux bobinages de deux phases d'une même encoche ou à la superposition des têtes des bobines. Pour minimiser les contacts physiques entre les deux étoiles, certaines méthodes sont proposées dans la littérature. La méthode la plus utilisée est l'utilisation des bobinages concentriques, c'est-à-dire que chaque dent statorique est entourée par un enroulement et les enroulements de la même phase sont mis en série ou en parallèle.

La deuxième méthode est aussi efficace pour diminuer les contacts physiques que pour minimiser les couplages magnétiques. Il s'agit d'utiliser les bobinages à simple couche [figure 2.27 (II)] au lieu d'utiliser les bobinages à double couche [figure 2.27 (I)]. La notion "simple couche" signifie que dans chaque encoche, les bobinages appartiennent à la même phase tandis que double couche veut dire que les bobinages dans la même encoche appartiennent à des phases différentes (les phases adjacentes). Les études réalisées par El-Refaie *et al* [59] ont montré qu'avec les bobinages à simple couche, les inductances mutuelles entre phases sont quasiment nulles tandis qu'avec les mêmes dimensions, l'inductance mutuelle entre les phases adjacentes de la machine avec double couche représente environ 14% de l'inductance propre. L'avantage d'avoir une inductance mutuelle faible est que le défaut dans une phase ne va pas, ou peu, influencer les autres phases. Les bobinages à simple couche vont donc renforcer la fiabilité de la machine.

Malgré les avantages précédents d'une machine avec simple couche, Barcaro *et al* [58] ont remarqué l'apparition d'une force radiale non nulle s'exerçant sur le rotor, ce qui est un inconvénient majeur de certaines structures avec simple couche. Prenons la structure illustrée à la figure 2.27 (II) (c) comme exemple. Seules les phases A1, B1 et C1 sont alimentées. Lorsque le courant maximal d'une phase est de 6,2 A, la force radiale déséquilibrée est de 605 N, qui est quasiment 200 fois plus élevée que celle (3 N) de la machine montrée à la figure 2.27 (II) (a), dans laquelle, toutes les phases sont alimentées. Cette force radiale déséquilibrée s'exerçant sur le rotor peut augmenter le niveau de vibration et des bruits acoustiques de la machine, ou dans le pire des cas, attirer le rotor vers le stator et causer le frottement entre les deux parois dans l'entrefer. Afin de minimiser les forces radiales déséquilibrées dans la machine avec double étoile, la méthode efficace est de doubler le nombre de dents statoriques et/ou rotoriques. Comme ceci, pour chaque position du rotor, il y a toujours deux bobines des dents opposées d'une même phase qui sont alimentées. Ainsi, les forces radiales produites par les deux bobines d'une même phase sont aussi opposées, dont la somme s'annule et la force radiale totale s'exerçant sur le rotor sera minimisée. En se basant sur ceci, pour la machine 12/10 avec double étoile [figure 2.27 (II) (c)] présentée par Barcaro *et al* [58], une structure avec 24 dents statoriques et 20 dents rotoriques est applicable.



(I) Bobinage à double couche, seules les phases A1, B1 et C1 fonctionnent



(II) Bobinage à simple couche, (a) mode sain, toutes les phases sont alimentées, (b) et (c) mode en défauts, seules les phases A1, B1 et C1 fonctionnent

Figure 2.27 Configuration de bobinage pour les bobines à double couche et à simple couche [58].

Avec la structure à double étoile, différentes stratégies de commande peuvent être appliquées. La première est que seule une étoile fonctionne en mode sain, nous l'appelons l'étoile principale, et l'autre est l'étoile redondante. Pour ce genre de structure, nous avons aussi différentes stratégies de commande pour différents défauts. Par exemple, lorsqu'une phase de l'étoile principale est ouverte, nous allons ouvrir toutes les phases de l'étoile principale pour alimenter simultanément les phases de l'étoile redondante. En revanche, si une phase de l'étoile principale est en court-circuit, nous allons court-circuiter toutes les phases de l'étoile principale et alimenter les phases de l'étoile redondante. Cette stratégie de commande est choisie pour minimiser l'ondulation de couple. L'inconvénient de cette méthode est qu'en mode sain, les pertes Joule sont élevées, car seule la moitié de la machine est utilisée. De plus, en cas de défauts, une très forte augmentation des pertes Joule peut être observée surtout pour les défauts de court-circuit. Pour minimiser les pertes Joule en mode sain ou/et en cas de défauts, la deuxième stratégie de commande peut être appliquée. Le principe de cette commande est que les deux étoiles sont alimentées en mode sain, lorsque une phase est ouverte ou un court-circuit apparaît, nous pouvons minimiser l'ondulation de couple et les pertes Joule en contrôlant les autres courants dans les phases saines [57,60]. Il faut noter que cette

2.3 Fiabilité d'une machine électrique

méthode demande des contrôles sophistiqués et une bonne connaissance de défauts.

2.3.2 Machines multi-phasées

Les machines multi-phasées ($n > 3$, n est le nombre de phases) sont semblables aux machines multi-étoile du point de vue de la connexion des phases. Ceci est surtout vrai pour les machines dont le nombre de phases est pair. Par exemple, $n = 4$ est similaire à la machine avec double étoile et chaque étoile consiste en deux phases : $n = 6$ est similaire à la machine double étoile et chaque étoile comprend trois phases, etc. Ainsi, les connexions entre les phases d'une machine multi-phasée peuvent être différentes. Premièrement, la connexion peut être similaire à la machine mutli-étoile, par exemple, pour une machine hexa-phasée, chaque ensemble de trois phases est connecté ensemble comme une étoile et les deux étoiles sont isolées. Deuxièmement, toutes les phases sont connectées ensemble formant un point neutre unique [54]. Pour finir, la troisième configuration est que chaque phase est contrôlée indépendamment et il n'y a pas de point neutre étant formé par les phases, ce qui nécessite un onduleur type pont-complet [56]. Par rapport aux deux premières connexions, la fiabilité de la troisième configuration est la plus élevée. En revanche, avec des transistors doubles, le coût du système de la troisième connexion est plus élevé.

Tableau 2.3 Stratégies de commande et leurs influences sur les caractéristiques d'une machine en cas d'ouverture d'une phase [54]

	Stratégie 1	Stratégie 2	Stratégie 3
Courant stator	$n/(n - 1)$ fois plus élevé	$\sqrt{n/(n - 1)}$ fois plus élevé	Non changé
Couple moyen	Non changé	Diminué 2	Diminué 3
Pertes Joule	$n/(n - 1)$ fois plus élevé	Non changées	$n/(n - 1)$ fois plus faibles
Ondulation de couple	Non changée (possible)	Augmentée 2	Augmentée 3
Diminué 2 < Diminué 3, Augmentée 2 < Augmentée 3			

En raison d'un nombre de phases plus élevé, la machine mutli-phasée peut avoir plus de degrés de liberté pour choisir la stratégie de commande en cas de défauts. Les stratégies de commande pour une phase ouverte dans une machine asynchrone avec n phases sont résumées par Levi [54]. Celles-ci peuvent aussi être appliquées pour les machines multi-phasées étudiées dans ce mémoire (voir le chapitre 5). Les stratégies de commande résumées par Levi [54] ainsi que les influences sur les caractéristiques (les variations du couple moyen et de l'ondulation de couple) de la machine après l'ouverture d'une phase sont, entre autres, comme nous pouvons le voir dans le tableau 2.3. Dans lequel, la stratégie 1 est d'augmenter $n/(n - 1)$ fois les courants dans les phases saines en faisant varier leurs phases, l'objectif étant de maintenir les niveaux du couple moyen et de l'ondulation de couple non changés avant et après l'ouverture d'une phase. En revanche, l'inconvénient de la stratégie 1 est l'augmentation des pertes Joule, qui pourrait

surchauffer les bobines. Surtout pour des applications dont la température ambiante est déjà élevée, cette augmentation des pertes Joule pourrait engendrer un dépassement de la température maximale admissible de matériaux isolants dans les encoches. Pour maintenir le niveau des pertes Joule, la stratégie 2 peut être appliquée, dans laquelle les courants dans les phases saines ont été augmentés de $\sqrt{n/(n-1)}$ fois. Cependant, même si les pertes Joule sont inchangées, le couple moyen diminue et l'ondulation de couple augmente. La stratégie 3 est de maintenir les courants dans les phases saines et la machine continue à fonctionner en mode dégradé. Dans ce cas, les pertes Joule diminuent de $n/(n-1)$ fois avec une diminution du couple moyen et une augmentation de l'ondulation de couple.

Dans le chapitre 5 de ce mémoire, nous allons aussi appliquer les trois méthodes (voir le tableau 2.3) de commande pour étudier l'influence de l'ouverture de certains nombres de phases sur les caractéristiques d'une machine à commutation de flux hexa-phasée. En cas de court-circuit de cette machine, d'autres méthodes sont aussi proposées pour maintenir le niveau du couple moyen tout en minimisant les pertes Joule et l'ondulation de couple.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons, dans un premier temps, présenté des machines électriques telles que la machine à réluctance variable (MRV), les machines à aimants permanents avec les aimants au rotor ou au stator, pour les applications dites “critiques”, comme la haute température ambiante, les hautes vitesses, ou l'environnement extrême (humide, sale, etc.). Des comparaisons entre les machines électriques en termes de caractéristiques électromagnétiques, thermiques et mécaniques ainsi que de la fiabilité sont effectuées. Compte tenu des exigences et des contraintes de notre application, la machine à réluctance variable et la machine à commutation de flux sont choisies pour les études visées dans ce mémoire.

Dans la deuxième partie, nous avons présenté la modélisation thermique statique ainsi que transitoire d'une machine électrique. Les trois phénomènes thermiques à savoir, la conduction thermique, la convection thermique (naturelle et forcée) et le rayonnement dans les différents milieux d'une machine sont détaillés. Une attention toute particulière a été accordée aux modélisations de la conductivité thermique équivalente dans l'encoche statorique et, du coefficient de convection dans l'entrefer d'une machine doublement saillante. Enfin, la méthode de la modélisation thermique transitoire sur cycle de fonctionnement d'une machine électrique a été abordée.

Pour finir, dans la troisième partie, nous avons passé en revue les différents types de défauts dans les machines électriques. Pour renforcer la fiabilité d'une machine électrique en cas de défauts, différentes méthodes ont vu le jour dans la littérature, comme la structure multi-moteur (la connexion peut être en série, en parallèle ou indépendante) dans laquelle chaque moteur est identique, la structure multi-étoile dans laquelle le nombre de phases de chaque étoile est égal à 3 et, la structure multi-phase ($n > 3$), etc. Les avantages et les inconvénients de chaque structure sont décrits.

Pour renforcer encore la fiabilité de nos systèmes, des structures telles que multi-moteur et multi-phasée ou multi-étoile et multi-phasée ($n > 3$), peuvent être appliquées.

Chapitre 3.

Etude des Machines à Réductance Variable (MRV) et de leurs développements

Dans ce chapitre, nous nous consacrerons aux études comparatives entre une Machine à Réductance Variable Conventiennelle (MRVC) et celle Non-Conventiennelle (MRVNC). La première partie présentera les caractéristiques des MRVC et MRVNC et des comparaisons en termes du circuit d'alimentation, du couple moyen et de l'ondulation de couple en fonction de la densité de courant seront réalisées à l'aide de la méthode des Eléments Finis (EF) 2D. Les résultats numériques seront validés par les tests expérimentaux. Dans la deuxième partie, la modification la forme des dents rotoriques sera détaillée ; l'objectif est de minimiser l'ondulation de couple de la MRVNC en modifiant les trajectoires des flux. Des études mécaniques sont également menées pour analyser l'influence de la modification du rotor sur la robustesse de la machine à hautes vitesses. Pour finir, dans la troisième partie, des études thermiques transitoires sur cycle de fonctionnement sont effectuées pour les deux MRV. Pour ce faire, des modèles numériques à l'aide des EF 2D sont mis en place de manière à calculer les pertes fer et les pertes Joule sur cycle de fonctionnement. Les pertes sur cycle de fonctionnement servent dans les modèles thermiques analytiques et numériques à calculer les évolutions des températures sur cycle de fonctionnement de ces deux MRV. Des essais expérimentaux sont mis en place afin de valider les résultats analytiques et numériques.

3.1 Etude comparative entre les MRVC et MRVNC

3.1.1 Description du principe de deux types de MRV

Dans la littérature accessible sur les MRV, les machines étudiées sont souvent des MRV dites “conventionnelles”. Les bobinages sont bobinés autour de chaque dent statorique, c’est un bobinage concentrique [figure 3.1 (a)]. Par rapport au bobinage diamétral, cette structure de bobinage permet d’avoir une tête de bobine courte. Ainsi, avec le même courant d’alimentation, le bobinage concentrique produit moins de pertes Joule, de cette sorte que ce bobinage est avantageux du point de vue thermique. De plus, le bobinage concentrique nous permet d’avoir un couplage magnétique entre phases minimal. Ainsi, le flux propre d’une phase est seulement fonction du courant de la phase alimentée, ainsi que de la position du rotor. Ainsi, en fonctionnement linéaire, le couple peut être déduit directement par le taux de variation de l’inductance propre. Pour simplifier, nous avons pris deux MRV avec 6 dents statoriques et 4 dents rotoriques, comme exemple, dont les vues en coupe sont montrées sur les figure 3.1 (a) et (b).

Nous pouvons remarquer dans chaque encoche statorique des deux machines, qu’il existe deux couches de bobine appartenant respectivement à deux phases différentes. La seule différence entre les deux machines est le sens d’enroulement des bobinages.

Pour la MRVC, la distribution est non-périodique telle que:

$$\mathbf{A+A-_B-B+_C+C-_A-A+_B+B-_C-C+} \text{ (+ : conducteur entrant, - : conducteur sortant)}$$

Tandis que pour la MRVNC, la distribution est périodique telle que [61,62]:

$$\mathbf{A+A-_B+B-_C+C-_A+A-_B+B-_C+C-} \text{ (+ : conducteur entrant, - : conducteur sortant)}$$

Avec ces différentes distributions des courants, nous allons aussi trouver que si seule la phase A est alimentée, les flux générés par les deux bobinages de la phase A de la MRVC circulent dans le même sens. Par contre, pour la MRVNC, les flux générés par les deux bobinages de la phase A circulent dans des sens opposés. La conséquence directe de ce phénomène est que, pour la MRVC, le flux d’une phase ne circule que dans cette phase et le flux mutuel n’existe quasiment pas. Par contre, pour la MRVNC, le flux opposé dans l’un des deux bobinages d’une phase empêche le flux de l’autre bobinage de circuler facilement dans toute la phase. Ainsi, le flux d’une phase est obligé de traverser les phases adjacentes et les flux mutuels existent. Ceci est vérifié par les calculs numériques effectués avec la méthode des éléments finis en deux dimensions (EF) 2D. Les résultats sont montrés sur la figure 3.1 (c) et (d).

Nous avons remarqué que dans la MRVC, il n’y a quasiment pas de flux de la phase A qui traverse les autres phases. Par contre, dans la MRVNC, le flux de la phase A qui traverse les phases adjacentes représente approximativement la moitié du flux total de la phase A. Ainsi, nous pouvons prédire que les inductances mutuelles existent dans la MRVNC, dont les valeurs absolues représentent quasiment la moitié des inductances propres. Afin de vérifier ceci, des calculs numériques sont menés et seront détaillés dans la partie 3.1.3.

3.1 Etude comparatives entre MRVC et MRVNC

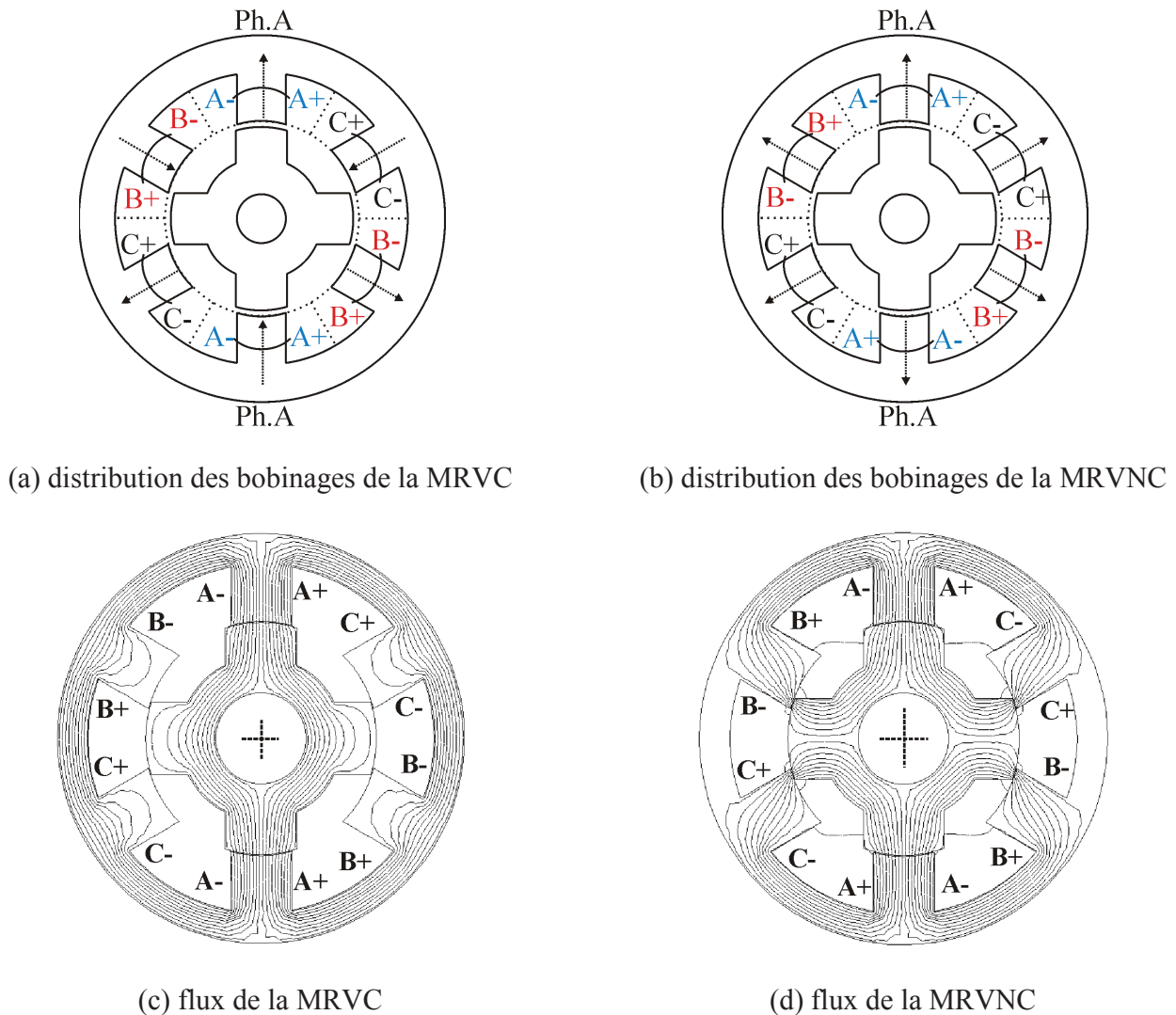


Figure 3.1 Distribution des bobinages et des flux dus à la phase A alimentée avec courant constant pour les MRV.

3.1.2 Flux propres et mutuels

Le matériau magnétique pour construire les tôles statoriques et rotoriques des deux machines est du fer-cobalt (Fe-Co 50), dont la caractéristique B-H est illustrées sur la figure 3.2. L'induction à saturation de ce matériau est quasiment égale à 2,3 T. Par rapport aux matériaux conventionnels comme le Fe-Si, le Fe-Co 50 nous permet d'avoir des couples volumiques plus élevés. Ainsi, pour avoir les couples maximaux demandés dans le cahier des charges VSV, des densités de courant plus faibles peuvent être appliquées. Ceci rend le refroidissement de la machine plus aisé, sachant que la température ambiante pour l'application VSV est de l'ordre de 150°C. La moindre diminution des pertes Joule devient essentielle, car la marge admissible d'augmentation de la température est très étroite pour l'application VSV.

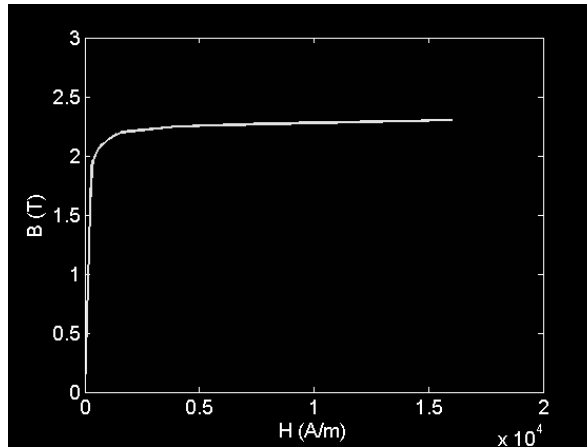
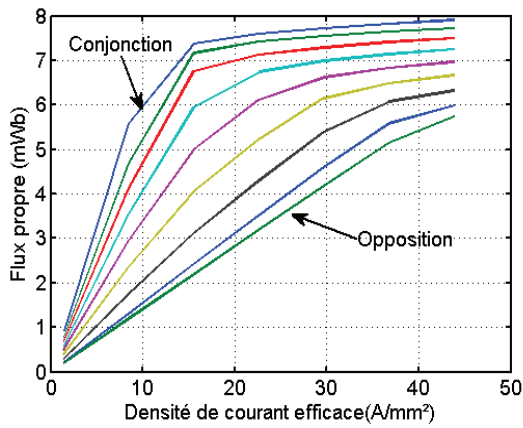
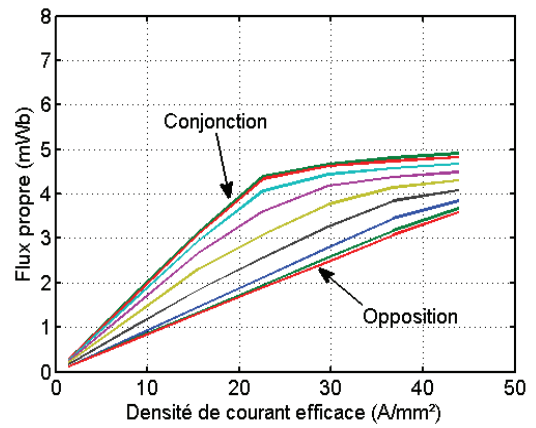


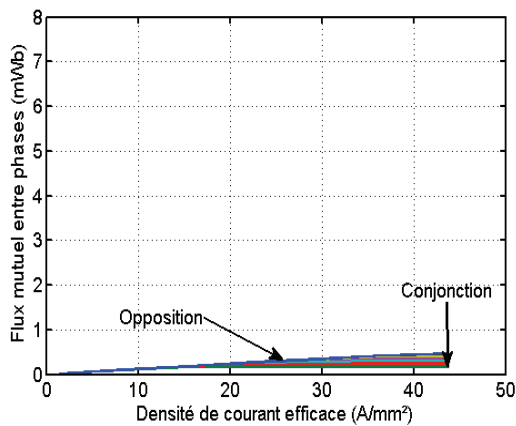
Figure 3.2 Caractéristique B-H de Fe-Co 50.



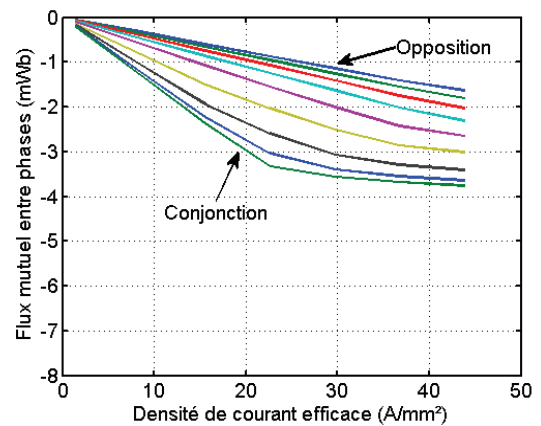
(a) flux propre de la MRVC



(b) flux propre de la MRVNC



(c) flux mutuel de la MRVC



(d) flux mutuel de la MRVNC

Figure 3.3 Flux propre et mutuel d'une phase avec la phase A alimentée avec courant constant.

3.1 Etude comparatives entre MRVC et MRVNC

Avec le Fe-Co 50, des modèles magnétiques des deux MRV sont établis en utilisant le logiciel commercial ANSYS 2D. En alimentant la phase A avec un courant constant, les résultats des flux propres et des flux mutuels obtenus par les modèles numériques sont montrés sur la figure 3.3. Nous pouvons remarquer qu'à même densité du courant efficace, le rapport des flux propres d'une phase de la MRVC à la position de conjonction et à la position d'opposition est plus élevé que celui de la MRVNC [figure 3.3 (a) et (b)]. Pour les flux mutuels, le phénomène inverse est observé [figure 3.3 (c) et (d)].

Les flux mutuels dans la MRVC sont négligeables et sont négligés pour tous les calculs dans la suite de ce mémoire. Par contre, pour la MRVNC, les flux mutuels sont toujours négatifs sur toute la plage de la densité du courant efficace et pour toutes les positions du rotor. Nous remarquons que le nombre de lignes de flux d'une phase qui traversent les phases adjacentes représentent la moitié des flux totaux de cette phase. Ceci est vérifié car les valeurs absolues des flux mutuels sont approximativement égales à la moitié des flux propres aux mêmes positions du rotor. Ainsi, les flux mutuels de la MRVNC ne peuvent pas être négligés. Ces flux mutuels vont participer à la production du couple électromagnétique. Ceci sera détaillé dans la partie 3.1.4 de ce chapitre.

3.1.3 Inductances propres et mutuelles

3.1.3.1 Formulations des inductances

En alimentant la phase A avec un courant constant (I_A) et en supposant que le matériau magnétique soit linéaire, nous pouvons établir la relation générale entre les flux d'une phase (propres et mutuels) et les inductances (propres et mutuelles) comme suit :

$$\begin{cases} L_A = \frac{\Phi_A}{I_A} \\ M_{BA} = \frac{\Phi_B}{I_A} \end{cases} \quad \text{Eq. 3.1}$$

Où L_A et M_{BA} sont respectivement l'inductance propre de la phase A et l'inductance mutuelle entre la phase B et la phase A. Φ_A et Φ_B sont respectivement les flux dans les phases A et B.

Afin de calculer les inductances mutuelles entre phases, une méthode est présentée par les auteurs dans la référence [63]. Nous négligeons toutes les fuites de flux au niveau des têtes de bobines. Les inductances mutuelles à la position de conjonction peuvent donc être calculées en utilisant la coupe de la MRVNC. Seule la phase A est alimentée, le flux mutuel est donc récupéré dans la phase B.

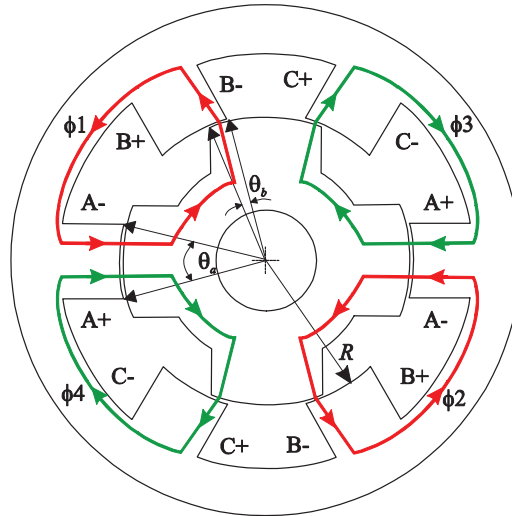


Figure 3.4 Schéma pour calculer les inductances mutuelles à la position de conjonction (l'inductance mutuelle est entre les phases A et B).

Nous considérerons la perméabilité relative du fer de valeur infinie, ce qui nous permet de négliger toutes les réductances du stator ainsi que celles du rotor. Par conséquent, pour calculer la réductance mutuelle entre la phase A et la phase B, il suffit de calculer les réductances dans l'entrefer tout au long de la trajectoire du flux mutuel entre la phase A et la phase B. Nous pouvons donc établir les expressions des réductances dans l'entrefer à la position de conjonction pour la phase A comme suit :

$$\begin{cases} \mathcal{R}_A = \frac{e}{\mu_0 S_A} \\ \mathcal{R}_B = \frac{e}{\mu_0 S_B} \end{cases} \quad \text{Eq. 3.2}$$

Où \mathcal{R}_A et \mathcal{R}_B sont respectivement les réductances vues par la phase A et par la phase B, e est l'épaisseur de l'entrefer, S_A et S_B sont respectivement le chevauchement des surfaces de la dent de la phase A et de la dent rotorique correspondante et celui de la dent de la phase B et de la dent rotorique correspondante. Sachant que R est le rayon d'entrefer et L_a est la longueur active de la machine, nous pouvons aussi établir les aires de ces deux surfaces comme ci-dessous :

$$\begin{cases} S_A = R \cdot \frac{\theta_a}{2\pi} \cdot L_a \\ S_B = R \cdot \frac{\theta_b}{2\pi} \cdot L_a \end{cases} \quad \text{Eq. 3.3}$$

Où θ_b et θ_a sont les angles des surfaces superposées entre les dents statoriques et rotoriques mentionnées à la figure 3.4. Du fait que la structure de la machine est symétrique, nous pouvons considérer que le flux mutuel de chaque dent de la phase B, $\phi_1 = \phi_2$ (figure 3.4). Ainsi, les réductances de deux dents opposées de la phase B sont identiques et, l'expression de l'inductance mutuelle peut donc s'établir comme suit :

3.1 Etude comparatives entre MRVC et MRVNC

$$M_{BA} = 2 \frac{N^2}{\mathcal{R}_A + \mathcal{R}_B} \quad \text{Eq. 3.4}$$

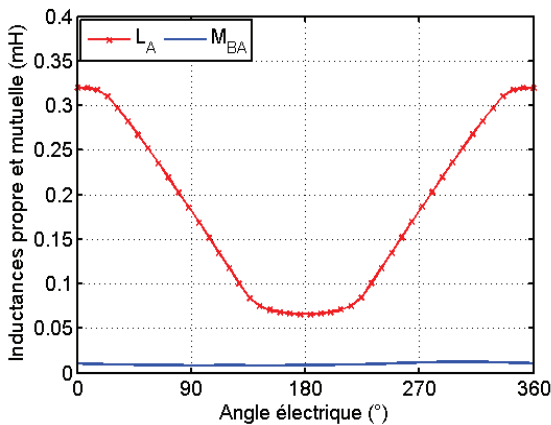
Où N est le nombre de spires d'une dent statorique. Finalement, on a l'expression de l'inductance mutuelle totale entre la phase A et la phase B comme ci-dessous :

$$M_{BA} = \frac{N^2 \mu_0 R L_a}{\pi e} \left(\frac{\theta_a \theta_b}{\theta_a + \theta_b} \right) \quad \text{Eq. 3.5}$$

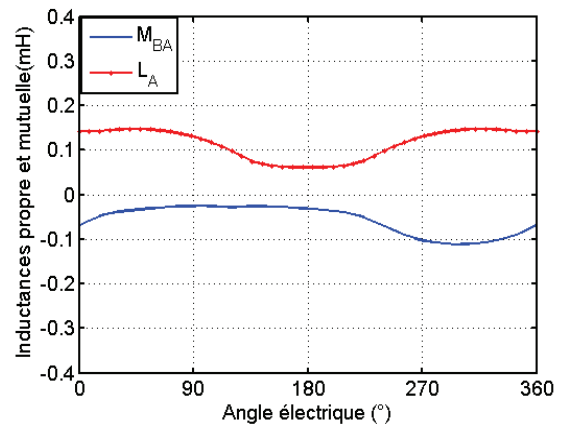
M_{AC} et M_{BC} possèdent un décalage angulaire de $2\pi/3$ par rapport à M_{BA} et toutes les inductances mutuelles ont la même amplitude. De plus, d'après la figure 3.4, sur une période mécanique, nous pouvons considérer que le flux $\phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = \phi_4$. Par conséquent, le flux propre est deux fois plus élevé que le flux mutuel. Avec le même courant constant, on peut trouver que l'inductance propre est quasiment deux fois plus élevée que l'inductance mutuelle (voir l'eq. 3.1).

3.1.3.2 Vérifications numériques

Des calculs numériques ont été effectués, les modèles EF 2D des MRV sont tout d'abord mis en place. Contrairement à la partie précédente, ici, nous pouvons prendre en compte de la saturation magnétique. Pour calculer les inductances propres et mutuelles, nous alimentons la phase A avec un courant constant. Ensuite, nous récupérons le flux dans la phase A ainsi que dans la phase B. En utilisant l'eq. 3.1, nous pouvons donc déduire les inductances propres et mutuelles pour les MRV.



(a) L_A et M_{BA} de la MRVC



(b) L_A et M_{BA} de la MRVNC

Figure 3.5 Inductances propre (L_A) et mutuelle (M_{BA}) d'une phase avec la phase A alimentée avec un courant constant ($J_s = 2 \text{ A/mm}^2$).

Les résultats numériques sont montrés à la figure 3.5. Les inductances propres et mutuelles sont présentées en fonction de la position du rotor. Nous avons remarqué qu'en cas linéaire, la valeur absolue

de l'inductance mutuelle de la MRVNC est quasiment égale à la moitié de l'inductance propre. Tandis que pour la MRVC, l'inductance mutuelle est très faible et négligeable devant l'inductance propre.

3.1.4 Comparaison entre différents modes d'alimentation

3.1.4.1 MRV alimentées avec des courants en créneaux

Le premier mode d'alimentation étudié est l'alimentation en créneau de courant, qui est le mode d'alimentation le plus proche du mode d'alimentation théorique. Sans prendre en compte la saturation magnétique, l'expression générale du couple électromagnétique s'écrit comme ci-dessous:

$$C(i, \theta) = \frac{1}{2} i_a^2 \frac{dL_a}{d\theta} + \frac{1}{2} i_b^2 \frac{dL_b}{d\theta} + \frac{1}{2} i_c^2 \frac{dL_c}{d\theta} + i_a i_b \frac{dM_{ab}}{d\theta} + i_a i_c \frac{dM_{ac}}{d\theta} + i_b i_c \frac{dM_{bc}}{d\theta} \quad \text{Eq. 3.6}$$

Pour la MRVC, les couples associés aux inductances mutuelles sont négligeables. On peut donc n'utiliser que les trois premiers termes dans l'expression eq. 3.6. Par contre, pour la machine non-conventionnelle, compte tenu de l'importance relative des inductances mutuelles, nous sommes obligés d'utiliser tous les termes de l'eq. 3.6. De plus, nous avons aussi remarqué que pour avoir des couples dus aux inductances propres, il suffit d'alimenter une phase car les trois premiers termes sont indépendants. Par contre, pour avoir des couples dus aux inductances mutuelles, il faut alimenter, en même temps, au moins deux phases. Ainsi, pour les deux MRV, nous aurons différents circuits de contrôle. Ceci sera détaillé dans la partie suivante.

3.1.4.2 Circuits de contrôle des deux MRV

Comme mentionné précédemment, pour obtenir un couple moyen élevé, nous ne pouvons pas alimenter les deux machines avec le même mode d'alimentation. Sachant que les inductances mutuelles sont négligées pour la MRVC et que le signe de courant n'est pas déterminant pour calculer le couple (voir l'eq. 3.6), l'onde de courant de la MRVC est généralement unipolaire [Figure 3.6 (a)].

Pour la MRVNC, nous devons nous assurer que les signes des courants peuvent être positifs ou négatifs de manière à obtenir des couples moyens positifs dus aux inductances mutuelles de même signe que celui développé par la variation des inductances propres. Ainsi, le mode d'alimentation en courant pour la MRVNC doit être bipolaire [Figure 3.6 (b)].

3.1 Etude comparatives entre MRVC et MRVNC

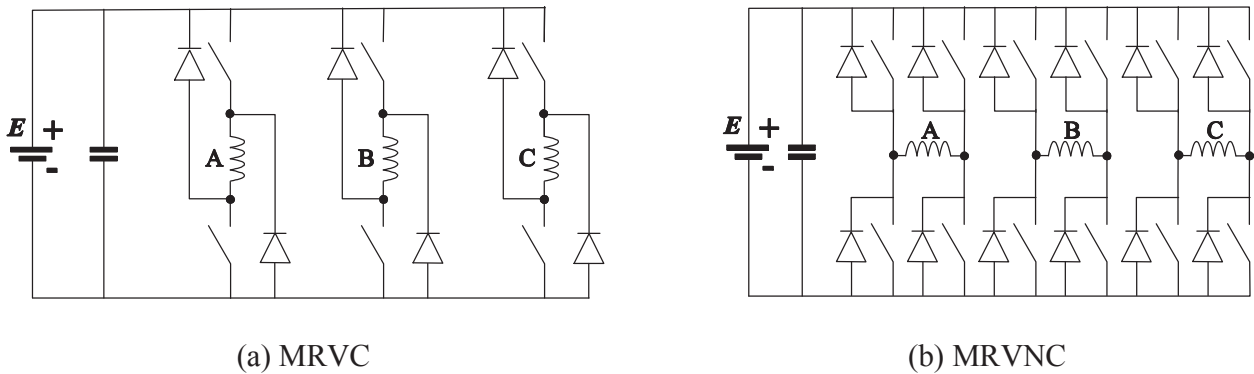
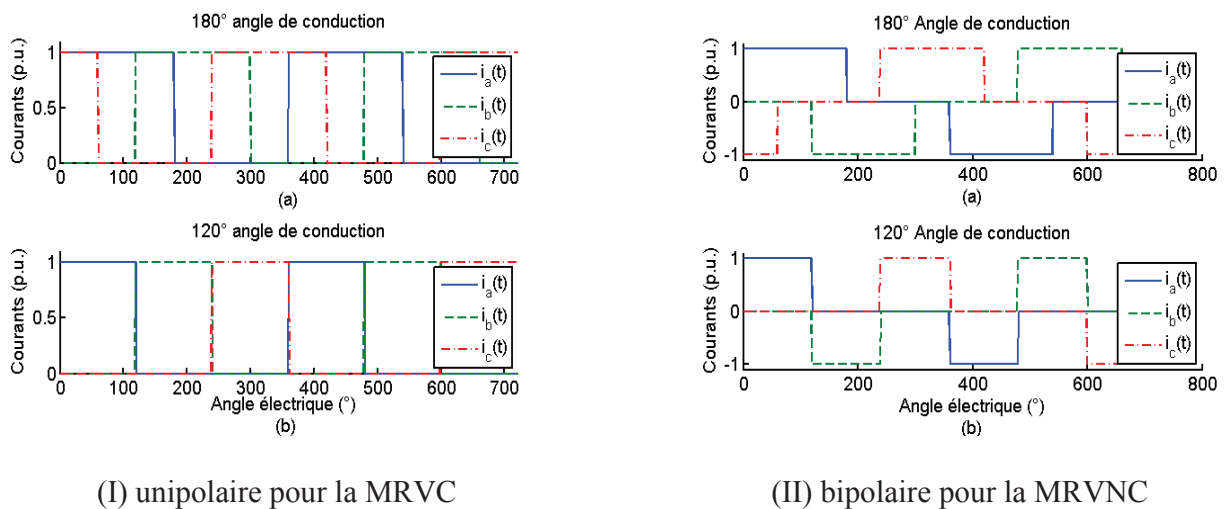


Figure 3.6 Circuits de contrôle triphasés des MRV.

Avec les convertisseurs montrés à la figure 3.6, nous pouvons obtenir les allures des courants triphasés pour différents angles de conduction et pour différents modes d'alimentation :



(I) unipolaire pour la MRVC

(II) bipolaire pour la MRVNC

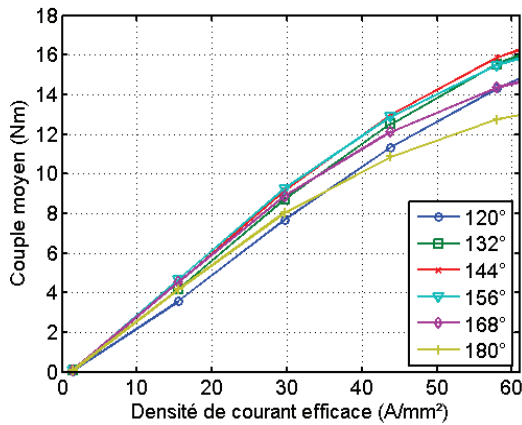
Figure 3.7 Allures des courants triphasés pour différents angles de conduction et pour différents modes d'excitation. (a) angle de conduction de 180° , (b) angle de conduction de 120° .

3.1.4.3 Résultats numériques des MRV alimentées avec des courants en créneaux

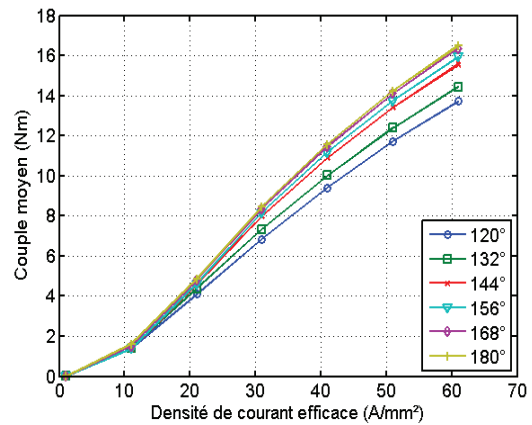
Afin d'identifier les influences des inductances mutuelles sur le couple moyen et l'ondulation de couple, nous faisons varier l'angle de conduction de 120° à 180° . A 120° , il n'y a pas de chevauchement des courants tandis qu'à 180° le chevauchement des courants dure $1/6$ de la période électrique. Sachant que s'il n'y a pas de chevauchement des courants, même si les inductances mutuelles existent, il n'y aura donc pas de couple dû aux inductances mutuelles. Le couple instantané (C_θ) en fonction de la position du rotor est calculé par la méthode des EF 2D. Avec le couple instantané, nous pouvons calculer le coefficient de l'ondulation de couple (ΔC) par :

$$\Delta C = \frac{C_{max} - C_{min}}{C_{av}} \cdot 100\% \quad \text{Eq. 3.7}$$

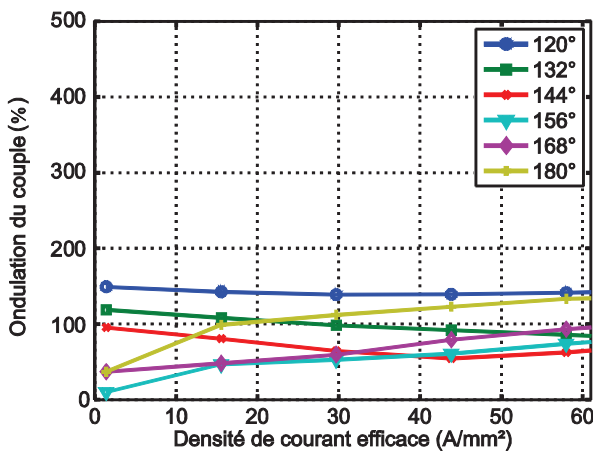
Où C_{max} , C_{min} et C_{av} sont respectivement le couple maximal, le couple minimal et le couple moyen durant une période électrique.



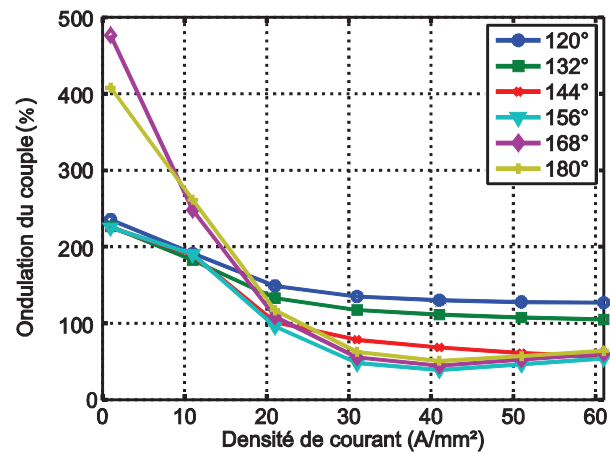
(a) couple moyen pour MRVC



(b) couple moyen pour MRVNC



(c) ondulation de couple pour MRVC



(d) ondulation de couple pour MRVNC

Figure 3.8 Couple moyen et coefficient de l'ondulation de couple en fonction de la densité du courant efficace pour différents angles de conduction.

Les résultats relatifs au couple moyen et au coefficient de l'ondulation de couple pour différents angles de conduction sont illustrés à la figure 3.8. Nous avons remarqué que, à des densités de courants faibles, la MRVC n'est pas encore saturée. Par rapport à l'angle de conduction de 120°, la MRV avec l'angle de conduction de 180° peut produire plus de couple avec une ondulation de couple plus faible. Par contre, au fur et à mesure que la densité de courant augmente, la MRVC devient saturée. De plus, la MRVC avec l'angle de conduction de 180° sature plus vite que celle avec l'angle de conduction de 120°. Ainsi, la

3.1 Etude comparatives entre MRVC et MRVNC

MRVC avec un angle de conduction de 120° a un couple moyen plus élevé mais avec une ondulation de couple plus élevée à des densités de courants élevées.

Pour la MRVNC, à des densités de courant faibles, la machine avec un angle de conduction de 180° peut produire légèrement plus de couple mais avec une ondulation de couple plus élevée. Au fur et à mesure que les densités de courant augmentent, le couple moyen va augmenter lui aussi jusqu'à la saturation complète de la machine. En conséquence, à des densités de courant élevées, la MRVNC avec l'angle de conduction de 180° peut produire plus de couple moyen et avec une ondulation de couple plus faible. Ceci est principalement dû à sa caractéristique qui est moins sensible à la saturation magnétique.

Sachant que pour les deux MRV, à des densités de courants faibles, au niveau du couple moyen et de l'ondulation de couple, l'angle de conduction de 180° est toujours plus favorable que celui de 120° . Il est donc intéressant de comparer les deux machines avec le même angle de conduction de 180° .

Les résultats numériques sont montrés sur la figure 3.9 et sur la figure 3.10. Nous avons remarqué qu'à des densités de courant faibles, la MRVC est plus performante, car elle a un couple moyen plus élevé et avec une ondulation de couple plus faible. Avec la croissance de la densité de courant, la MRVNC devient plus performante à des densités de courant élevées. En conséquence, pour les applications comme le starter-générateur, il est très intéressant d'utiliser la MRVNC : pendant le démarrage, dont la durée est souvent très courte, nous avons besoin d'un fort couple de démarrage. Afin d'atteindre ce couple moyen, nous pouvons profiter de la caractéristique non-sensible à la saturation magnétique de la MRVNC, de manière à augmenter considérablement la densité de courant. Ceci est également bien pour l'application VSV, car avec un encombrement limité, un couple moyen relativement élevé (7 Nm) est demandé dans le cahier des charges.

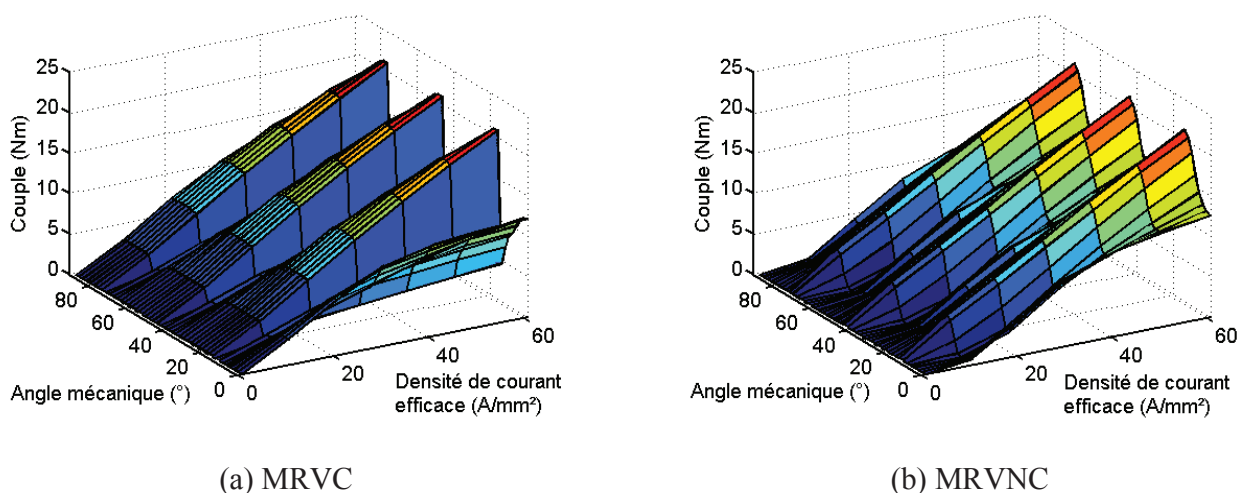


Figure 3.9 Couple instantané en fonction de la densité du courant efficace et de la position du rotor pour un angle de conduction de 180° .

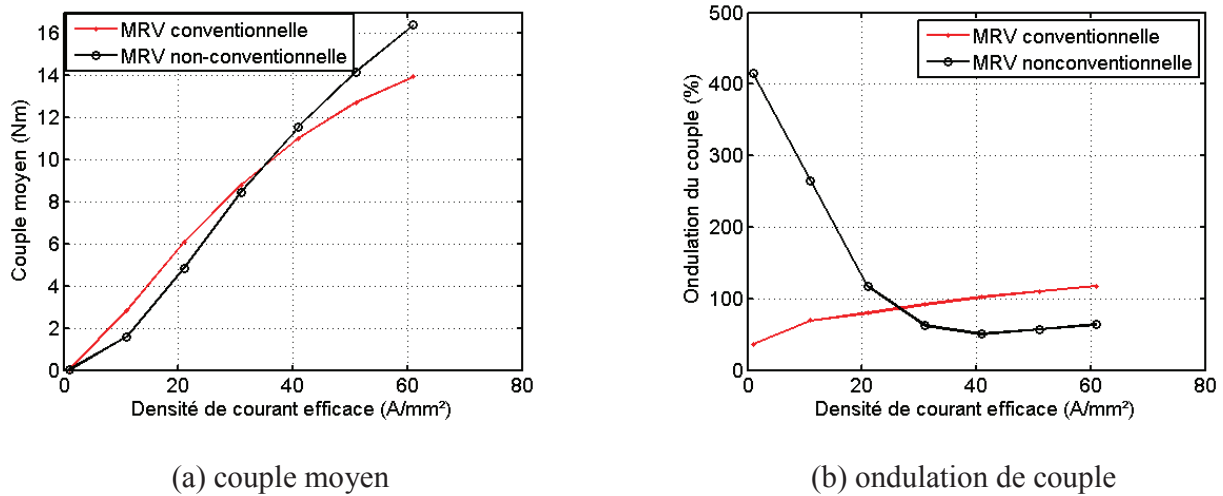


Figure 3.10 Couple moyen et ondulation de couple en fonction de la densité du courant efficace pour les deux MRV avec un angle de conduction de 180°.

Il faut noter que pour les deux MRV, sur toute la plage de la densité de courant, les ondulations de couple sont élevées. Comme la minimisation de l'ondulation de couple est demandée pour l'application VSV, il est essentiel d'y remédier. Différentes méthodes peuvent être appliquées, elles seront détaillées dans la partie 3.2 de ce chapitre.

3.1.4.4 MRV alimentées avec des courants sinusoïdaux

Pour certaines applications, les formes de courants sinusoïdaux ou des convertisseurs classiques sont demandés. Nous allons dans la suite présenter quelques exemples sur les convertisseurs "non-classique" du point de vue d'une MRV. La première MRV alimentée avec des courants sinusoïdaux est étudiée par Gabsi *et al* [10]. Pour ce faire, le convertisseur de demi-pont ou de pont complet [Figure 3.6 (b)] peut être appliqué. La machine utilisée par Gabsi *et al* est une MRV avec 24 dents statoriques et 16 dents rotoriques, qui fonctionne comme un générateur pour charger les batteries d'un véhicule hybride. Pour les batteries des véhicules hybrides, la qualité du courant dans le bus DC est essentielle. Ainsi, l'objectif des auteurs est de minimiser l'ondulation du courant continu dans le bus DC.

Pour les machines alimentées avec des courants sinusoïdaux, les auteurs de [10] ont développé une méthode analytique afin d'obtenir le couple instantané en fonction de la position du rotor. En cas linéaire et sous l'hypothèse du premier harmonique, les inductances propres des trois phases s'écrivent selon l'éq. 3.8.

3.1 Etude comparatives entre MRVC et MRVNC

$$\begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_m - L_d \cos(N_r \theta) \\ L_m - L_d \cos(N_r \theta + 2\pi/3) \\ L_m - L_d \cos(N_r \theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \text{ avec } \begin{cases} L_m = \frac{L_c + L_o}{2} \\ L_d = \frac{L_c - L_o}{2} \end{cases} \quad \text{Eq. 3.8}$$

Où N_r , θ , L_c et L_o sont respectivement le nombre de dents rotoriques, l'angle mécanique du rotor, les inductances aux positions de conjonction et d'opposition. Il faut noter que les auteurs ont supposé que la variation des inductances propres est sinusoïdale et les inductances mutuelles sont négligeables.

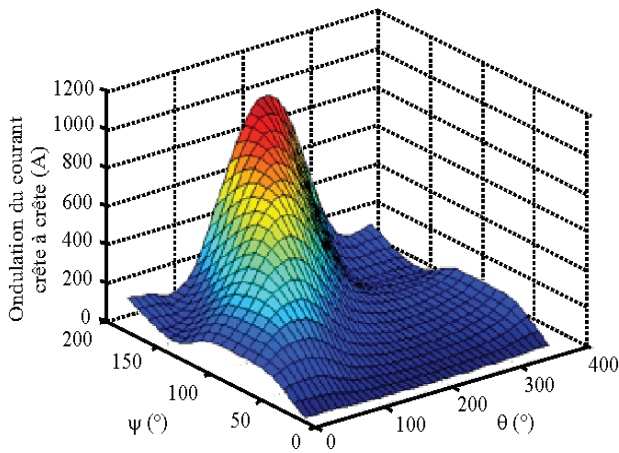
Avec les trois courants sinusoïdaux donnés dans l'eq. 3.9, les auteurs ont réussi de mettre en place l'expression du couple total comme nous pouvons le voir dans l'eq. 3.10. Nous pouvons remarquer que le couple instantané de la MRV alimentée avec courants sinusoïdaux est indépendant de la position du rotor. Ainsi, l'ondulation de couple peut être minimisée.

$$\begin{bmatrix} i_1(\theta) \\ i_2(\theta) \\ i_3(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{max} \sin\left(\frac{N_r}{2}\theta - \psi\right) \\ I_{max} \sin\left(\frac{N_r}{2}\theta + \frac{2\pi}{3} - \psi\right) \\ I_{max} \sin\left(\frac{N_r}{2}\theta - \frac{2\pi}{3} - \psi\right) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 3.9}$$

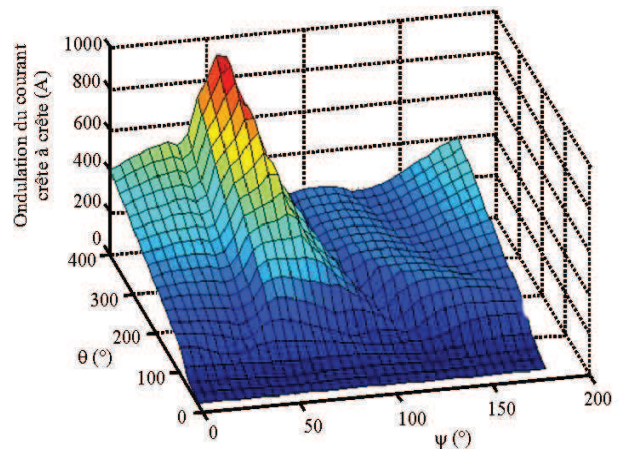
$$C = \sum_{k=1}^3 \frac{1}{2} N_r i_k^2 \frac{\partial L_k}{\partial \theta} = -\frac{3}{8} N_r L_d I_{max}^2 \sin(2\psi) \quad \text{Eq. 3.10}$$

Où I_{max} et ψ sont respectivement l'amplitude de courant d'une phase et le déphasage par rapport à l'inductance à la position d'opposition.

Les simulations sous MATLAB-Simulink sont aussi effectuées, pour un point de fonctionnement tel que la vitesse est 1000 tr/min, $\psi = 45^\circ$ et $I_{max} = 120$ A. Les résultats simulés de l'ondulation de courant en fonction de la position du rotor et de l'angle ψ sont illustrés à la figure 3.11. Une diminution de 3 fois de l'ondulation de courant dans le bus DC est observé. Pour l'alimentation classique, l'ondulation de courant est de 1100 A tandis que pour l'alimentation par courants sinusoïdaux, l'ondulation de courant n'est que 340 A. Avec moins d'ondulation de courant, la topologie de filtrage du bus DC peut être simplifiée. De plus, en utilisant les convertisseurs classiques, le coût du système peut être diminué. Ainsi, du point de vue économique, il est très intéressant d'alimenter les MRV avec des courants sinusoïdaux.



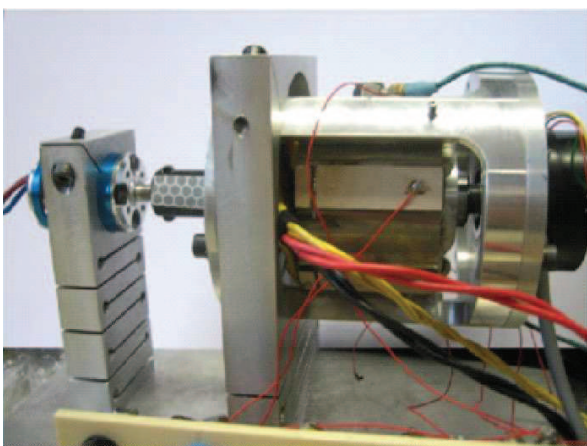
(a) unipolaire conventionnelle



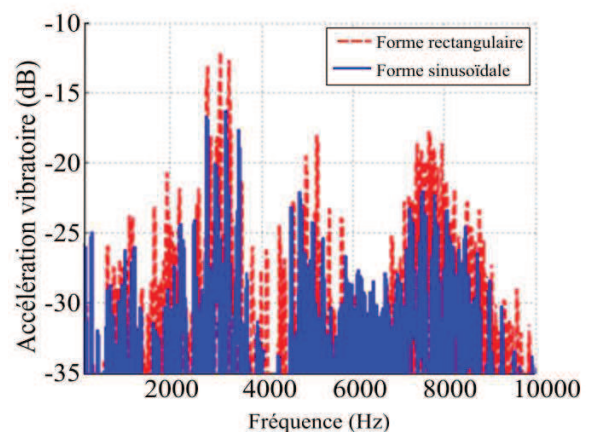
(b) bipolaire (sinusoïdale)

Figure 3.11 Ondulation de courant dans le bus DC pour différentes formes de courant d'alimentation.

Du point de vue de la minimisation de la vibration et des bruits acoustiques, Ojeda *et al* [64] ont comparé une MRV 6/4 en utilisant différentes formes d'onde de courant : rectangulaire (classique) et sinusoïdale. Le prototype d'une MRV est illustré à la figure 3.12 (a), pour l'alimentation avec courants en créneau, le convertisseur classique illustré à la figure 3.6 (a) est appliqué tandis que pour l'alimentation avec courants sinusoïdaux, le convertisseur bipolaire à la figure 3.6 (b) est utilisé. Les résultats de vibrations avec deux différentes formes de courant d'alimentation sont illustrés à la figure 3.12 (b). Par rapport à l'alimentation avec courants en créneau, une réduction de 5 à 10 dB est observée lorsque l'alimentation avec courants sinusoïdaux est appliquée.



(a) banc d'essais



(b) résultats expérimentaux

Figure 3.12 Le prototype d'une MRV et les résultats expérimentaux de la vibration avec différentes méthodes d'alimentation.

3.1 Etude comparatives entre MRVC et MRVNC

3.1.4.5 Résultats numériques des MRV alimentées avec des courants sinusoïdaux

D'après la figure 3.7 (II), avec un angle de conduction de 180° , il y a toujours un intervalle (180° - 240° , par exemple) où il n'y a qu'une phase, dont le courant est non nul. Sachant que la MRVNC est non sensible à la saturation magnétique, nous pouvons donc augmenter encore l'angle de conduction afin qu'à n'importe quel moment, il y ait au moins deux phases alimentées simultanément. Nous décomposons les courants sur la figure 3.7 (II) en Série de Fourier et, nous prenons la valeur fondamentale. Nous pouvons donc considérer que les courants sont des courants sinusoïdaux avec un déphasage angulaire d'un tiers de la période électrique.

En se basant sur cette théorie, l'alimentation de la MRV avec des courants sinusoïdaux devient faisable [10]. Puisque une alimentation avec des courants sinusoïdaux en utilisant un onduleur classique avec trois bras est aussi demandée pour l'application VSV, nous allons donc dans la suite étudier cette sorte d'alimentation et montrer sa différence par rapport à l'alimentation des courants en créneaux. Ici, nous avons pris la MRVNC comme exemple et, les différentes formes de courant sont illustrées sur la figure 3.13. Il faut noter que les valeurs ici sont des valeurs normalisées (p.u). Dans les calculs numériques aussi bien que dans les calculs analytiques, nous avons pris la même densité du courant efficace afin de s'assurer que les pertes Joule de ces deux machines sont identiques.

Nous avons trouvé qu'à des densités de courant faibles, la MRVNC alimentée avec des courants en créneaux est plus performante. La MRVNC peut produire plus de couple et moins d'ondulation de couple. Par contre, Au fur et à mesure que le courant augmente, nous préférons utiliser les courants sinusoïdaux, et la MRVNC peut fournir plus de couple électromagnétique avec une ondulation plus faible.

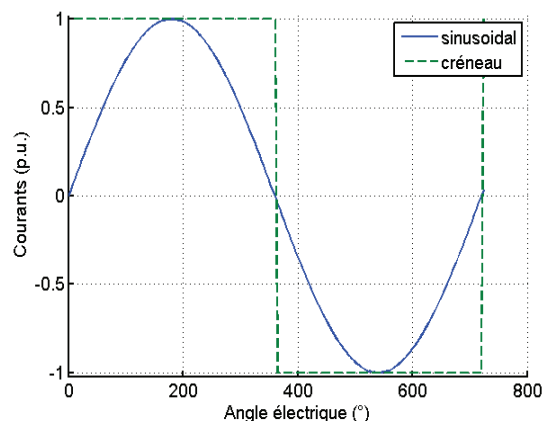
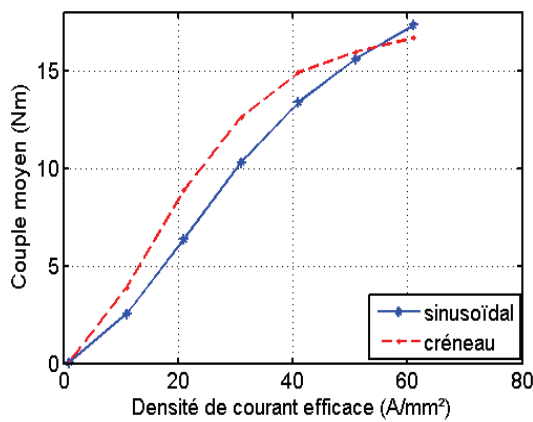
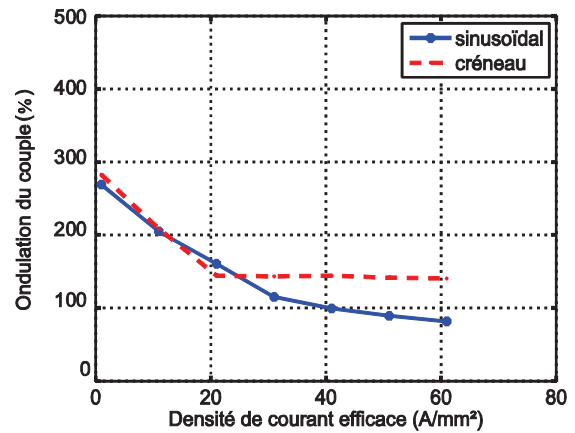


Figure 3.13 Allures du courant en créneau et du courant sinusoïdal pour la MRVNC



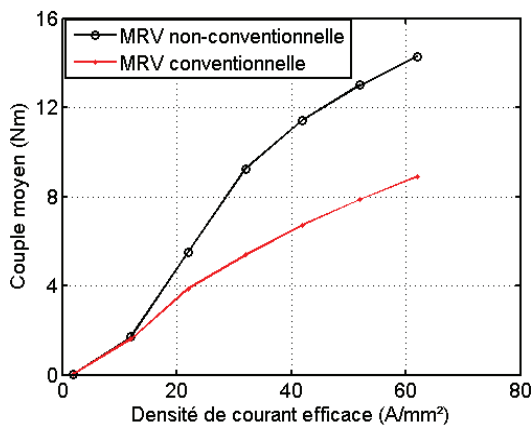
(a) couple moyen



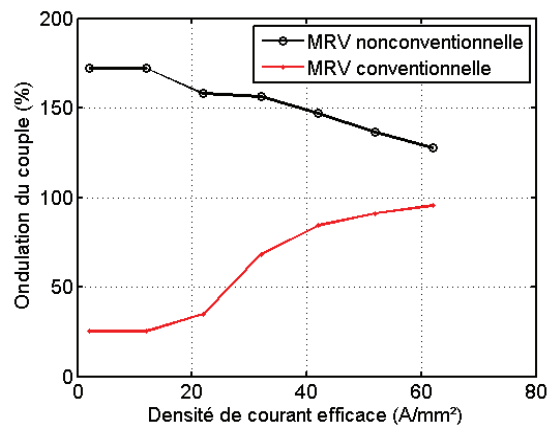
(b) ondulation de couple

Figure 3.14 Couple moyen et ondulation de couple en fonction de la densité du courant efficace pour la MRVNC alimentée avec différentes formes de courant (sinusoïdaux et créneaux).

En utilisant le circuit de contrôle classique sur la figure 3.6 (b), nous pouvons alimenter les deux machines avec des courants sinusoïdaux. Comme ce qui est étudié précédemment, nous allons ici comparer les couples moyens et les ondulations de couple en fonction de la densité du courant efficace de ces deux machines (figure 3.15). A des densités de courant faibles, les couples moyens produits par les deux machines sont quasiment identiques, tandis que l'ondulation de couple de la MRVNC est plus élevée que celle de la MRVC. Avec l'augmentation de la densité du courant efficace, un grand écart du couple moyen est observé entre les deux MRV tandis que les ondulations de couple sont similaires. Une conclusion peut être tirée qu'à haute densité de courant, quelque soit les allures de courant, la MRVNC peut toujours produire plus de couple moyen mais avec une ondulation de couple similaire à celle de la MRVC.



(a) couple moyen



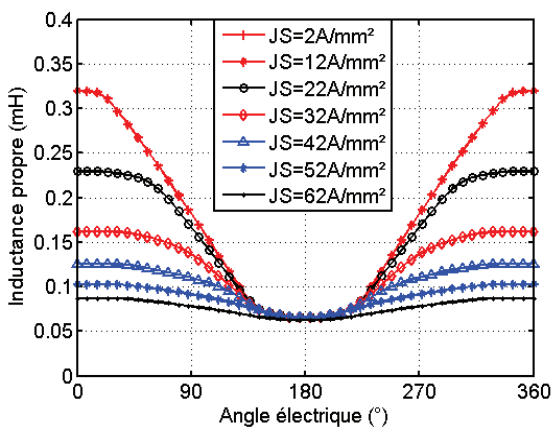
(b) ondulation de couple

Figure 3.15 Couple moyen et ondulation de couple en fonction de la densité efficace du courant.

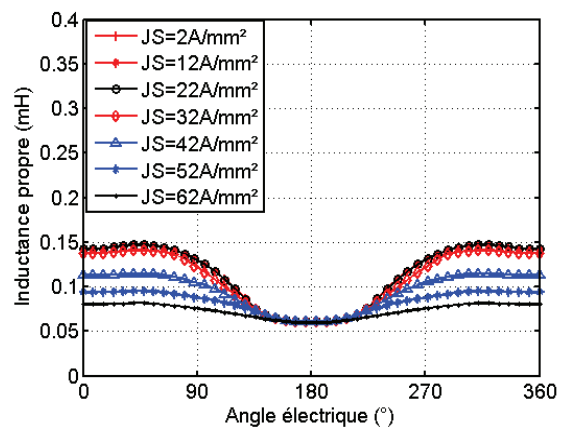
3.1 Etude comparatives entre MRVC et MRVNC

3.1.5 Pourquoi la MRVNC est performante aux courants élevés ?

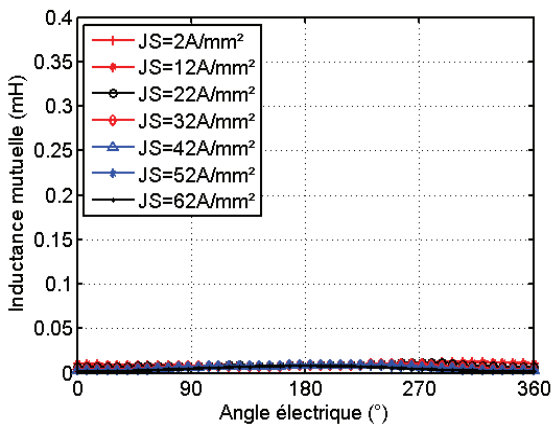
Pour expliquer pour la raison pour laquelle la MRVNC est plus performante à des densités de courant élevées, nous avons calculé les inductances propres et mutuelles en fonction de la position du rotor pour différentes densités de courant. Sachant que les notions d'inductances propres et mutuelles sont généralement définies pour un matériau linéaire, il faut donc faire attention à la façon de les calculer en cas de saturation de la machine. Par contre, pour l'étude que nous réalisons ici, et pour mieux expliquer le phénomène physique, nous sommes obligés de calculer les inductances autour d'une induction moyenne dans le cas non-linéaire.



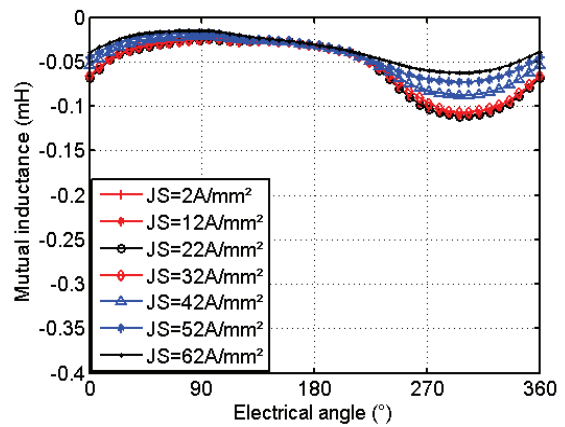
(a) L_A de la MRVC



(b) L_A de la MRVNC



(c) M_{BA} de la MRVC



(d) M_{BA} de la MRVNC

Figure 3.16 Inductances propres (L_A) et mutuelles (M_{BA}) d'une phase avec la phase A alimentée avec courant constant. Ceci est pour différentes densités de courant.

Les résultats numériques d'inductances propres et mutuelles instantanées en fonction de la densité de courants sont illustrés sur la figure 3.16. Vue la tendance décroissante des inductances propres et

mutuelles, nous pouvons aussi constater que, la MRVNC est beaucoup moins sensible à la saturation magnétique. Lorsque la densité de courant augmente jusqu'à $JS = 32 \text{ A/mm}^2$, la machine commence à saturer et les inductances diminuent. Par contre, pour la MRVC, la densité de courant de la saturation est inférieure à $JS = 12 \text{ A/mm}^2$. Ceci rend la MRVNC plus avantageuse pour des applications, dont un couple maximal élevé est nécessaire.

Bien évidemment, les densités de courant élevées génèrent des pertes Joule élevées et d'éventuels problèmes thermiques pour le système de refroidissement. La comparaison entre les deux MRV en termes d'évolution des températures sur un cycle de fonctionnement de l'application VSV sera détaillée un peu plus loin dans ce chapitre (voir la partie 3.3).

D'après l'eq. 3.6, avec le même courant, le couple dépend directement des variations des inductances (propres et mutuelles). Pour les courants en créneaux, au même moment où les courants sont constants, nous pouvons constater que plus les variations des inductances sont élevées, plus le couple produit est élevé.

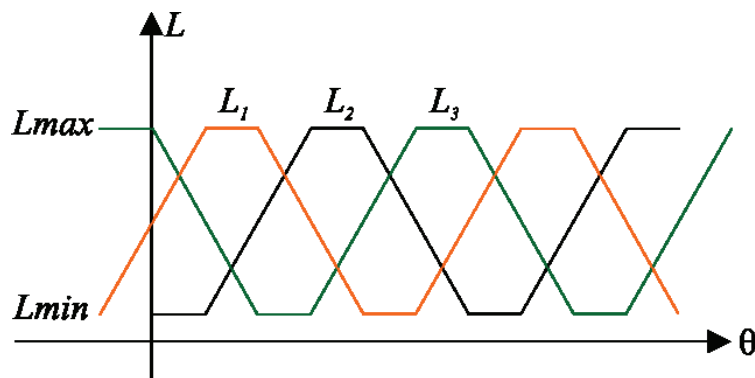


Figure 3.17 Les courbes idéalisées des inductances (propres et mutuelles) en fonction de la position du rotor.

Pour simplifier la description du principe, nous allons utiliser la courbe idéalisée de l'inductance en fonction de la position du rotor comme illustrée à la figure 3.17. Sachant que, les périodes mécaniques, des deux MRV 6/4 sont identiques et égales à $\pi/2$, les variations des inductances ($dL/d\theta$ et $dM/d\theta$) peuvent donc être remplacées par les amplitudes crête à crête (ΔL et ΔM) sur une période mécanique. Les valeurs crête à crête des inductances sur une période mécanique s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \Delta L = |L_{max} - L_{min}| \\ \Delta M_{ij} = |M_{ij_{max}} - M_{ij_{min}}| \quad i, j = A, B, C, \text{ avec } i \neq j \end{cases} \quad \text{Eq. 3.11}$$

où L_{max} et L_{min} , M_{max} et M_{min} sont respectivement les valeurs maximales et minimales des inductances propres et mutuelles, tandis que A, B, C sont les indices représentant les trois phases. En utilisant l'eq. 3.11, nous pouvons transformer les résultats à la figure 3.16 en des valeurs crête à crête des inductances

3.1 Etude comparatives entre MRVC et MRVNC

(ΔL et ΔM) sur une période mécanique, dont les résultats sont montrés à la figure 3.18.

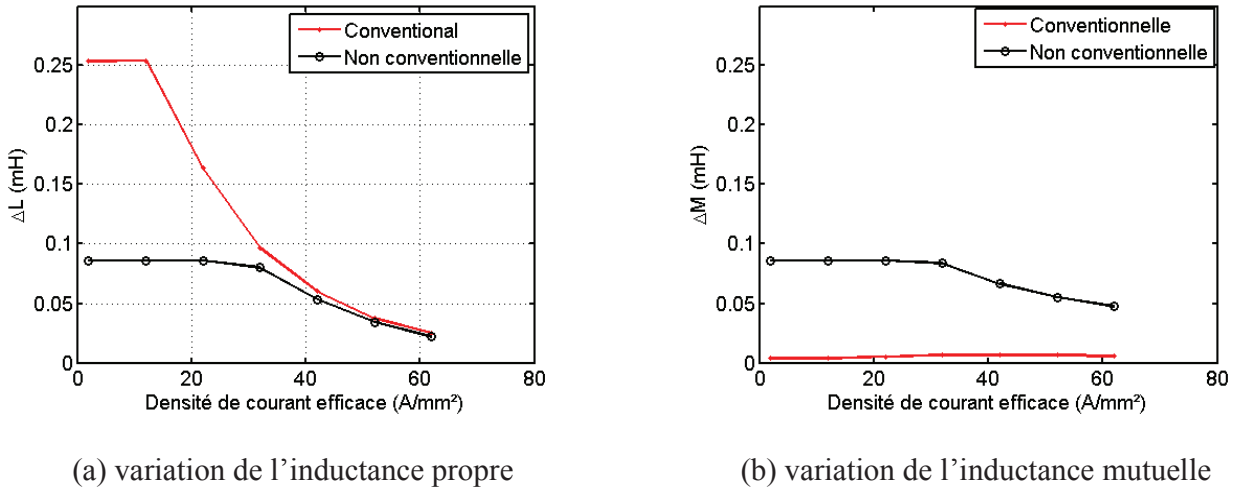


Figure 3.18 Variations des inductances propres et mutuelles en fonction de la densité de courant.

D'après la figure 3.18, nous avons remarqué que, pour la MRVNC, la densité de courant à saturation ($J_{Sat-non} = 32 A/mm^2$) est considérablement plus élevée que celle de la MRVC ($J_{Sat} = 32 A/mm^2$). Ceci rend la MRVNC beaucoup moins sensible à la saturation magnétique. La MRVNC peut donc fonctionner à des densités de courants beaucoup plus élevées. On a aussi trouvé que, à des densités de courant faibles, les sommes de la variation de l'inductance propre (ΔL) et de l'inductance mutuelle (ΔM) pour les deux machines sont similaires. Ainsi, théoriquement, les deux machines peuvent produire de même couple. Aux mêmes courants, plus les amplitudes crête à crête des inductances sont élevées, plus le couple produit est élevé (voir l'eq. 3.6). Par contre, à des densités de courant élevées, la somme de l'inductance propre et de l'inductance mutuelle de la MRVNC est plus élevée que celle de la MRVC. Par voie de conséquence, à des densités de courant élevées, le couple produit par la MRVNC est théoriquement plus élevé que celui de la MRVC.

3.1.6 Vérifications expérimentales

Afin de vérifier les résultats numériques calculés par la méthode des EF 2D, nous avons aussi mis en place un banc d'essais (figure 7.1, voir ANNEXE). Du fait que les études dans ce chapitre représentent une conception préliminaire pour l'application VSV, les prototypes des MRV mentionnées précédemment ne sont pas encore réalisés. Nous avons donc pris une machine qui est déjà fabriquée dans notre laboratoire, dont les paramètres utilisés pour les calculs numériques sont montrés dans le tableau 7.1.

3.1.6.1 Décomposition du couple : composantes dues aux inductances propres et mutuelles

Pour mesurer le couple dû uniquement à l'inductance propre, nous n'avons alimenté qu'une phase (la

phase A par exemple) avec un courant constant assez élevé pour que le couple dû aux pertes mécaniques soit négligeable devant celui produit par la MRV et le schéma montrant le détail pour mesurer le couple dû à l'inductance propre et celui dû à l'inductance mutuelle est illustré à la figure 3.19. Afin de s'assurer que le courant dans la phase A soit constant, nous avons ajouté une inductance de lissage. Ensuite, la MRV est entraînée par une machine à courant continu (MCC).

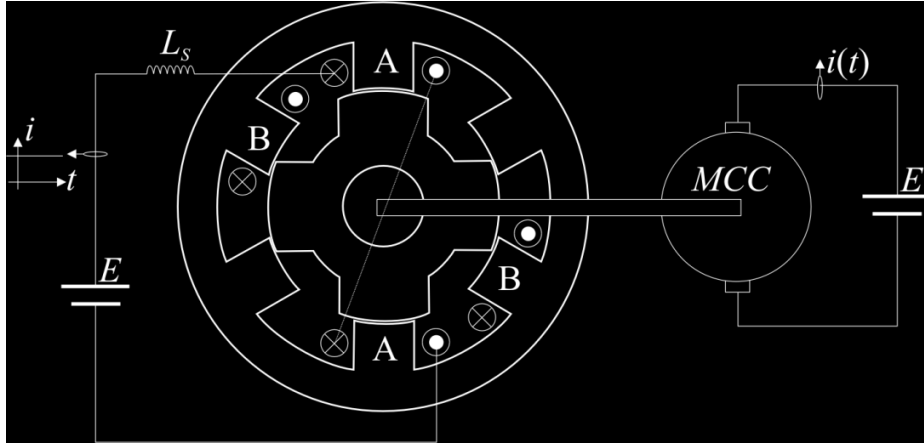


Figure 3.19 Schématisation pour mesurer le couple instantané dû à l'inductance propre et celui dû à l'inductance mutuelle.

En mesurant le courant (variable) dans la MCC par une sonde de courant, nous pouvons déduire le couple instantané dû à l'inductance propre de la MRV par

$$C_{propre} = K i_{MCC} \quad Eq. 3.12$$

i_{MCC} est le courant mesuré au niveau de la MCC et K peut être déduit par la FEM et la vitesse de la MCC. Il faut noter qu'ici, nous avons pris une forte hypothèse de considérer que le couple de moment d'inertie dû à la variation de vitesse est négligeable devant le couple produit par la MRV.

Pour le couple dû à l'inductance mutuelle, nous avons mesuré la tension dans la phase B (la phase B n'est pas alimentée). Nous savons que l'expression de la tension est

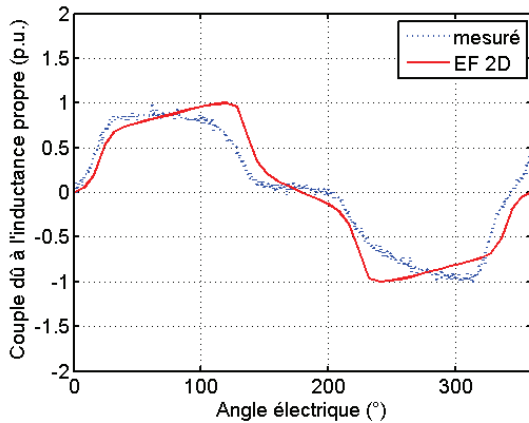
$$v_B = \Omega I_A \frac{dM_{AB}}{d\theta} \quad Eq. 3.13$$

Ceci nous permet de déduire la variation de l'inductance mutuelle ($dM_{AB}/d\theta$). Pour tous les courants I_A et I_B , nous avons $C_{mutuel} = I_A \cdot I_B \cdot dM_{AB}/d\theta$, nous pouvons donc obtenir le couple dû à l'inductance mutuelle. Cette méthode n'est certes pas la plus adéquate, mais, en l'absence de couplemètre, elle permet une première estimation du couple.

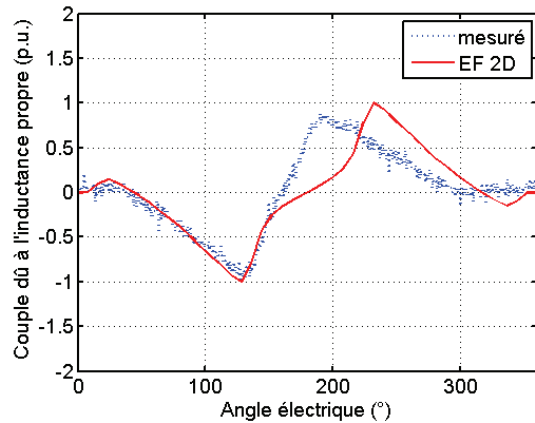
Pour calculer numériquement le couple dû à l'inductance propre, nous alimentons une phase avec un courant constant et nous faisons varier la position du rotor dans le modèle EF 2D, nous pouvons donc obtenir le couple instantané. Par contre, pour calculer le couple dû à l'inductance mutuelle, nous devons

3.1 Etude comparatives entre MRVC et MRVNC

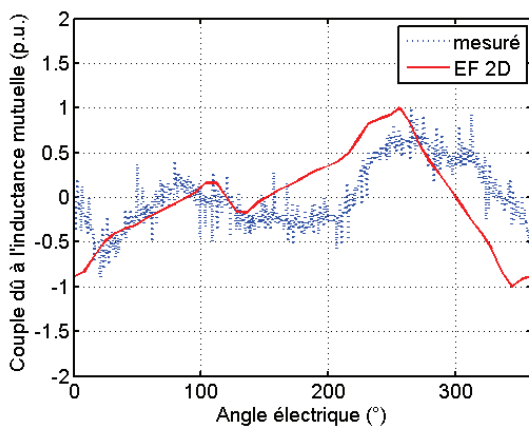
alimenter deux phases avec les mêmes courants constants, en soustrayant les couples dus aux inductances propres, nous pouvons obtenir le couple instantané dû à l'inductance mutuelle. Les résultats sont montrés sur la figure 3.20. Un accord relatif est observé entre les résultats numériques et ceux expérimentaux. Les couples dus aux autres phases ont les mêmes amplitudes que celui de la phase A mais avec un déphasage angulaire d'un tiers de la période électrique.



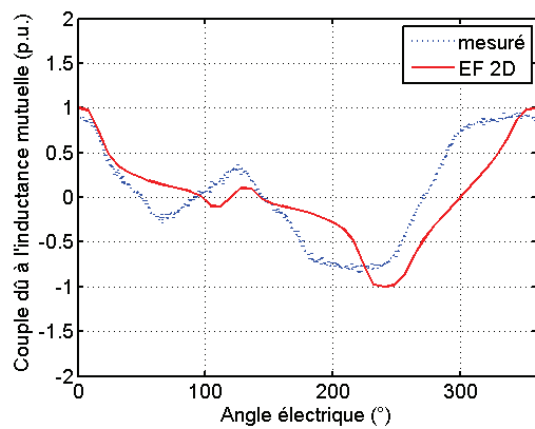
(a) couple dû à L_A de la MRVC



(b) couple dû à L_A de la MRVNC



(c) couple dû à M_{BA} de la MRV



(d) couple dû à M_{BA} de la MRVNC

conventionnelle

Figure 3.20 Couple dû à l'inductance propre et celui dû à l'inductance mutuelle obtenus par la méthode des EF 2D et par les essais expérimentaux.

3.1.6.2 Couples totaux des MRV alimentées avec des courants sinusoïdaux

Afin d'obtenir le couple moyen en fonction de la densité du courant efficace, la stratégie de la commande d'autopilotage est appliquée. Le banc d'essais est illustré à la figure 7.1 (voir ANNEXE) et le

schéma bloc de la commande est donné sur la figure 3.22, dans laquelle, la MRV est chargée par une MCC. i_{abc} sont les courants des trois phases de la MRV, leurs formes sont sinusoïdales. C_{MRV} et C_{MCC} sont respectivement les couples produits par la MRV et par la MCC tandis que $C_{méca}$ est le couple dû aux pertes mécaniques de la MRV et de la MCC.

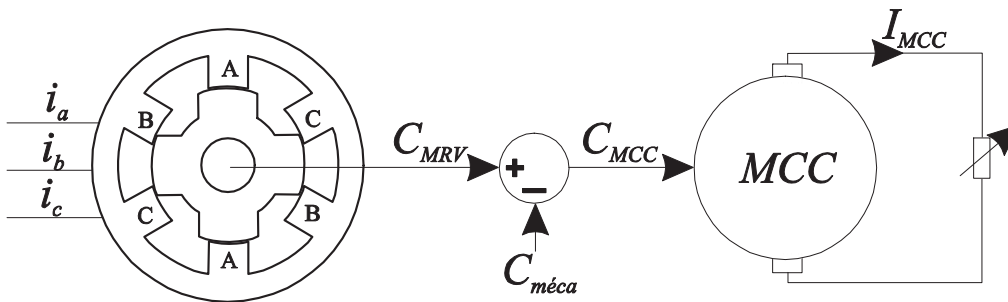


Figure 3.21 Schématisation montrant le détail pour mesurer le couple en fonction du courant efficace sans utiliser le couplemètre.

Pour mesurer $C_{méca}$, nous faisons tourner la MCC entraînant la MRV à vide et le couple produit par la MCC est $C_{méca}$. Enfin, si nous alimentons la MRV avec des courants sinusoïdaux, nous pouvons obtenir le couple C_{MRV} par

$$C_{MRV} = C_{méca} + C_{MCC} \quad \text{Eq. 3.14}$$

Les couples moyens en fonction de la densité du courant efficace pour la MRVC et la MRVNC sont obtenus et illustrés sur la figure 3.23. Un très bon accord est observé entre les résultats expérimentaux et ceux simulés. Finalement, nous pouvons confirmer qu'en variant la combinaison des bobinages, les performances électromagnétiques de la MRV peut être fortement améliorée. Durant le processus des essais, puisque nous devons alimenter la machine avec des densités de courant élevées, nous avons utilisé un ventilateur pour refroidir la machine à l'extérieur. De plus, lorsque les densités de courant sont élevées, les mesures sont faites rapidement (inférieur à 20 secondes) pour que la température ne dépasse pas la limite supportable des isolants des conducteurs dans les encoches.

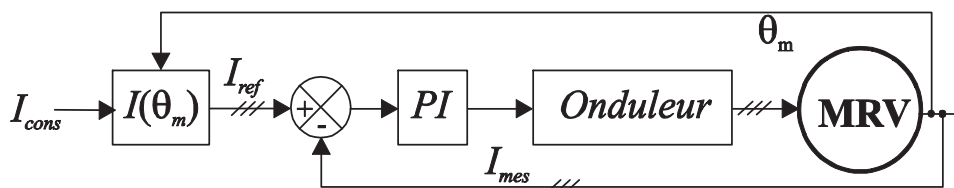


Figure 3.22 Schéma de contrôle des MRV en utilisant l'autopilotage, I_{ref} représente les trois courants de consigne, I_{mes} représente les trois courants de mesure.

3.1 Etude comparatives entre MRVC et MRVNC

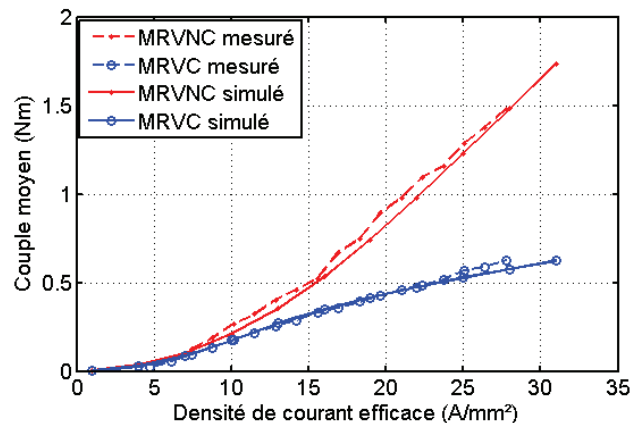


Figure 3.23 Couples moyens en fonction de la densité du courant efficace simulés et mesurés pour la MRVC et la MRVNC.

3.1.7 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté deux MRV, l'une est nommée MRV Conventiennelle (MRVC), l'autre est MRV non-conventiennelle (MRVNC). La différence principale entre les deux MRV est la distribution du courant dans les encoches statoriques. Pour la MRVC, la distribution du courant est non-périodique tandis que pour la MRVNC, la distribution du courant est périodique. Ce changement de distribution du courant amène des changements pour les études de la MRV. Généralement, pour la MRV avec une distribution conventionnelle du courant, les flux mutuels ou les inductances mutuelles sont souvent considérablement faibles et négligeables devant les flux propres ou les inductances propres. Par contre, pour la MRVNC, les inductances mutuelles ne sont plus négligeables parce que ses valeurs sont quasiment égales à la moitié de celles des inductances propres. De plus, si nous choisissons proprement le mode d'excitation des trois phases de la MRVNC, ces inductances mutuelles pourraient avoir une contribution très importante pour produire un couple moyen élevé. La MRVNC est beaucoup moins sensible à la saturation magnétique en raison de la distribution séparée des flux dans la machine. Grâce à cette caractéristique, la MRVNC pourrait être utilisée pour des applications dans lesquelles un fort couple de démarrage est demandé.

Deux circuits de contrôle différents sont utilisés pour alimenter les deux MRV. Les résultats numériques ont montré que si les machines sont alimentées avec des courants en créneaux, pour la MRVC, l'augmentation de l'angle de conduction pourrait augmenter le couple moyen à des densités de courant faibles. Par contre, au fur et à mesure que la densité de courant augmente, l'augmentation de l'angle de conduction peut aussi diminuer le couple moyen à cause de la saturation magnétique. Tandis que pour la MRVNC, l'augmentation de l'angle de conduction peut toujours augmenter le couple moyen aussi bien pour des densités de courant faibles que pour des densités de courant élevées. Pour les deux MRV, dont l'angle de conduction est de 180° , la MRVC est performante à de faibles densités de courant. Tandis qu'à des densités de courant élevées, la MRVNC peut produire plus de couple moyen et avec une ondulation de couple plus faible.

Les MRV alimentées avec des courants sinusoïdaux ont été également étudiées. Sur toute la plage de la densité de courant, la MRVNC peut quasiment toujours produire plus de couple moyen que la MRVC. Par contre, il y a un grand écart de l'ondulation de couple entre les deux MRV. Les essais expérimentaux sont aussi menés afin de valider les calculs numériques et un très bon accord est observé entre les résultats.

3.2 Minimiser l'ondulation de couple d'une MRVNC

3.2 Minimisation de l'ondulation de couple en modifiant la géométrie rotorique d'une MRVNC

Comme mentionné précédemment, les machines à réluctance variable ont attiré l'attention pour des applications critiques en raison de leur haute densité de couple, leur simplicité, leur robustesse et leur faible coût de fabrication [65,66,67]. Sans aimants permanents, ni bobinages au rotor, les MRV peuvent travailler dans des environnements extrêmes: haute température, haute pression, grande vitesse [1,68], etc.

Ces qualités font des MRV des candidates potentielles pour les applications telles que véhicule hybrides et aérospatiales. Pourtant, les structures à double saillance, les vibrations et le niveau du bruit acoustique des MRV sont plus élevés que les machines à aimants permanents et les machines à induction. Pour réduire l'émission de bruit acoustique et améliorer les performances électromagnétiques des MRV, beaucoup de solutions ont été étudiées, l'optimisation de la structure du moteur [69,70,71], l'optimisation de la stratégie de commande [72,73,74], etc.

Les études précédentes ont montré que la MRVNC peut améliorer les performances électromagnétiques au niveau du couple moyen. Par contre, elle a aussi amené un nouveau problème, l'augmentation de l'ondulation de couple. Ceci peut être problématique, car le niveau de vibration mécanique à faibles vitesses ainsi que le niveau de bruit acoustique peuvent augmenter. Cette augmentation de l'ondulation de couple pourrait limiter l'utilisation de la MRVNC dans des applications industrielles. Afin de minimiser cette ondulation de couple en maintenant le niveau du couple moyen, nous pouvons optimiser la stratégie de commande comme mentionné précédemment. Nous pouvons également faire varier la structure de la machine pour atteindre cet objectif. Dans cette partie, nous proposons une modification de la forme des dents rotoriques de manière à minimiser l'ondulation de couple. Avant de détailler cette méthode, nous allons tout d'abord étudier pour quelle raison la MRVNC va augmenter le niveau de l'ondulation de couple.

3.2.1 Sources de forte ondulation de couple d'une MRVNC

Nous rappelons que la distribution des courants dans les encoches statoriques et la distribution des lignes de flux de la MRVNC sont illustrées sur la figure 3.1 (b) et (d). Les inductances mutuelles entre phases dues à la distribution de courant existent. Afin de profiter de ces inductances mutuelles de manière à maximiser le couple moyen, nous avons élargi la largeur des dents rotoriques. Par conséquent, il y a assez de matériau ferromagnétique pour faire traverser les flux mutuels entre phases. Par contre, avec un large pôle rotorique, le chevauchement entre le pôle rotorique et celui du stator est aussi large. Ainsi, sur une large plage de la position du rotor, les inductances propres et mutuelles restent constantes.

Les inductances propres et mutuelles en fonction de la position du rotor sont montrées sur la figure 3.24. Pour simplifier, nous avons pris seulement les inductances mutuelles M_{ab} , M_{ac} et M_{bc} pour la démonstration car les autres inductances mutuelles sont identiques à ces trois inductances mutuelles pour la MRVNC. Nous avons remarqué que, de 0° à 30° (la période mécanique de la MRVNC $6/4$ est 90°), l'inductance propre (L_b) de la phase B et l'inductance mutuelle (M_{ac}) entre la phase A et la phase C sont

quasiment constantes, tandis que de 30° à 60° et de 60° à 90° , l'inductance propre L_a et l'inductance mutuelle M_{bc} ainsi que l'inductance propre L_c et l'inductance mutuelle M_{ab} sont respectivement constantes. Or le couple instantané peut être obtenu par l'expression eq. 3.6, dont les valeurs dépendent directement des ratios de la variation de l'inductance propre ainsi que de l'inductance mutuelle au même courant d'alimentation. En conséquence, sur les intervalles de la position mécanique du rotor mentionnés précédemment (de 0° à 30° , de 30° à 60° et de 60° à 90°), les dérivées des inductances propres et mutuelles par rapport à la position du rotor pourraient être considérablement faibles, peut être nulles à certaines positions même si les valeurs des inductances propres et mutuelles (L_a , M_{bc} et M_{cb} , par exemple) sont maximales.

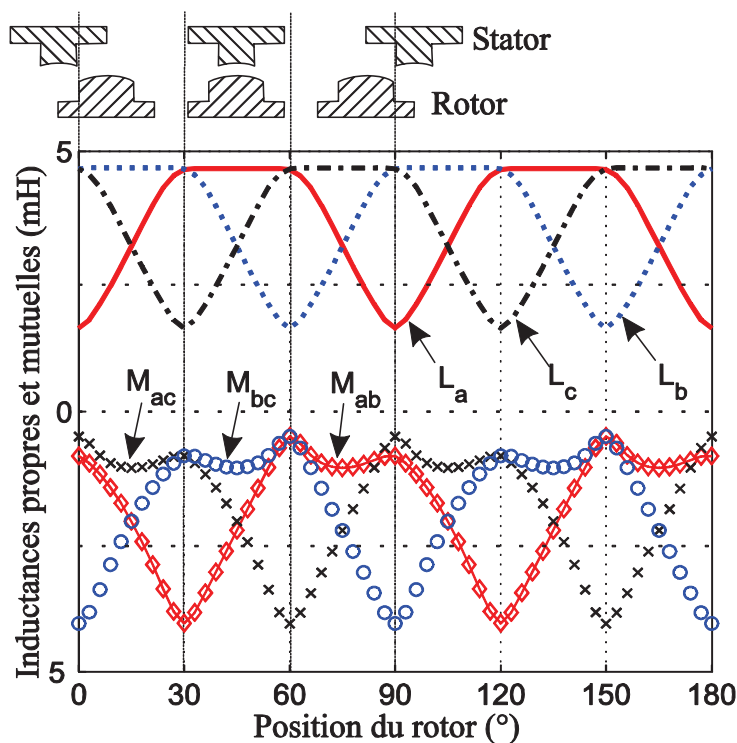


Figure 3.24 Inductances propres et mutuelles en fonction de la position du rotor pour différentes phases (phases A, B et C) alimentées avec une densité de courant constante, dont la valeur est $J_s = 5A/mm^2$.

Les dérivées des inductances propres et mutuelles par rapport à la position du rotor sont illustrées sur la figure 3.25. Nous avons remarqué que les amplitudes des dérivées des inductances propres [figure 3.25 (a)] sont similaires à celles des inductances mutuelles [figure 3.25 (b)]. Ainsi, à la même densité de courant et connaissant l'expression générale du couple (voir l'eq. 3.6), les couples dus aux inductances mutuelles sont théoriquement deux fois plus élevées que ceux dus aux inductances propres, c'est la raison pour laquelle la MRVNC peut produire plus de couple moyen même avec des inductances propres plus faibles par rapport à la MRVC. Par contre, si nous voulons mieux profiter des inductances mutuelles, nous devons nous assurer qu'à n'importe quel moment, il y a au moins deux phases alimentées. Sinon, les couples produits par les inductances mutuelles seront nuls.

3.2 Minimiser l'ondulation de couple d'une MRVNC

D'après la figure 3.25, il est clair qu'à des positions du rotor telles que 0° , 30° , 60° et 90° , les dérivées des inductances propres et mutuelles diminuent simultanément vers zéro. En conséquence, aux régions adjacentes des positions en question, il y aura une très forte chute du couple instantané total de la MRVNC. Ceci a expliqué aussi l'ondulation de couple plus élevée de la MRVNC.

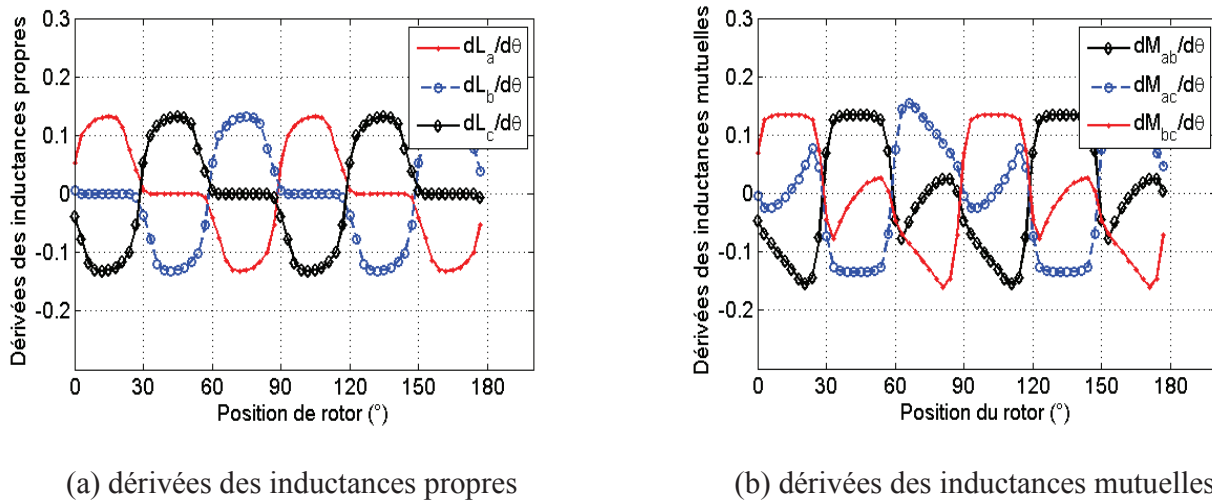


Figure 3.25 Dérivées des inductances par rapport à la position du rotor de la MRVNC à la densité de courant $J_S = 5A/mm^2$.

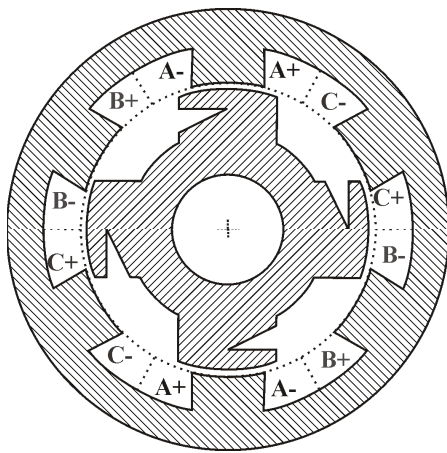
Comme une faible ondulation de couple est demandée pour l'application VSV, la minimisation de l'ondulation de couple devient donc nécessaire. Heureusement, il existe plusieurs méthodes afin de minimiser l'ondulation de couple : la méthode électrique, modifier proprement l'onde de courant est souvent utilisé [75,76] ; la méthode mécanique, le changement de la structure du stator et/ou du rotor peut être appliqué [77]. Dans cette partie, nous allons proposer une méthode en modifiant la structure du rotor afin de minimiser l'ondulation de couple en maintenant le niveau du couple moyen constant. Les détails de cette méthode seront décrits dans les parties suivantes.

3.2.2 Méthode de la réduction de l'ondulation de couple

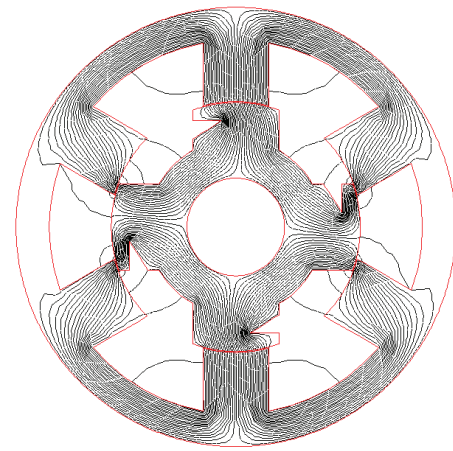
Comme discuté dans les parties précédentes, nous savons que même si la MRVNC peut produire plus de couple moyen que la MRVC, mais la forte chute du couple instantané à certaines positions du rotor cause une forte augmentation de l'ondulation de couple. Cette forte ondulation de couple empêche l'utilisation de la MRVNC dans certaines applications industrielles. Sachant que cette forte ondulation de couple est causée principalement par le fait que toutes les dérivées des inductances propres et mutuelles chutent simultanément vers zéro à certaines positions du rotor. L'idée est de séparer les zones où toutes les dérivées des inductances par rapport à la position du rotor égales à zéro ($dL/d\theta = 0$ et $dM/d\theta = 0$) afin qu'elles puissent être réparties à différentes positions du rotor. Ainsi, avec les courants sinusoïdaux, nous pouvons garder les couples instantanés maximaux en augmentant les couples instantanés minimaux et

l'ondulation de couple peut être finalement diminuée.

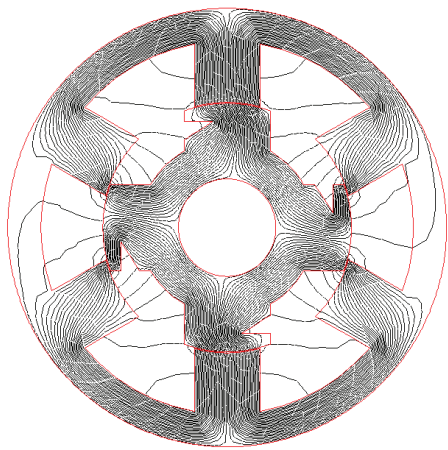
Pour séparer les dérivées nulles des inductances propres et mutuelles, nous avons pensé à entailler une partie des dents rotoriques afin de déformer la distribution des lignes de flux. La vue en coupe de la machine est illustrée sur la figure 3.26. Pour simplifier, la partie entaillée est nommée “*Zone Entaillée*” (ZE), dont la forme est triangulaire. Bien évidemment, il y a d'autres formes qui pourraient être adoptées, les lecteurs peuvent consulter la référence [78]. Si nous voulons éviter la turbulence causant les pertes mécaniques ainsi que les vibrations additionnelles à hautes vitesses, nous pouvons aussi remplir cette zone entaillée par des matériaux amagnétiques.



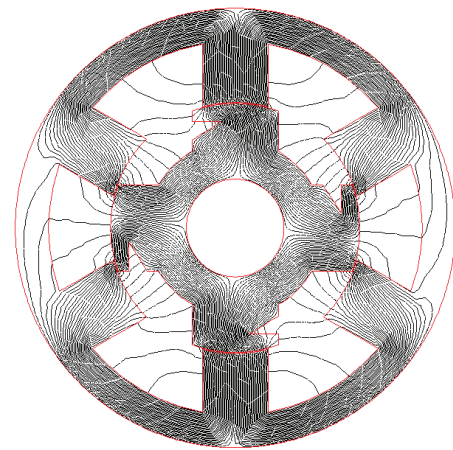
(a) vue en coupe de la machine



(b) distribution des lignes de flux pour la densité de courant $J_S = 5A/mm^2$



(c) distribution des lignes de flux pour la densité de courant $J_S = 20A/mm^2$



(d) distribution des lignes de flux pour la densité de courant $J_S = 40A/mm^2$

Figure 3.26 Nouvelle structure de la MRVNC avec la modification du rotor et les distributions des lignes de flux pour différentes densités de courant.

3.2 Minimiser l'ondulation de couple d'une MRVNC

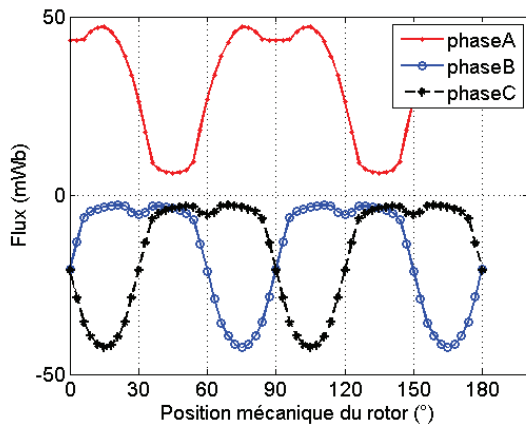
L'apparence de ces zones entaillées dans les dents rotoriques pourraient aussi amener des problèmes mécaniques ; la robustesse mécanique peut être dégradée. L'influence de l'apparence de cette zone entaillée sur la robustesse mécanique sera étudiée dans la suite de ce mémoire, l'objectif est de s'assurer que la machine peut atteindre la vitesse prévue sans avoir des problèmes mécaniques.

Sur la figure 3.26 (b), à la position de conjonction, lorsque la phase A alimentée avec une densité de courant constante ($J_S = 5A/mm^2$), les lignes de flux ne traversent quasiment pas la zone entaillée. Par contre, sur les figure 3.26 (c) et (d), la densité de courant augmente et il y a de plus en plus de flux traversent la zone entaillée. C'est principalement dû à la caractéristique non-sensible à la saturation magnétique. Car, à des densités de courant faibles ($J_S = 5A/mm^2$), la machine n'est pas encore saturée et l'air dans la zone entaillée a une influence faible sur la distribution des lignes de flux. Par contre, au fur et à mesure que la densité de courant augmente ($J_S = 40A/mm^2$), la MRVNC devient saturée et la perméabilité relative du fer commence à diminuer. Par conséquent, la réluctance magnétique du fer augmente et les lignes de flux sont forcées de traverser les zones entaillées [figure 3.26 (c) et (d)]. Finalement, les trajectoires des lignes de flux sont modifiées comme prévu. Afin d'analyser l'influence de cette modification de trajectoire sur la séparation des zones mortes des dérivées des inductances, nous allons dans la suite étudier les inductances propres et mutuelles ainsi que leurs dérivées par rapport à la position du rotor après la modification de la géométrie du rotor.

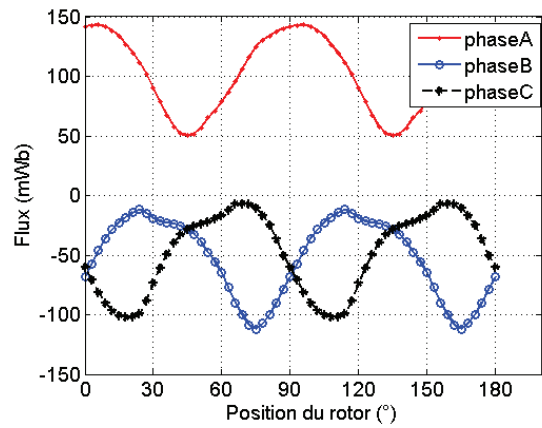
3.2.3 Flux propres et mutuels de la MRV modifiée

Nous considérons que la machine tourne dans le sens trigonométrique et seulement la phase A est alimentée avec un courant constant. Les flux propres et mutuels en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs de la densité de courant sont montrés sur la figure 3.27, dont l'analyse harmonique est réalisée pour le flux propre de la phase A. Nous pouvons remarquer qu'à des densités de courant élevées ($J_S = 40A/mm^2$), les formes d'onde des flux propres ainsi que celles des flux mutuels sont plus sinusoïdales que celles à des densités de courant faibles ($J_S = 5A/mm^2$). D'après l'analyse harmonique du flux propre de la phase A, nous avons trouvé qu'à des densités de courant élevées, l'onde du flux de la phase A possède moins d'harmoniques d'ordres élevés. Ceci rend finalement les formes d'onde des flux plus sinusoïdales.

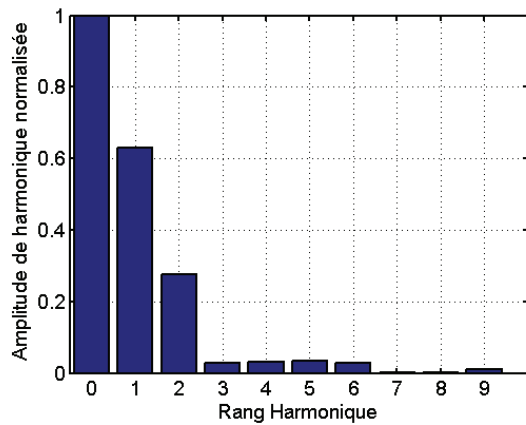
En comparaison avec les résultats montrés sur la figure 3.24, nous avons remarqué qu'à des densités de courants faibles, le flux de la phase A de la MRVNC avec des zones entaillées a des intervalles similaires, sur lesquelles, certains flux propres et mutuels sont constants. Comme ce qui est discuté précédemment, les dérivées des inductances sur ces positions en question seront nulles. Par conséquent, ceci ne va pas minimiser l'ondulation de couple. Par contre, à des densités de courant élevées [figure 3.27 (b)], les intervalles sur lesquelles les flux sont constants disparaissent. Par voie de conséquence, il n'y a pas d'intervalles larges sur lesquelles les dérivées des inductances sont nulles. Ceci est donc très intéressant pour minimiser l'ondulation de couple. Idéalement, nous pouvons dans certains cas, augmenter aussi le couple moyen [$C_{av} = 1/2 \cdot (C_{max} + C_{min})$], car nous avons maintenu le couple maximal (C_{max}) inchangé en augmentant le couple minimal (C_{min}).



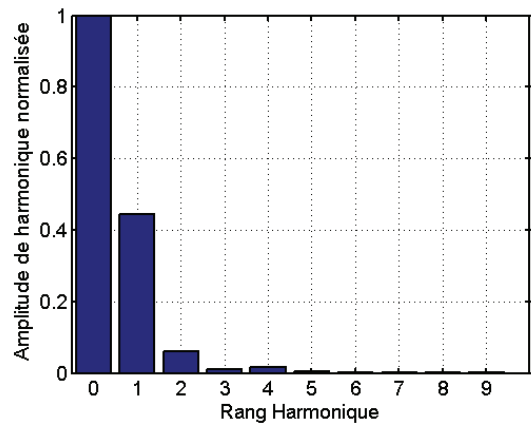
(a) flux pour la densité de courant $J_S = 5A/mm^2$



(b) flux pour la densité de courant $J_S = 40A/mm^2$



(c) analyses harmoniques pour $J_S = 5A/mm^2$



(d) analyses harmoniques pour $J_S = 40A/mm^2$

Figure 3.27 Flux des trois phases en fonction de la position du rotor et leurs analyses harmoniques de la MRVNC avec zones entaillées en alimentant la phase A avec de différents courants constants.

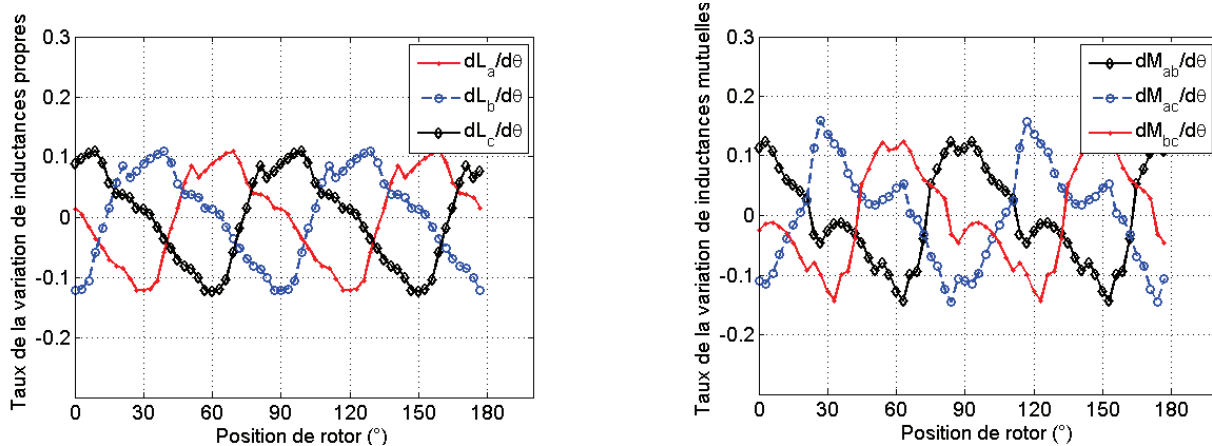
3.2.4 Dérivées des inductances propres et mutuelles

Afin d'étudier les influences des zones entaillées sur les dérivées des inductances propres et mutuelles par rapport à la position du rotor, nous avons alimenté chaque phase indépendamment avec un courant constant. Comme mentionné précédemment que, à des densités de courant faibles, les ondes des flux propres et mutuels sont similaires à celles de la MRVNC sans zones entaillées. Ainsi, les dérivés des inductances propres et mutuelles par rapport à la position du rotor seront-elles aussi similaires à celles de la MRVNC sans zones entaillées. Pour simplifier, seules les dérivées des inductances propres et mutuelles par rapport à la position du rotor à la densité de courant $J_S = 40 A/mm^2$ ont été étudiées.

Les résultats numériques obtenus par les calculs EF 2D sont montrés sur la figure 3.28, nous pouvons

3.2 Minimiser l'ondulation de couple d'une MRVNC

aussi remarquer que les formes d'onde des dérivées des inductances sont plus sinusoïdales que celles de la MRVNC sans zones entaillées (figure 3.25). De plus, sur n'importe quel intervalle, les dérivées des inductances des trois phases ne sont jamais simultanément nulles. Ainsi, les zones mortes des dérivées des inductances propres et mutuelles sont séparées et, les chutes du couple instantané sur certaines positions pourraient être moins fortes que la MRVNC sans zones entaillées. De plus, nous avons aussi remarqué que les amplitudes des dérivées des inductances propres et mutuelles de la MRVNC avec zones entaillées aussi bien que sans zones entaillées sont similaires. Nous pouvons constater qu'aux mêmes densités de courant, les couples instantanés maximaux produits par les deux machines peuvent eux aussi être similaires. Nous pouvons donc conclure qu'avec des couples maximaux similaires et des couples minimaux plus élevés, la MRVNC avec zones entaillées aurait une ondulation de couple plus faible que celle sans zones entaillées. Afin de vérifier ceci, les couples moyens et les ondulations du couple sont calculés pour différentes dimensions de la zone entaillée.



(a) dérivées des inductances propres

(b) dérivées des inductances mutuelles

Figure 3.28 Dérivées des inductances propres et mutuelles par rapport à la position du rotor de la MRVNC avec zones entaillées, dont la phase A est alimentée avec des courants constants (40 A/mm²).

3.2.5 Étude paramétrique de la zone entaillée

Dans cette partie, seules les dimensions de la zone entaillée sont choisies comme des variables, tous les autres paramètres comme les dimensions du stator sont identiques dans les MRVNC avec ou sans zones entaillées. Puisque les quatre dents rotoriques sont symétriques, nous pouvons donc n'utiliser qu'une dent afin de simplifier la démonstration.

La vue en coupe de la dent avec zone entaillée est montrée sur la figure 3.29 et les paramètres de la machine avec zones entaillées sont donnés dans le tableau 3.1. Les paramètres variables sont respectivement la profondeur de la zone entaillée (L_{air}), la largeur de l'ouverture de la zone entaillée ($L_{ouverture}$) et la distance entre la zone entaillée et la surface de dent rotorique (L_{fer}) comme montré sur la figure 3.29. L_{air} peut varier de 1,8 mm à 15,8 mm avec un pas de variation de 2 mm ; $L_{ouverture}$ peut varier

de 0,25 mm à 5,25 mm avec un pas de variation de 1 mm et L_{fer} peut varier de 0,1mm à 4,9 mm avec un pas de variation de 0,8 mm. Bien évidemment, si nous voulons optimiser la machine, il nous faut utiliser des algorithmes avancés. Comme ceci n'est pas l'objectif principal dans ce chapitre, nous n'allons pas détailler ce point.

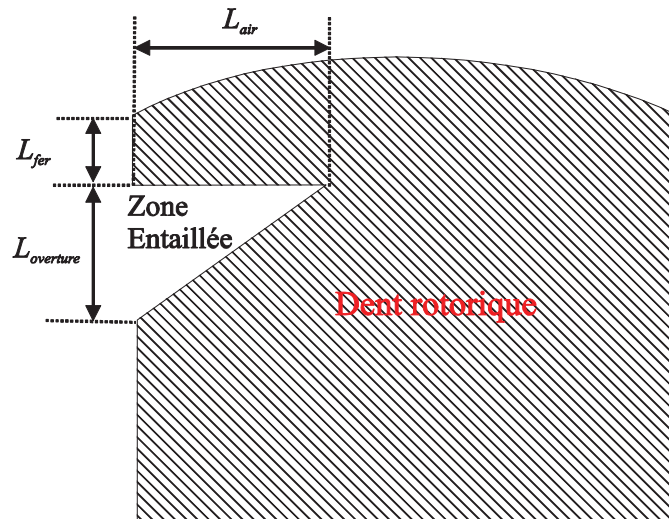


Figure 3.29 Vue en coupe et dimensions à étudier de la zone entaillée de la MRVNC

Tableau 3.1 Paramètres de la MRVNC avec zone entaillée

Nombre de phases	3
Nombre de pôles statoriques	6
Nombre de pôles rotoriques	4
Nombre de spires d'une phase	80
Longueur active (mm)	60
Diamètre externe du stator (mm)	90
Diamètre externe du rotor (mm)	51
Diamètre de l'arbre (mm)	20
Epaisseur de l'entrefer (mm)	0,2
Largeur de dent rotorique (mm)	17,6
Hauteur de dent rotorique (mm)	8,2

3.2 Minimiser l'ondulation de couple d'une MRVNC

3.2.5.1 Influence de la profondeur de la zone entaillée (L_{air})

Dans cette partie, en tant que première étape, les choix des paramètres L_{fer} et $L_{ouverture}$ pourraient être aléatoires. Pour simplifier, une valeur initiale 3,75 mm est choisie pour les deux paramètres. Les trois phases de la machine sont alimentées avec des courants sinusoïdaux [64]. Les résultats numériques du couple moyen et de l'ondulation de couple en fonction de la densité du courant efficace pour différentes L_{air} sont montrés sur la figure 3.30. Nous avons remarqué que lorsque $L_{air} = 15,8$ mm, la trajectoire de flux est limitée dans une section très étroite dans les dents rotoriques. Ainsi, même à des densités de courant très faibles, il n'y a pas assez de matériaux ferromagnétiques dans les dents rotoriques. Donc, la chute du couple moyen et l'augmentation de l'ondulation de couple sont considérablement grandes. En revanche, lorsque $L_{air} = 1,8$ mm, il n'y a quasiment pas de différence entre les MRVNC avec ou sans zone entaillée sur le couple moyen et sur l'ondulation de couple. Comme discuté précédemment, l'ondulation de couple devient plus élevée tandis que le couple moyen change légèrement. Après la comparaison entre les résultats sur la figure 3.30, nous avons finalement choisi $L_{air} = 5,8$ mm pour les calculs dans les étapes suivantes.

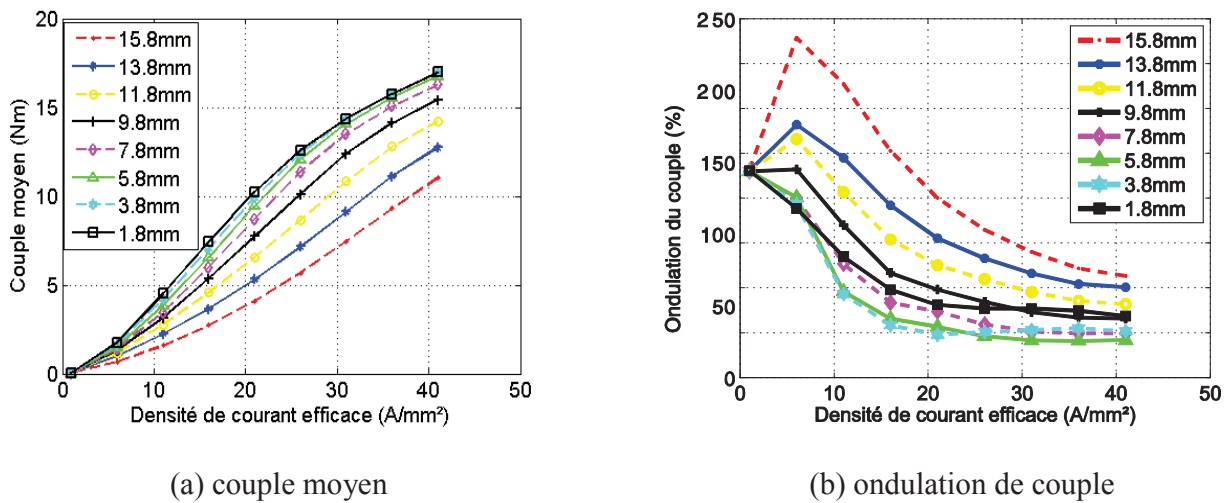


Figure 3.30 Couple moyen et ondulation de couple en fonction de la densité du courant efficace de la MRVNC avec des zones entaillées, dont L_{air} est variable.

3.2.5.2 Influence de la largeur de l'ouverture de la zone entaillée ($L_{ouverture}$)

Dans cette partie, la seule variable est $L_{ouverture}$, L_{air} et L_{fer} sont constantes et égales respectivement à 5,8 mm et à 3,75 mm. Les résultats numériques de couple moyen et d'ondulation du couple en fonction de la densité du courant efficace sont montrés sur la figure 3.31. Après la comparaison, sur toute la plage de $L_{ouverture}$, le couple moyen change très légèrement tandis que l'influence de $L_{ouverture}$ est plutôt concentrée

sur l'ondulation de couple. Avec le compromis entre un couple moyen plus élevé et une ondulation de couple plus faible, $L_{ouverture} = 3,25$ mm est finalement choisie pour les calculs dans les parties suivantes.

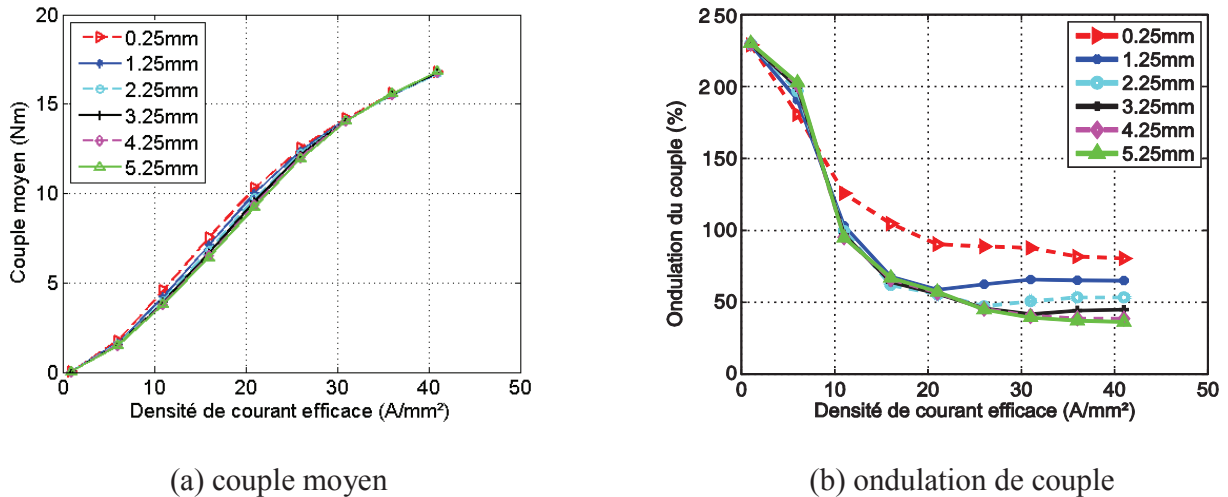


Figure 3.31 Couple moyen et ondulation de couple en fonction de la densité du courant efficace de la MRVNC avec des zones entaillées, dont $L_{ouverture}$ est variable.

3.2.5.3 Influence de la distance entre la zone entaillée et la surface de dent rotorique (L_{fer})

Dans cette étape, L_{air} et $L_{ouverture}$ sont égales respectivement à 5,8 mm et à 3,25 mm et la seule variable devient L_{fer} . Comme dans les parties précédentes, nous avons aussi effectué des calculs numériques, dont les résultats du couple moyen et de l'ondulation de couple en fonction de la densité du courant efficace sont illustrés sur la figure 3.32. Nous avons remarqué que l'influence de L_{fer} sur le couple moyen est très modeste comme celle de $L_{ouverture}$. Par contre, son influence sur l'ondulation de couple est significative, par exemple, à la densité du courant efficace $J_S = 40A/mm^2$, l'ondulation de couple à $L_{fer} = 0,1$ mm (95%) est quasiment 4 fois plus élevée que celle à $L_{fer} = 4,1$ mm où l'ondulation de couple est minimale. Ainsi, après trois étapes de calcul, nous avons fixé finalement les dimensions de la zone entaillée comme $L_{air} = 5,8$ mm, $L_{ouverture} = 3,25$ mm et $L_{iron} = 4,1$ mm pour les études suivantes.

3.2 Minimiser l'ondulation de couple d'une MRVNC

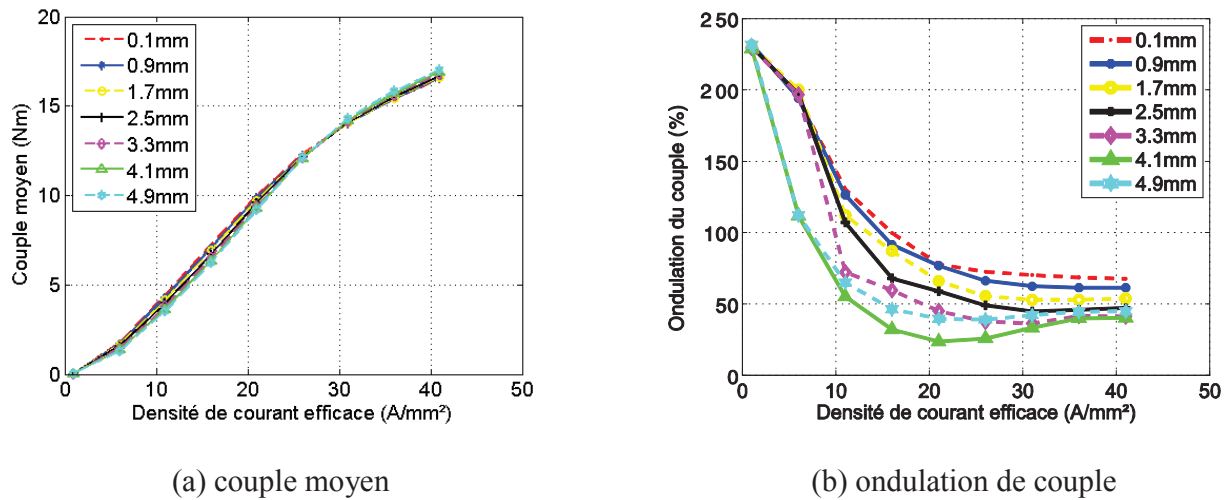


Figure 3.32 Couple moyen et ondulation de couple en fonction de la densité du courant efficace de la MRVNC avec des zones entaillées, dont L_{fer} est variable.

3.2.5.4 Comparaison entre les MRVNC avec et sans zones entaillées

Afin d'assurer que toutes les comparaisons entre la MRVNC avec zones entaillées et celle sans zones entaillées soit raisonnables, toutes les dimensions des ces deux machines sont choisies identiques comme indiquées dans le tableau 3.1. De plus, il faut noter que les deux machines sont alimentée avec des courants sinusoïdaux et la densité du courant efficace varie de 1 A/mm² à 41 A/mm². Les résultats numériques du couple moyen et de l'ondulation de couple en fonction de la densité du courant efficace de ces deux machines sont montrés sur la figure 3.33. Nous avons remarqué que les zones entaillées ont des influences très modestes sur le couple moyen. A faibles densités du courant efficace ($J_{eff} \leq 25$ A/mm²), le couple moyen de la MRVNC sans zone entaillée est légèrement plus élevé que celui de la MRVNC avec zones entaillées. Tandis qu'à haute densité du courant efficace, le couple moyen de la MRVNC avec zones entaillées devient légèrement plus élevé. Mais les différences du couple moyen entre les deux machines sont pratiquement négligeables. Par contre, l'influence des zones entaillées sur l'ondulation de couple est significative. Aussi bien à faible densité du courant efficace qu'à haute densité du courant efficace, l'ondulation de couple de la MRVNC sans zones entaillées est toujours plus élevée que celle de la MRVNC avec zones entaillées. Surtout lorsque les densités de courant se trouvent sur la plage entre 10 A/mm² et 25 A/mm², l'ondulation de couple de la MRVNC avec zones entaillées est quasiment 5 fois plus faible que celle de la MRVNC sans zones entaillées. Avec un couple similaire et une ondulation de couple beaucoup plus faible, la MRVNC avec zones entaillées sera très intéressante pour les applications pour lesquelles un fort couple moyen et une faible ondulation de couple sont demandés.

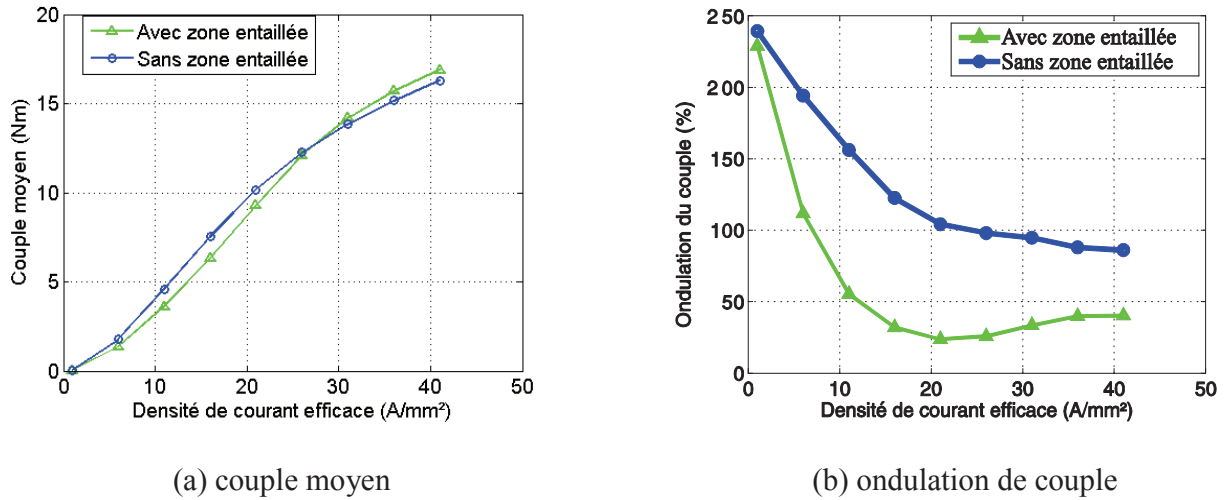


Figure 3.33 Comparaison entre les MRV avec et sans zones entaillées en termes du couple moyen et de l'ondulation de couple.

3.2.6 Caractéristique mécanique d'une MRVNC avec zones entaillées

Comme discuté dans les parties précédentes, à cause de la force centrifuge élevée s'exerçant sur le rotor [5], les zones entaillées dans les dents rotoriques pourraient poser des problèmes mécaniques lorsque la vitesse de la machine est élevée : déflexion du pôle rotorique vers l'entrefer, déformation irréversible ou la rupture de dent rotorique, etc. Afin de prédire le niveau de déflexion et de calculer la vitesse maximale admissible du rotor, des calculs analytiques sont réalisés et validés par la méthode des EF 2D.

Comme montré sur la figure 3.29, la structure irrégulière du rotor rend les calculs analytiques précis très complexes et un rotor équivalent simplifié nous paraît nécessaire (figure 3.34). Pour le rotor équivalent, qui va subir la force mécanique centrifuge. Les dimensions des zones entaillées sont identiques à celles sur la partie 3.2.5. Les effets des forces électromagnétiques sont négligeables et la force mécanique centrifuge est concentrée au le rotor [79]. Sur la figure 3.34, l'aire de la section équivalente (A_{equiv}) de la MRVNC avec zones entaillées peut être calculée comme ci-dessous :

$$A_{equiv} = \pi(R_{equiv_ext}^2 - R_{equiv_int}^2) \text{ avec } R_{equiv_int} = R_{tri} \tag{Eq. 3.15}$$

Où R_{tri} , R_{equiv_int} et R_{equiv_ext} sont respectivement le rayon de l'angle interne de la zone entaillée, le rayon interne et le rayon externe du rotor équivalent. Le rayon de l'angle interne est choisi égal au rayon interne du rotor équivalent, car la contrainte mécanique sur l'angle interne est la plus importante. Avec l'éq. 3.15 et en gardant la longueur active constante, la densité massique équivalente (ρ_{equiv}) peut être déduit de :

3.2 Minimiser l'ondulation de couple d'une MRVNC

$$\rho_{equiv} = \frac{A_{fer}}{A_{equiv}} \cdot \rho_{fer} \quad Eq. 3.16$$

Où A_{fer} et ρ_{fer} sont respectivement l'aire et la densité massique de la section réelle du rotor. Finalement, la contrainte mécanique équivalente maximale peut s'écrire comme suit :

$$\sigma_{equiv} = \left(\frac{R_{equiv_ext} + R_{equiv_int}}{2} \right)^2 \cdot \Omega_{max}^2 \cdot \rho_{equiv} \quad Eq. 3.17$$

Où Ω_{max} est la vitesse mécanique maximale.

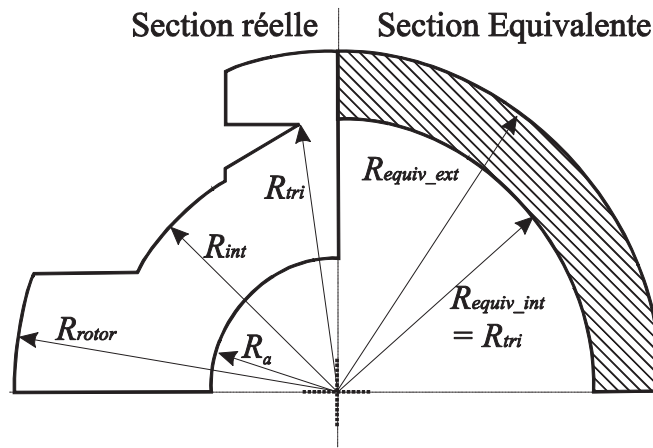


Figure 3.34 Dimensions de la section réelle et de la section équivalente de la MRVNC avec zones entaillées

En comparant avec la forme de la zone entaillée triangulaire du rotor réel, la contrainte mécanique de la bordure ronde interne du rotor équivalent devrait être multipliée par un facteur 3 afin d'obtenir la contrainte mécanique maximale dans le rotor réel comme suit :

$$\sigma_{max} = 3 \cdot \sigma_{equiv} \quad Eq. 3.18$$

Où σ_{max} est la contrainte mécanique maximale à l'angle interne de la zone entaillée. Avec le critère de Von Mises, la contrainte mécanique maximale doit être inférieure à la limite d'élasticité $R_{p0.2}$ ($\sigma_{max} < R_{p0.2}$) afin que la déflexion de matériau puisse rester dans le domaine élastique. Les calculs analytiques ainsi que numériques sont réalisés et les résultats et les paramètres géométriques du rotor équivalent sont donnés dans le tableau 3.2 [15].

Tableau 3.2 Résultats analytiques et numériques de la MRVNC avec zones entaillées ainsi que ses paramètres géométriques

Rayon interne équivalent du rotor (R_{equiv_int}) (mm)	20,12
Rayon interne équivalent du rotor (R_{equiv_ext}) (mm)	25,5
Aire de la section équivalente du rotor (A_{equiv}) (mm ²)	771
Densité massique équivalente (ρ_{equiv}) (g/cm ³)	12,574
Contrainte mécanique équivalente maximale (σ_{equiv}) (analytical) (GPa)	0,0833
Contrainte mécanique équivalente maximale (σ_{equiv}) (EF 2D) (GPa)	0,0943
Matériaux	Co-Fe 50
Limite d'élasticité ($R_{p0.2}$) (GPa)	0,25
Contrainte mécanique réelle maximale (σ_{max}) (EF 2D) (GPa)	0,22
Module de Young (GPa)	210
Vitesse maximale (Ω_{max}) (tr/min)	34 075

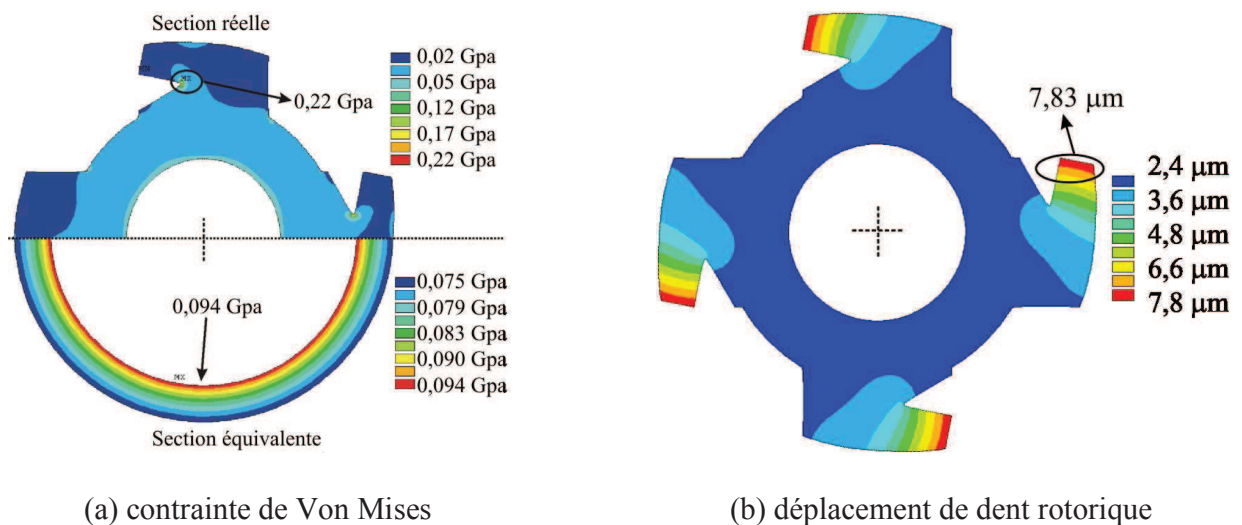


Figure 3.35 Contraintes de Von Mises du rotor réel et du rotor équivalent ainsi que le déplacement radial de la dent avec zones entaillées vers l'entrefer à la vitesse mécanique du rotor de $\Omega_{max} = 34\ 075\ tr/min$.

La vérification numérique est aussi illustrée sur la figure 3.35. Après la comparaison entre la figure 3.35 et le tableau 3.2, un très bon accord est observé entre les résultats numériques et analytiques. A la vitesse mécanique maximale de $\Omega_{max} = 34\ 075\ tr/min$, la contrainte mécanique maximale à l'angle interne de la zone entaillée est de 0,22 GPa, qui est inférieure à 0,25 GPa [limite d'élasticité ($R_{p0.2}$)], l'écart entre les

3.2 Minimiser l'ondulation de couple d'une MRVNC

deux est de 11,4%. Pour le rotor équivalent, la contrainte mécanique maximale sur le rayon interne est de 0,094 GPa, par rapport à la contrainte équivalente maximale (0,83 GPa), l'écart est de 11,3%. De plus, le déplacement radial de la dent rotorique vers l'entrefer n'est que $7,8 \mu m$ [figure 3.35 (b)], qui n'est que 4% de l'épaisseur de l'entrefer (0,2 mm). Par conséquent, avec cette vitesse mécanique maximale de $\Omega_{max} = 34\,075 \text{ tr/min}$, la présence des zones entaillées ne va pas poser de problèmes mécaniques pour la machine.

Généralement, pour l'utilisation pratique, afin de garantir la robustesse mécanique, nous laissons souvent une marge entre la vitesse utilisée et la vitesse mécanique maximale calculée. Cette marge de vitesse représente souvent la moitié de la vitesse maximale calculée. Pour les formes de la zone entaillée, d'autres choix peuvent être adoptés, la forme ronde de l'angle interne peut être utilisée au lieu de l'angle triangulaire, par exemple [79].

3.2.7 Conclusion

Dans cette partie, une méthode pour diminuer l'ondulation de couple de la MRVNC a été développée, dont le principe est d'insérer une zone entaillée triangulaire dans chaque pôle du rotor. La comparaison entre la MRVNC sans zones entaillées et celle avec zones entaillées en termes des flux propres et mutuels, des dérivées des inductances propres et mutuelles par rapport à la position du rotor, du couple moyen ainsi que de l'ondulation de couple a été effectuée.

Les résultats numériques obtenus par la méthode des Éléments Finis 2D (EF 2D) ont été présentés. Avec les dimensions initiales des zones entaillées, les ondes de flux ainsi que les dérivées des inductances propres et mutuelles par rapport à la position du rotor de la MRVNC avec zones entaillées sont plus sinusoïdales que celles de la MRVNC sans zones entaillées. De plus, avec les zones entaillées sur les dents rotoriques, le problème tel que toutes les dérivées des inductances propres et mutuelles chutent simultanément vers zéro est surmonté.

Les influences des dimensions de la zone entaillée sur le couple moyen et sur l'ondulation de couple sont également analysées. Les résultats numériques ont montré que la profondeur de la zone entaillée (L_{air}) a une influence considérablement importante aussi bien sur le couple moyen que sur l'ondulation de couple. En revanche, la largeur de l'ouverture de la zone entaillée ($L_{ouverture}$) et la distance entre la zone entaillée et la surface de dent rotorique (L_{fer}) ont des influences modestes sur le couple moyen mais des influences significatives sur l'ondulation de couple.

Après les études paramétriques, la comparaison entre les deux machines ont montré que sur toute la plage de la densité du courant efficace, le couple moyen de la MRVNC avec zones entaillées est similaire à celui de la MRVNC sans zones entaillées. Pourtant, l'ondulation de couple de la MRVNC avec zones entaillées est toujours plus faible que celle de la MRVNC sans zones entaillées. Les études sur la robustesse mécanique de la MRVNC avec zones entaillées sont aussi réalisées, ce qui nous permet de prédire sa vitesse maximale admissible, dont la valeur est de 34 075 tr/min.

3.3 Etude thermique transitoire sur cycle de fonctionnement des MRV

En raison de ses inductances mutuelles, la MRVNC peut produire plus de couple moyen mais avec une ondulation de couple similaire à celle de la MRVC. Sachant que les contraintes thermiques pour l'application sont strictes, les seules performances électromagnétiques élevées ne sont pas suffisantes. Ainsi, la machine électrique doit respecter les contraintes thermiques et avoir de meilleures performances électromagnétiques afin qu'elle puisse être exploitable pour l'application VSV. Dans les machines électriques, les contraintes thermiques sont liées directement aux pertes dans la machine, car avec le même système de refroidissement, plus de pertes implique plus de sources de chaleur et conduit à plus d'évolutions des températures. Afin de ne pas violer les contraintes thermiques, il faut minimiser les pertes (les pertes fer, les pertes Joule, les pertes mécaniques, etc.) en maintenant le niveau des performances électromagnétiques inchangé.

Dans nos études, les pertes mécaniques dans les machines ne sont pas prises en compte, nous nous intéressons plutôt aux pertes fer et aux pertes Joule. Dans ce mémoire, les pertes fer et les pertes Joule sur un cycle de fonctionnement des MRV seront tout d'abord calculées. En se basant sur les pertes sur un cycle de fonctionnement, des études thermiques dynamiques vont enfin être réalisées. La méthode sur les analyses thermo-électromagnétiques couplées sur cycle de fonctionnement des machines électriques est donnée sur la figure 3.36. Cette méthode est basée sur une caractérisation statique préalable par la méthode des EF 2D d'une machine électrique en calculant, pour chaque position du rotor (θ) et chaque densité de courant efficace (J_{eff}), les valeurs du couple et les deux composantes (radiale et tangentielle) de l'induction magnétique (B_r et B_θ) et, ceci pour chaque élément du maillage. Ces résultats servent pour la suite, dans des calculs analytiques et numériques à la détermination des valeurs des pertes Joule et des pertes fer instantanées ainsi que des échauffements pour n'importe quel cycle de fonctionnement. Le détail sur cette méthode sera donné dans les parties suivantes.

3.3.1 Modélisation des pertes fer et Joule sur cycle de fonctionnement

3.3.1.1 Pertes Joule sur un cycle de fonctionnement

Afin de calculer les pertes fer et les pertes Joule sur un cycle de fonctionnement de VSV, nous avons besoin du couple (correspondant aux pertes Joule instantanées) instantané et de la vitesse instantanée (correspondant aux pertes fer instantanées) sur un cycle de fonctionnement, qui est donné sur la figure 1.1 (b). Les valeurs du couple maximal et minimal sont respectivement de 7 Nm et de 0,35 Nm tandis que les vitesses maximale et minimale sont respectivement de 8000 tr/min et de 0 tr/min. Pour calculer les pertes Joule, nous avons l'expression suivante:

$$P_j = r \cdot J_{eff}^2 \cdot V_{cu} \quad Eq. 3.19$$

Où r (Ωm), J_{eff} (A/m^2) et V_{cu} (m^3) sont respectivement la résistivité électrique (qui est considérée comme

indépendante de la variation de température, dont la valeur est prise pour la température égale à 200°C), la densité du courant efficace dépendant du couple moyen et qui peut être obtenue par la méthode des EF 2D [figure 3.37 (a)], le volume du cuivre dans les encoches du stator.

Avec la méthode des EF 2D, nous pouvons calculer le couple moyen en fonction de la densité du courant efficace en prenant en compte de la saturation magnétique. Une fois que nous avons les résultats numériques du couple moyen en fonction de la densité du courant efficace, nous pouvons établir aisément la relation analytique [$C_{av} = f(J_{eff})$] entre le couple moyen et la densité du courant efficace avec la méthode Basic Fitting (MATLAB), dont l'expression analytique s'écrit comme suit :

$$C_{av} = K_1 J_{eff} + K_2 J_{eff}^2 + \dots + K_n J_{eff}^i \text{ avec } i \geq 3 \quad \text{Eq. 3.20}$$

C_{av} est le couple moyen calculé par la méthode des EF 2D, K_1 , K_2 et K_i sont les constantes qui dépendent des types des machines et des leurs matériaux. En se basant sur l'eq. 3.20, nous pouvons aussi obtenir la densité du courant efficace pour différents couples moyens telle que $J_{eff} = f^{-1}(C_{av})$. Sachant que le couple moyen [$C_{av}(t)$] sur un cycle de fonctionnement est donné dans le cahier des charges [figure 1.1 (b)], en utilisant l'eq. 3.20, les pertes Joule sur cycle de fonctionnement [$P_j(t)$] peuvent être finalement obtenues.

Le couple moyen en fonction de la densité du courant efficace de la MRVC et de la MRVNC est donné à la figure 3.37 (a). La limite du couple maximal est fixée à 7 Nm, car le couple maximal pour l'application VSV est de 7 Nm. Nous avons trouvé que pour avoir un couple maximal de 7 Nm, la MRVNC a besoin d'une densité du courant efficace de 15 A/mm². Par contre, pour la MRVC, une densité du courant efficace de 39 A/mm² est nécessaire. Sachant que les volumes du cuivre de ces deux machines sont identiques, la MRVC aura des pertes Joule maximales plus élevées que celles de la MRVNC d'après l'expression eq. 3.19. Les pertes Joule instantanées sur un cycle de fonctionnement pour la MRVC ainsi que pour la MRVNC sont données à la figure 3.37 (b). Comme précédemment, les pertes Joule sont proportionnelles au carré de la densité du courant efficace et, pour obtenir un couple maximal de 7 Nm, la MRVC a besoin d'une densité du courant efficace 2,6 fois plus élevée que celle de la MRVNC. Ainsi, les pertes Joule maximales de la MRVNC pourraient être quasiment 6,8 fois plus faibles que celles de la MRVC. Ceci est illustré par les résultats de la figure 3.37 (b). Nous avons remarqué que sur un cycle de fonctionnement de VSV, les pertes Joule maximales ne durent que 200 secondes comme le couple maximal tandis que pour le reste du cycle, les pertes Joule sont beaucoup plus faibles. Ceci veut dire que l'échauffement dû aux pertes Joule sur un cycle de fonctionnement n'est pas constant, il est plutôt impulsif.

3.3 Etude thermique transitoire sur cycle de fonctionnement des MRV

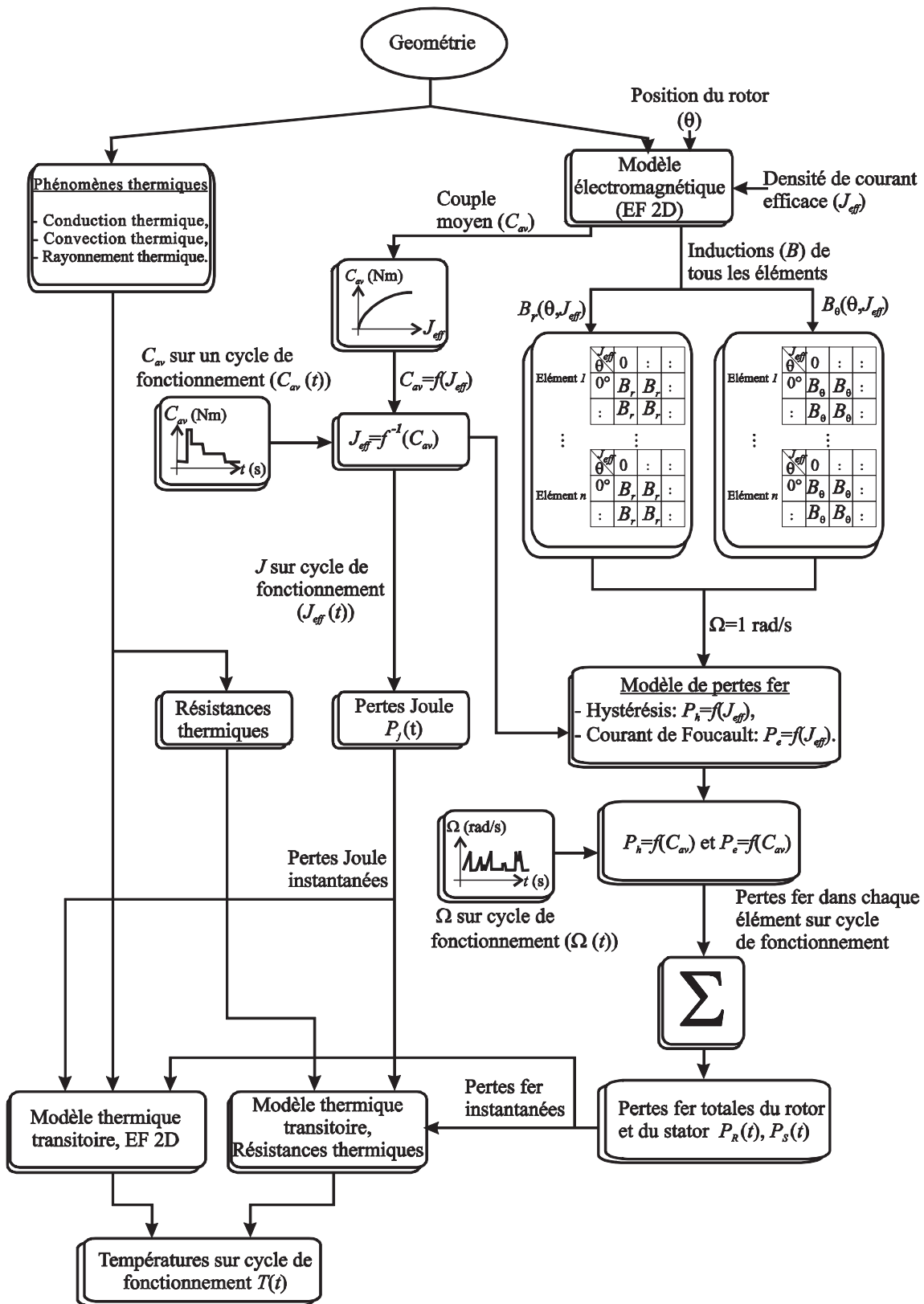


Figure 3.36 Organigramme montrant le détail du calcul des températures sur un cycle de fonctionnement en utilisant différents modèles thermiques transitoires.

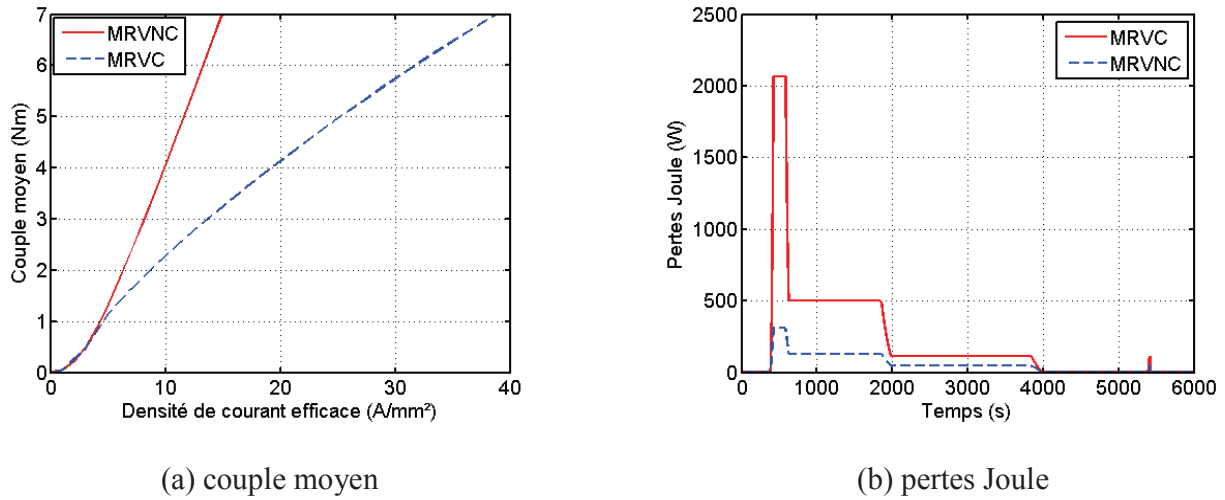


Figure 3.37 Couple moyen et pertes Joule en fonction de la densité du courant efficace des deux MRV.

3.3.1.2 Pertes fer sur un cycle de fonctionnement

Les pertes fer dans le stator ainsi que dans le rotor, comme une source de chaleur, doivent être calculées précisément afin de prédire l'évolution des températures dans la conception préliminaire. Les densités volumiques des pertes fer [$p_i (W/m^3)$] dans le stator ainsi que dans le rotor sont calculées par l'expression générale comme ci-dessous [80], [81]:

$$p_i (W/m^3) = f_i (k_{h1} \Delta B_{pp} + k_{h2} \Delta B_{pp}^2) + k_e f_i \int_0^{\frac{1}{f_i}} \left(\frac{\partial B}{\partial t} \right)^2 dt \quad \text{Eq. 3.21}$$

Où

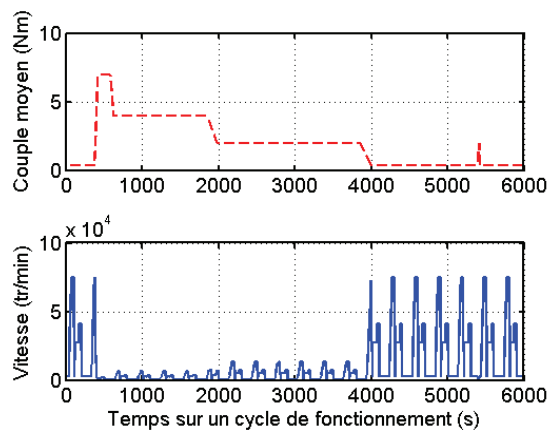
- $f_i (i = R, S)$: Fréquence électrique du Rotor (R) ou du Stator (S),
- $k_{h1} = 5 A/m$ et $k_{h2} = 40 Am/Vs$: Coefficient des pertes fer par hystérésis,
- $B_{pp} (T)$: Valeur crête-à-crête de l'induction,
- $k_e = 0,022 Am/V$: Coefficient des pertes par courant de Foucault.

D'après l'éq. 3.21, la densité volumique des pertes fer dépend de l'amplitude et de la variation des inductions magnétiques de tous les éléments du maillage du stator et du rotor ; celles-ci peuvent être calculées par la méthode EF 2D. Dans ce rapport, les coefficients des pertes fer par hystérésis et par courant de Foucault sont calculés à partir des caractéristiques des tôles magnétiques et la variation des densités de flux magnétiques rotoriques et statoriques est calculée par la méthode des EF 2D. Supposons que la vitesse de la machine est, $\Omega = 1 rad/s$, les pertes fer par hystérésis et par courant de Foucault de tous les éléments du maillage peuvent être calculées en appliquant l'éq. 3.21, celles-ci sont en fonction de la densité du courant efficace [$p_h = f(J_{eff})$ et $p_e = f(J_{eff})$]. En connaissant la relation entre la densité du courant efficace et le couple moyen [$J_{eff} = f^{-1}(C_{av})$], la relation analytique entre les deux composantes

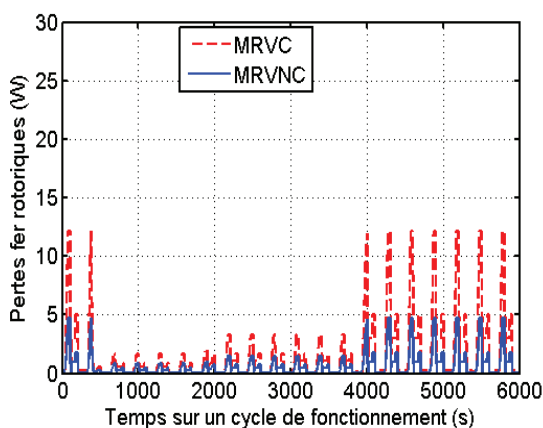
3.3 Etude thermique transitoire sur cycle de fonctionnement des MRV

des pertes fer et le couple moyen peut être établie. Celle-ci s'écrit $p_h = f(C_{av})$ et $p_e = f(C_{av})$. En utilisant le couple moyen $[C_{av}(t)]$ et la vitesse du rotor $[\Omega(t)]$ en fonction du temps sur un cycle de fonctionnement, les pertes fer volumiques par hystérésis et par courant de Foucault de chaque élément du maillage peuvent être obtenues. En sommant les deux composantes des pertes fer de tous les éléments du rotor et du stator, les pertes fer volumiques du stator et du rotor sur un cycle de fonctionnement peuvent enfin être obtenues $[p_S(t)]$ et $[p_R(t)]$. Ces pertes fer et pertes Joule instantanées obtenues sont utilisées comme des sources de chaleur dans les modèles thermiques transitoires analytiques et numériques, pour calculer la variation des températures des différentes composantes du moteur sur cycle de fonctionnement. Les modèles thermiques transitoires seront détaillés dans la suite de cette partie.

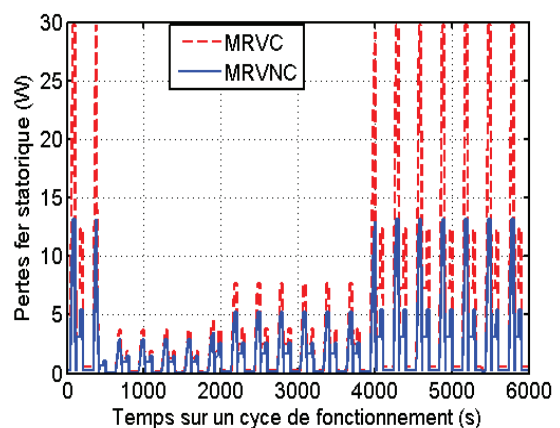
Connaissant les volumes de fer statorique et rotorique, les pertes fer rotoriques et statoriques et donc les pertes fer totales dans la machine entière peuvent être calculées, celles-ci sont données à la figure 3.38.



(a) Cahier des charges de l'application VSV: couple et vitesse sur un cycle de fonctionnement



(b) pertes fer rotoriques



(c) pertes fer statoriques

Figure 3.38 Rappel du cahier des charges de l'application VSV et les pertes fer sur ce cycle de fonctionnement dans le rotor et dans le stator de la MRVC et de la MRVNC.

La comparaison entre la MRVC et celle non-conventionnelle en termes des pertes fer maximales et moyennes, dans le rotor et dans le stator ainsi que dans la machine entière est donnée dans le tableau 3.3. Nous avons trouvé que les pertes fer maximales, moyennes dans le rotor, dans le stator ou dans la machine entière de la MRVC sont quasiment deux fois plus élevées que celles de la MRVNC. Du point de vue thermique, cette augmentation de pertes fer va donc provoquer plus d'augmentation des températures.

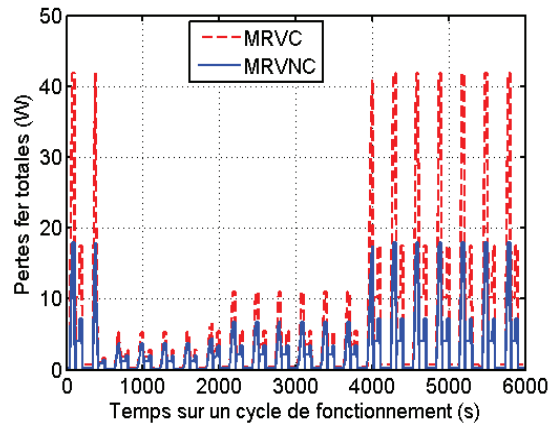


Figure 3.39 Pertes fer totales sur un cycle de fonctionnement de la MRVC et de la MRVNC

Tableau 3.3 Les pertes fer maximales, moyennes dans le stator, dans le rotor ainsi que dans la machine entière

	MRVC	MRVNC
Pertes fer maximales dans le rotor (W)	12	5
Pertes fer moyennes dans le rotor (W)	1,6	0,6
Pertes fer maximales dans le stator (W)	30	13
Pertes fer moyennes dans le stator (W)	3,8	1,9
Pertes fer totales maximales (W)	42	18
Pertes fer totales moyennes (W)	5,4	2,5

Comme montré sur la figure 3.41 (a) et (b), la fréquence des deux composantes de l'induction rotorique de la MRVC est deux fois plus faible que celle de la MRVNC. Par contre, leurs amplitudes sont beaucoup plus élevées, surtout l'amplitude crête à crête de la B_r de la MRVC qui est quasiment quatre fois plus élevée que celle de la MRVNC. Ceci est la raison pour laquelle les pertes fer rotoriques de la MRVC sont plus élevées que celles de la MRVNC même avec une fréquence plus faible. Concernant les pertes statoriques, les résultats sur la figure 3.41 (c) et (d) ont montré que les fréquences des inductions statoriques de ces deux machines sont identiques. Par contre, les valeurs crête à crête des inductions statoriques (B_r et B_θ) de la MRVC sont toutes plus élevées que celles de la MRVNC. Avec l'éq. 3.21, nous pouvons expliquer pourquoi la MRVC a plus de pertes fer statoriques.

3.3 Etude thermique transitoire sur cycle de fonctionnement des MRV

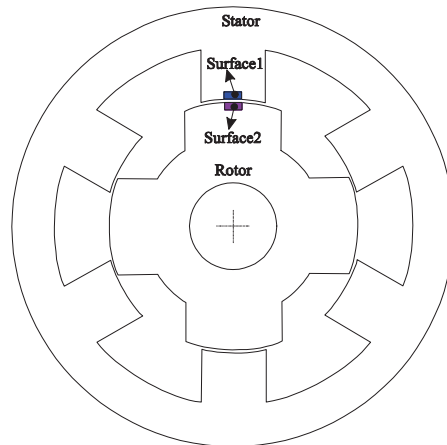
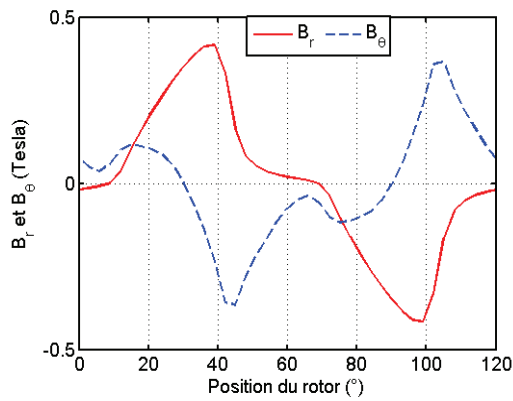
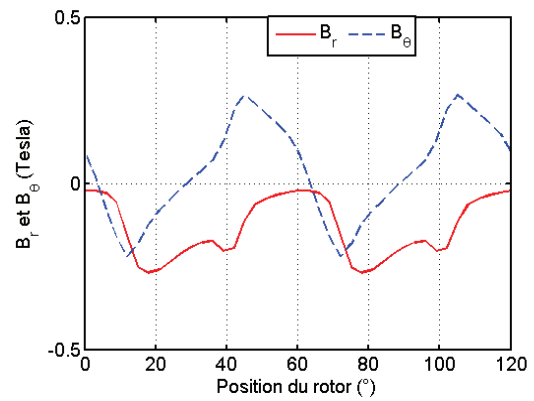


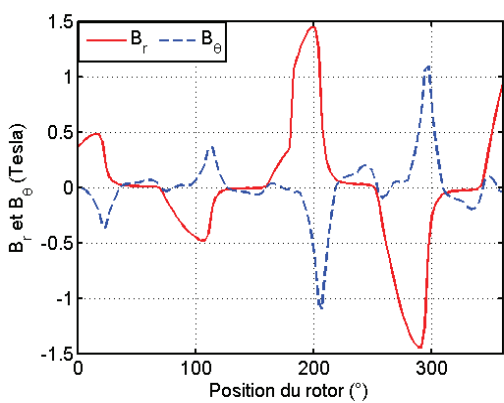
Figure 3.40 Schématisation montrant les zones où nous récupérons les inductions B_r et B_θ .



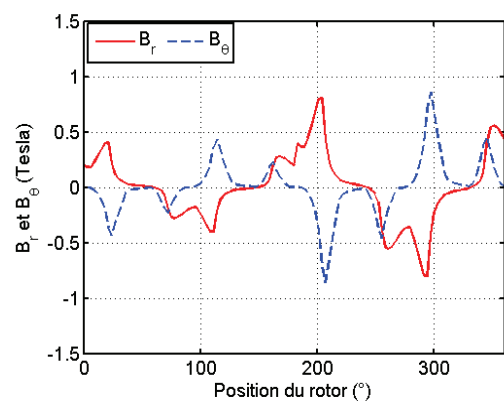
(a) MRVC rotor



(b) MRVNC rotor



(c) MRVC stator



(d) MRVNC stator

Figure 3.41 B_r et B_θ en fonction de la position du rotor récupérées dans les zones montrées sur la figure 3.40 pour la MRVC et la MRVNC, $J_{eff} = 1A/mm^2$.

Afin de mieux analyser les pertes fer statoriques de ces deux machines, nous avons aussi effectué une analyse harmonique. Comme mentionné dans les sections précédentes, les trois phases sont alimentées en courants sinusoïdaux et les harmoniques des flux dans une phase (la phase A est choisie dans nos études) en fonction de la densité du courant efficace pour ces deux machines sont montrés à la figure 3.42. Il est constaté que la MRVC a un troisième et un cinquième harmoniques importants. En revanche, les harmoniques de la MRVNC sont relativement faibles par rapport à ceux de la MRVC. Comme les fréquences fondamentales des densités de flux statoriques de ces deux machines sont identiques, la MRVC pourrait par conséquent avoir plus de pertes statoriques par hystérésis et par courant de Foucault. En outre, comme montré à la figure 3.42, au contraire de la MRVC, dans la MRVNC, les harmoniques du flux diminuent quand la densité du courant efficace augmente. Ainsi, à forts couples moyens et à faibles vitesses, les pertes fer statoriques de la MRVNC dues aux harmoniques pourraient être plus basses que celles de la MRVC.

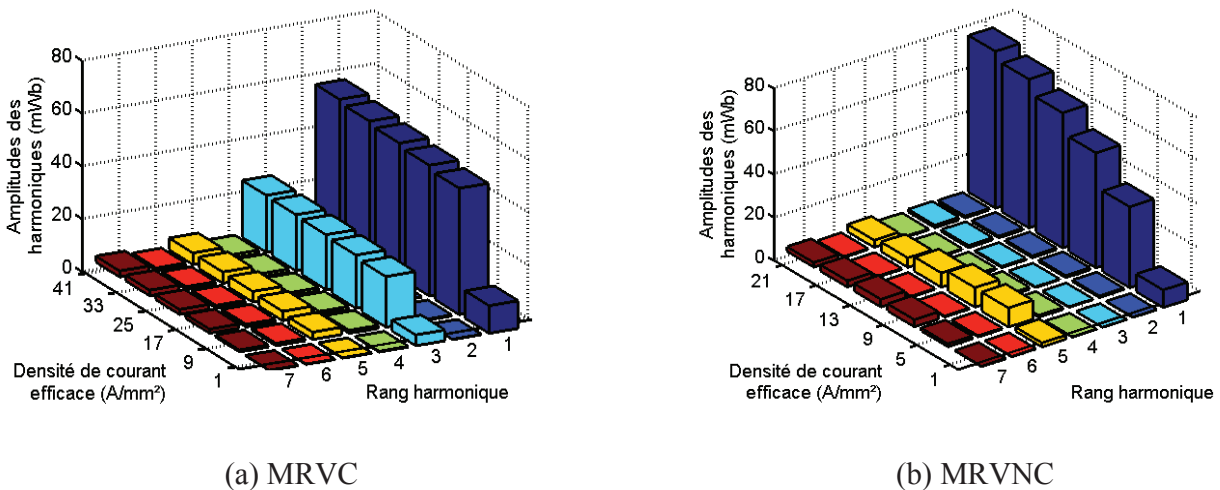


Figure 3.42 Analyses harmoniques du flux dans une phase (phase A) lorsque les trois phases sont alimentées avec des courants sinusoïdaux.

3.3.2 Modèle thermique transitoire sur cycle de fonctionnement

3.3.2.1 Modèle thermique transitoire analytique : réseau de résistances thermiques

Comme mentionné dans la partie 7.3, la structure irrégulière de la machine peut être transformée en forme régulière, dont la résistance thermique est plus facile à calculer en utilisant un coefficient de transformation ϵ_{tr} . Car grâce à cette méthode de transformation, nous pouvons obtenir les résistances thermiques dans le système de coordonnées cartésiennes au lieu de résoudre les équations différentielles dans le système de coordonnées cylindriques, qui sont souvent plus compliquées.

Afin d'expliquer les calculs des résistances thermiques après la transformation, nous prenons deux zones rectangulaires constituées de deux matériaux différents comme exemple (figure 3.43). Pour simplifier,

3.3 Etude thermique transitoire sur cycle de fonctionnement des MRV

nous imposons que la trajectoire du flux thermique est unidirectionnelle et suit l'axe x . La zone I est le siège de chaleur tandis qu'il n'y a pas de sources de chaleur dans la zone II . Dans la zone I , afin d'obtenir la résistance thermique dans l'axe x (sous hypothèse de 1D), nous devons résoudre l'équation de Poisson. Par contre, dans la zone II , l'équation de Laplace doit être résolue (figure 3.43). Avec les conditions aux limites [Neumann : $-\lambda \partial T / \partial x = 0$ (surface isolée pour les flux thermiques) et Dirichlet : $T(H,y)=T_a$] montrées à la figure 3.43, nous pouvons établir les expressions des résistances thermiques (R_I et R_{II}) pour les deux zones, qui s'écrivent comme ci-dessous :

$$\begin{cases} \Delta T = \frac{dT^2}{dx^2} = -P_j/\lambda & \text{pour Zone I} \\ \Delta T = \frac{dT^2}{dx^2} = 0 & \text{pour Zone II} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} R_I = \frac{l}{2\lambda S} & \text{pour Zone I} \\ R_{II} = \frac{l}{\lambda S} & \text{pour Zone II} \end{cases} \quad \text{Eq. 3.22}$$

Où S est la surface de chaque zone dans le plan y - z , l est la longueur de chaque zone dans l'axe x tandis que λ est la conductivité thermique de chaque zone.

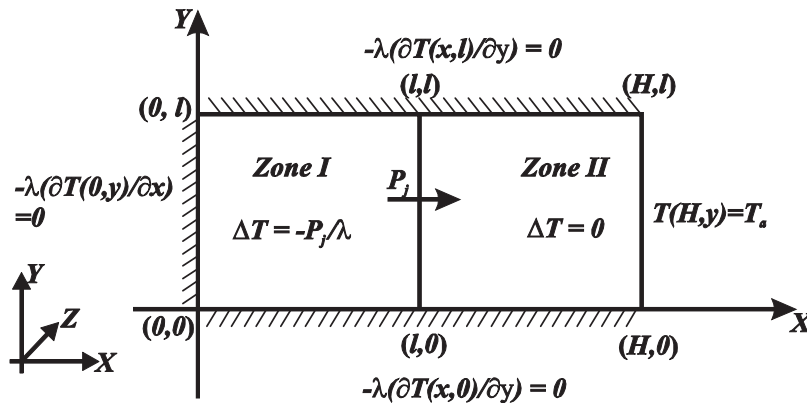


Figure 3.43 Zones simplifiées à étudier, Zone I : siège de chaleur, Zone II : sans sources de chaleur.

Après la transformation de la structure réelle de la MRV en une structure rectangulaire, nous pouvons obtenir toutes les dimensions de la MRV comme illustrées à la figure 3.44. Les paramètres sont décrits dans le tableau 3.4.

Tableau 3.4 Descriptions des paramètres illustrés à la figure 3.44

Endroit Paramètre	Encoche statorique	Encoche rotorique	Culasse stator	Dent stator	Culasse rotor	Dent rotor
Largeur	$l_{encoche_s}$	$l_{encoche_r}$	$l_{encoche_s}$	l_{dent_s}	$l_{encoche_r}$	l_{dent_r}
Longueur	$h_{encoche_s}$	$h_{encoche_r}$	$h_{culasse_s}$	$h_{encoche_s}$	$h_{culasse_r}$	$h_{encoche_r}$
Conductivité thermique	$\lambda_{encoche}$	λ_{air}	λ_{stator}	λ_{stator}	λ_{rotor}	λ_{rotor}
Chaleur massique	$c_{encoche}$	c_{air}	c_{stator}	c_{stator}	c_{rotor}	c_{rotor}
Densité volumique	$\rho_{encoche}$	ρ_{air}	ρ_{stator}	ρ_{stator}	ρ_{rotor}	ρ_{rotor}

e est l'épaisseur de l'entrefer, dont la conductivité thermique est celle de l'air.
 $\lambda_{rotor} = \lambda_{stator}$, $c_{stator} = c_{rotor}$ et $\rho_{stator} = \rho_{rotor}$

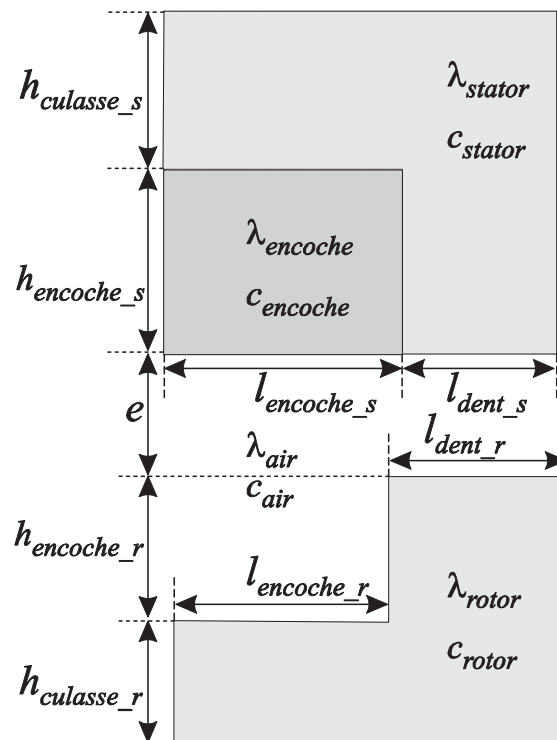


Figure 3.44 Paramètres de la MRV pour calculer les résistances thermiques et les capacités thermiques (1/12 de la MRV).

En utilisant la méthode indiquée par l'éq. 3.6 et par la figure 3.44, nous pouvons établir les expressions de toutes les résistances thermiques des différentes composantes de la MRV. Les capacités thermiques de toutes les composantes de la MRV peuvent être obtenues à l'aide de l'éq. 2.24. Le réseau de résistances

3.3 Etude thermique transitoire sur cycle de fonctionnement des MRV

thermiques de la MRV en utilisant 1/12 de la machine est montré à la figure 3.45. Les expressions des résistances thermiques sont déterminées comme suit :

Les résistances thermiques dans l'**encoche statorique** sont :

$$\begin{cases} R1 = R2 = \frac{1}{4} \frac{h_{encoche_s}}{\lambda_{encoche} \cdot l_{encoche_s} \cdot L} \\ R3 = \frac{1}{2} \frac{l_{encoche_s}}{\lambda_{encoche} \cdot h_{encoche_s} \cdot L} \end{cases} \quad Eq. 3.23$$

Les résistances thermiques dans la **dent statorique** sont :

$$\begin{cases} R4 = \frac{1}{2} \frac{l_{dent_s}}{\lambda_{stator} \cdot h_{encoche_s} \cdot L} \\ R5 = R6 = \frac{1}{4} \frac{h_{encoche_s}}{\lambda_{stator} \cdot l_{dent_s} \cdot L} \end{cases} \quad Eq. 3.24$$

Les résistances thermiques dans la **culasse statorique** sont :

$$\begin{cases} R7 = R8 = \frac{1}{4} \frac{h_{culasse_s}}{\lambda_{stator} \cdot l_{dent_s} \cdot L} \\ R9 = \frac{1}{2} \frac{l_{dent_s} + l_{encoche_s}}{\lambda_{stator} \cdot h_{culasse_s} \cdot L} \\ R10 = R11 = \frac{1}{4} \frac{h_{culasse_s}}{\lambda_{stator} \cdot l_{encoche_s} \cdot L} \end{cases} \quad Eq. 3.25$$

Les résistances thermiques dues à la **convection externe** sont :

$$\begin{cases} R12 = \frac{1}{h_a \cdot (l_{encoche_s} \cdot L)} \varepsilon_{tr} \\ R13 = \frac{1}{h_a \cdot (l_{dent_s} \cdot L)} \varepsilon_{tr} \end{cases} \quad Eq. 3.26$$

Les résistances thermiques dues à la **convection dans l'entrefer** sont :

$$\begin{cases} R14 = \frac{1}{h_e \cdot (l_{encoche_s} \cdot L) \cdot \varepsilon_{tr}}, R15 = \frac{1}{h_e \cdot (l_{encoche_r} \cdot L)} \\ R18 = \frac{1}{h_e \cdot (l_{dent_s} \cdot L) \cdot \varepsilon_{tr}}, R19 = \frac{1}{h_e \cdot (l_{dent_r} \cdot L)} \text{ et } R20 = \frac{1}{h_e \cdot (h_{encoche_r} \cdot L)} \end{cases} \quad Eq. 3.27$$

Les résistances thermiques dues à la **conduction dans l'entrefer** sont :

$$\begin{cases} R16 = \frac{e/2}{\lambda_{air} \cdot l_{encoche_s} \cdot L \cdot \varepsilon_{tr}}, R17 = \frac{e/2 + h_{encoche_r}}{\lambda_{air} \cdot l_{encoche_r} \cdot L} \\ R21 = \frac{e/2}{\lambda_{air} \cdot l_{dent_s} \cdot L \cdot \varepsilon_{tr}}, R22 = \frac{e/2}{\lambda_{air} \cdot l_{dent_r} \cdot L} \end{cases} \quad Eq. 3.28$$

Les résistances thermiques dans la **dent rotorique** sont :

$$\begin{cases} R23 = R25 = \frac{1}{4} \frac{h_{encoche_r}}{\lambda_{rotor} \cdot l_{dent_r} \cdot L} \\ R24 = \frac{1}{2} \frac{l_{dent_r}}{\lambda_{rotor} \cdot h_{encoche_r} \cdot L} \end{cases} \quad Eq. 3.29$$

Les résistances thermiques dans la **culasse rotorique** sont :

$$\begin{cases} R26 = \frac{1}{2} \frac{l_{dent_r} + l_{encoche_r}}{\lambda_{rotor} \cdot h_{culasse_r} \cdot L} \\ R27 = \frac{1}{2} \frac{h_{encoche_r}}{\lambda_{rotor} \cdot (l_{dent_r} + l_{encoche_r}) \cdot L} \end{cases} \quad Eq. 3.30$$

A cause de la faible densité massique de l'air dans l'entrefer, la capacité thermique de l'air dans l'entrefer est souvent négligée. Les 5 capacités thermiques indiquées sur la figure 3.45 sont décrites comme suit :

$$\begin{aligned} \text{Culasse statorique} & : \begin{cases} C1 = \rho_{stator} \cdot (h_{culasse_s} \cdot l_{encoche_s} \cdot L) \cdot c_{stator} \\ C3 = \rho_{stator} \cdot (h_{culasse_s} \cdot l_{dent_s} \cdot L) \cdot c_{stator} \end{cases} \\ \text{Encoche statorique} & : C2 = \rho_{encoche} \cdot (h_{encoche_s} \cdot l_{encoche_s} \cdot L) \cdot c_{encoche} \\ \text{Dent statorique} & : C4 = \rho_{stator} \cdot (h_{encoche_s} \cdot l_{dent_s} \cdot L) \cdot c_{stator} \\ \text{Dent rotorique} & : C5 = \rho_{rotor} \cdot (h_{encoche_r} \cdot l_{dent_r} \cdot L) \cdot c_{rotor} \\ \text{Culasse statorique} & : C6 = \rho_{rotor} \cdot [h_{encoche_r} \cdot (l_{dent_r} + l_{encoche_r}) \cdot L] \cdot c_{rotor} \end{aligned}$$

Dans cette partie, la distribution des pertes fer dans le stator ainsi que dans le rotor sont considérées homogènes. Ceci ne va pas ou peu influencer le champ des températures dans la machine, car le fer est un bon conducteur de chaleur, donc, le gradient de température dans le stator ou le rotor sera beaucoup plus

3.3 Etude thermique transitoire sur cycle de fonctionnement des MRV

faible par rapport à celle de l'encoche statorique ou celle de l'entrefer. Ainsi, les pertes fer de chaque composante illustrées sur la figure 3.45 sont proportionnelles à leurs propres volumes et peuvent être calculées comme nous l'avons fait pour les capacités thermiques.

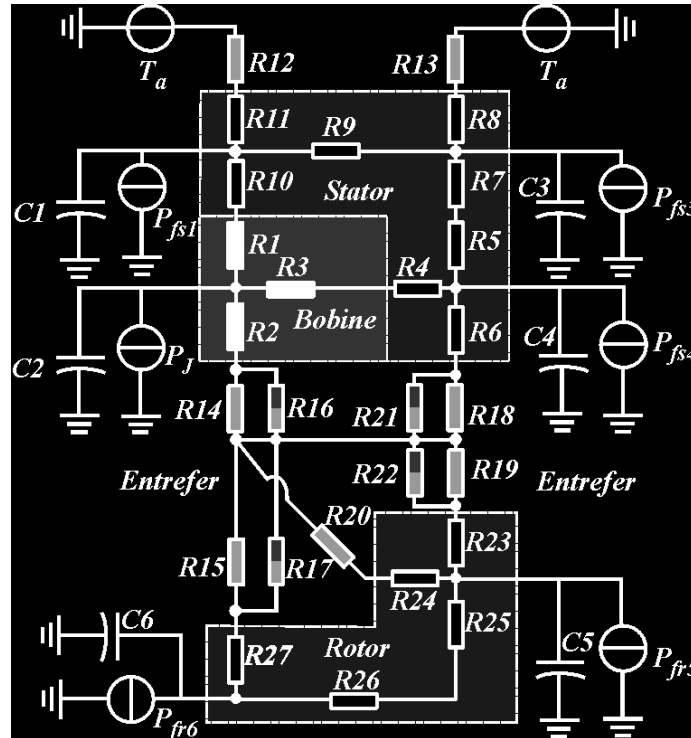


Figure 3.45 Réseau de résistances thermiques de la MRVC 6/4 et de la MRVNC 6/4.

Le réseau complet de résistances thermiques est composé de quatre parties, le fer du stator, l'encoche équivalente, l'entrefer et le rotor. Dans cette partie, l'arbre de la machine est négligé (parce que la chaleur conduite par l'arbre de la machine est souvent considérée faible). Les pertes mécaniques ne sont pas prises en compte dans la conception préliminaire. Avec le réseau de résistances thermiques, nous pouvons établir l'expression de la température sur chaque nœud de ce modèle (figure 3.45) comme suit :

$$[C]_{n \times n} \frac{d[T]_{n \times 1}}{dt} + [Y]_{n \times n} [T]_{n \times 1} = [P]_{n \times 1} \quad \text{Eq. 3.31}$$

Où $[C]_{n \times n}$ est une matrice des capacités thermiques, $[Y]_{n \times n}$ est une matrice des conductances thermiques et $[P]_{n \times 1}$ est une matrice des pertes. Dans la matrice $[Y]_{n \times n}$, la composante de la diagonale (Y_{ii}) est la conductance propre du nœud i , qui est la somme de toutes les conductances connectant avec le nœud i . Par contre, dans les deux triangles (Y_{ij} avec $i \neq j$), les composantes sont des conductances mutuelles, qui sont

égales à la valeur négative de la conductance connectant le nœud i et le nœud j . S'il n'existe pas de connexion directe entre le nœud i et le nœud j , c'est souvent le cas dans les machines électriques, alors la valeur de la conductance thermique (Y_{ij} avec $i \neq j$) est nulle. On peut aussi conclure que la matrice des conductances thermiques d'une machine électrique est une matrice symétrique et creuse.

3.3.2.2 Modèle thermique numérique transitoire : EF 2D

Comme mentionné dans les sections précédentes, les deux machines sont doublement saillantes, ainsi, l'écoulement d'air dans l'entrefer peut être turbulent. En outre, la vitesse du rotor est variable sur un cycle de fonctionnement comme montré à la figure 1.1 (b). Cela rend la simulation numérique des MRV sur un cycle de fonctionnement très difficile et le modèle thermique à une position de rotor comme dans le régime permanent n'est plus possible. Par contre, nous savons que la constante de temps thermique est beaucoup plus longue que la période mécanique de ces deux machines. Ainsi, avec la rotation du rotor, l'air au milieu de l'entrefer pourrait avoir assez de temps d'être chauffé uniformément par l'augmentation de la température au rotor. De plus, en raison de la viscosité de l'air dans l'entrefer, il y a une couche limite fine d'air à proximité du bout des dents rotoriques tourne avec le rotor avec la même vitesse périphérique et la vitesse maximale du fluide se trouve au milieu de l'entrefer en régime turbulent [figure 3.46 (a)]. L'épaisseur de cette couche limite dépend de la vitesse du fluide (la vitesse du rotor), plus la vitesse du fluide est élevée, plus cette couche est fine [39]. Ceci est similaire pour les parois statoriques. Sachant que toute la chute de température dans le fluide de l'entrefer se trouve dans les deux couches limites d'air, nous pouvons donc considérer que l'air au milieu de l'entrefer (fluide turbulent) est isotherme, dont la température est la température moyenne entre le stator interne et le rayon externe du rotor [figure 3.46 (b)]. Les chutes de températures dans les couches limites statorique et rotorique sont modélisées par des résistances thermiques conductives et convectives comme illustrées à la figure 3.46.

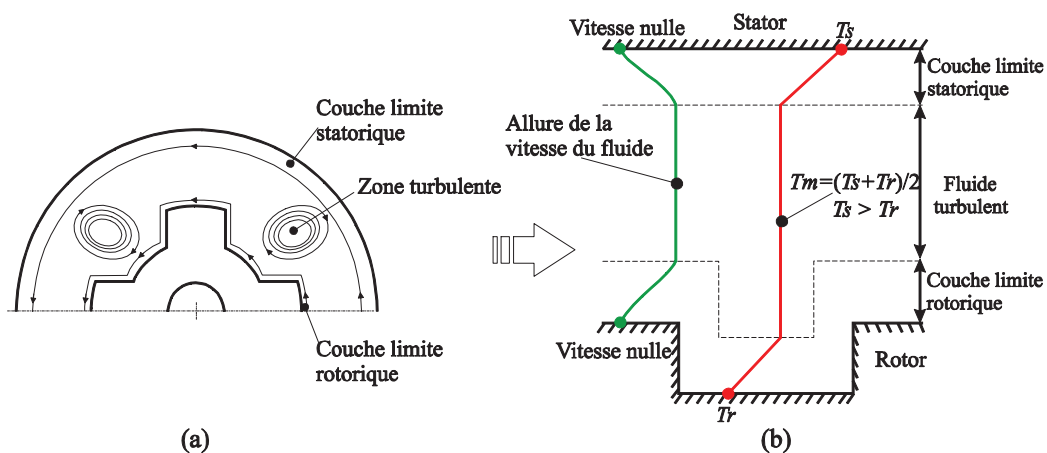


Figure 3.46 Représentation thermique dans l'entrefer de la MRV. (a) lignes de fluide, (b) distribution de la vitesse du fluide et de la température.

Du fait que le milieu de l'entrefer peut être considéré comme isotherme et, par rapport au stator, nous

3.3 Etude thermique transitoire sur cycle de fonctionnement des MRV

nous intéressons moins à la distribution des températures au rotor. Ainsi, pour la partie immobile à proximité du stator, la partie tournante du rotor (**le rotor et la moitié de l'entrefer à proximité du rotor**) pourrait être considérée comme une matière homogène équivalente. Pour obtenir la conductivité thermique équivalente de la partie rotorique, nous allons simplifier ce réseau de manière à simplifier le réseau de résistances thermiques et à obtenir la résistance thermique équivalente. La méthode est décrite comme suit :

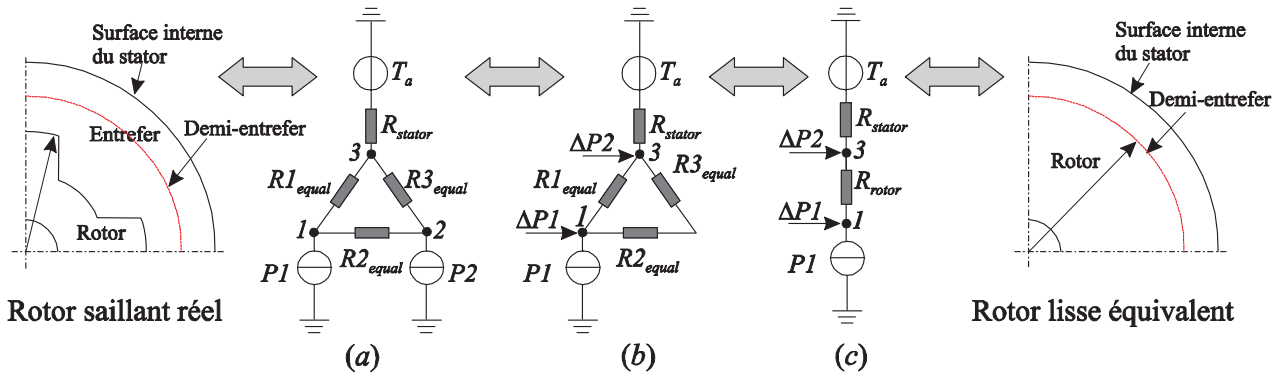


Figure 3.47 La procédure pour calculer la résistance thermique équivalente de la partie tournante rotorique de la MRVC et de la MRVNC

A la figure 3.47, pour simplifier, la partie statorique est considérée comme une simple résistance thermique (R_{stator}). T_a est la température ambiante, $P1$ et $P2$ sont respectivement les pertes fer P_{fr5} et P_{fr6} . les différentes résistances thermiques à la figure 3.47 (a) et (b) sont calculées en utilisant le réseau de résistances thermiques de la figure 3.45 comme suit:

$$\begin{cases} R1_{equal} = R27 + \frac{R15 \cdot R17}{R15 + R17} \\ R2_{equal} = R25 + R26 \\ R3_{equal} = \frac{(R24 + R20)(R23 + \frac{R19 \cdot R22}{R19 + R22})}{R24 + R20 + R23 + \frac{R19 \cdot R22}{R19 + R22}} \end{cases} \quad \text{Eq. 3.32}$$

Les sources de chaleur équivalentes $\Delta P1$ et $\Delta P2$ peuvent être calculées comme suit:

$$\begin{cases} \Delta P1 = R3_{equal} \cdot P2 / (R2_{equal} + R3_{equal}) \\ \Delta P2 = R2_{equal} \cdot P2 / (R2_{equal} + R3_{equal}) \end{cases} \quad \text{Eq. 3.33}$$

La résistance thermique équivalente rotorique à la figure 3.47 peut s'établir

$$R_{rotor} = \frac{(R3_{equal} + R2_{equal})R1_{equal}}{(R1_{equal} + R2_{equal} + R3_{equal})} \quad \text{Eq. 3.34}$$

La densité massique équivalente ($\rho_{equivalent}$) et la capacité thermique massique équivalente de la partie

tournante peuvent être calculées comme suit:

$$\begin{cases} \rho_{equivalent} = \frac{V_{iron} \cdot \rho_{iron}}{V_{equivalent}} \\ c_{equivalent} = \frac{V_{iron} \cdot \rho_{iron} \cdot c_{p_iron}}{V_{equivalent} \cdot \rho_{equivalent}} \end{cases} \quad Eq. 3.35$$

Où V_{iron} , ρ_{iron} et c_{p_iron} sont respectivement le volume, la densité massique et la capacité thermique massique du fer rotorique. La masse et la capacité thermique de l'air dans l'entrefer sont négligées.

Avec les paramètres thermiques obtenus précédemment, le modèle EF 2D a été mis en œuvre pour la MRVC et la MRVNC. L'attribution des matériaux et des conditions aux limites est illustrée à la figure 3.48. Les paramètres thermiques (conductivité thermique équivalente $\lambda_{equivalent}$, chaleur massique équivalente $c_{equivalent}$ et la masse volumique $\rho_{equivalent}$) du rotor équivalent sont obtenus par la méthode illustrée à la figure 3.47. La résistance thermique conducto-convective du demi-entrefer est modélisée par la conductivité thermique équivalente ($\lambda_{e_equivalent}$) du demi-entrefer statorique. Les pertes Joule sont attribuées dans l'encoche équivalentes, dont les paramètres thermiques équivalents sont calculés comme dans la partie 2.2.1.1. Les pertes fer statoriques sont distribuées dans le stator de manière homogène. Deux conditions aux limites sont appliquées respectivement à la surface interne du rotor et à la surface externe du stator, qui signifie qu'il n'y a pas de chaleur traversant la surface interne du rotor et un coefficient de convection tel que h_a est appliqué à la surface externe du stator.

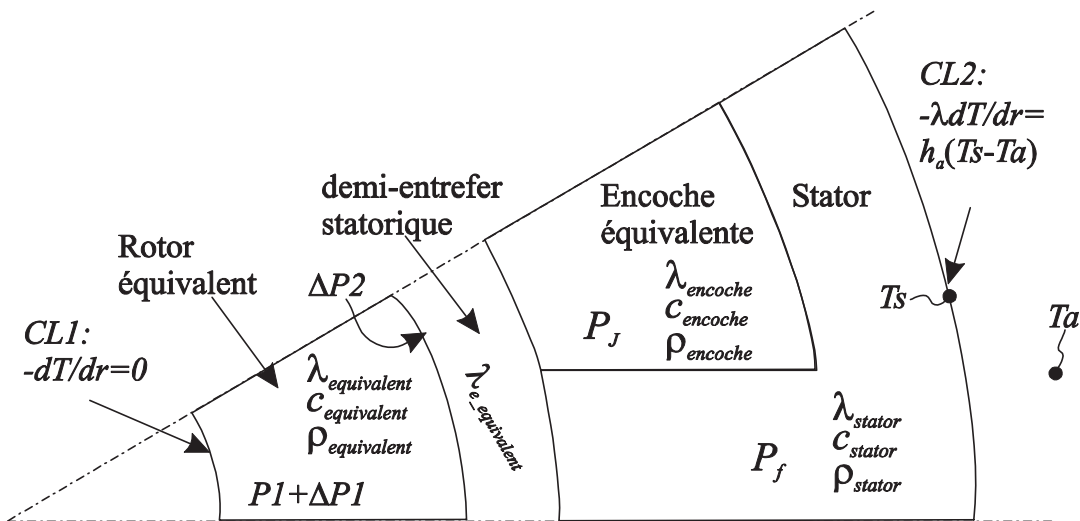
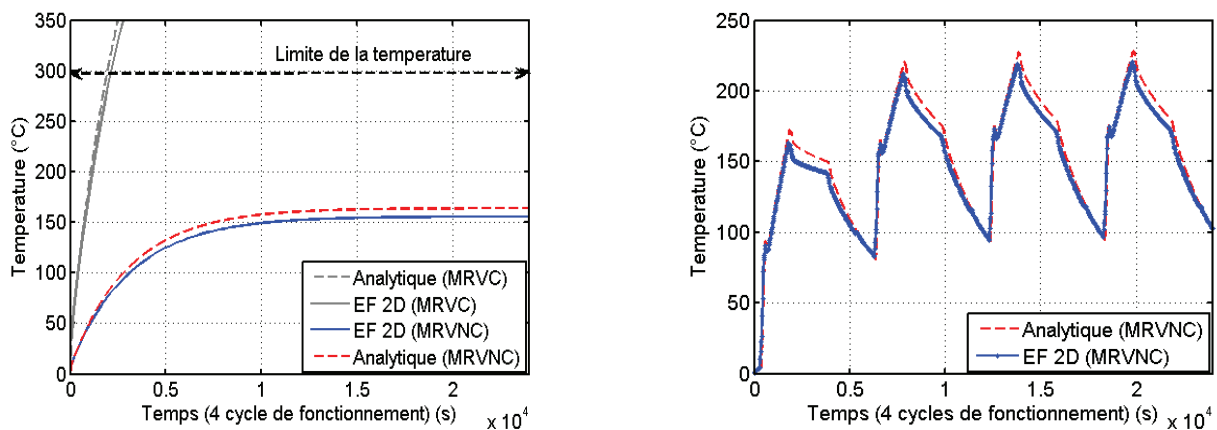


Figure 3.48 Modélisation thermique de la MRV par la méthode des EF 2D, l'attribution des matériaux et des conditions aux limites.

3.3 Etude thermique transitoire sur cycle de fonctionnement des MRV

3.3.2.3 Résultats analytiques et numériques

Les résultats analytiques et numériques de la température maximale dans les bobines statoriques sont montrés à la figure 3.49. A la figure 3.49 (a), les sources de chaleur sont les pertes Joule et les pertes fer moyennes (dans ce rapport, toutes les pertes mécaniques sont négligées) tandis qu'à la figure 3.49 (b), les sources de chaleur sont les valeurs instantanées des pertes Joule et des pertes fer. Dans ces deux cas, un bon accord entre les résultats analytiques et numériques est observé. En même temps, il est constaté qu'avec les pertes moyennes ou les pertes instantanées, la température maximale dans les bobines statoriques de la MRVC est nettement plus élevée que celle de la MRVNC. Il faut aussi noter que lorsque les sources de chaleur sont les pertes instantanées, la température maximale en régime permanent de la MRVNC est beaucoup plus élevée que celle en utilisant les pertes Joule et les pertes fer moyennes comme les sources de chaleur. En conséquence, pour les machines avec cycle de fonctionnement, le modèle thermique transitoire en utilisant les pertes instantanées comme les sources de chaleur est nécessaire, sinon, les performances thermiques seront surestimées.



(a) source de chaleur: les pertes moyennes

(b) source de chaleur: les pertes instantanées

Figure 3.49 Variation de la température maximale dans les bobines statoriques de la MRVC et de la MRVNC sur 4 cycles de fonctionnement (en tant qu'exemple, $T_a = 0^\circ\text{C}$).

3.3.2.4 Vérification expérimentale

La machine utilisée pour les tests est celle présentée à la figure 7.1, dont le stator est montré à la figure 3.51 (a). Afin de mesurer la température en fonction du temps, deux thermocouples sont installés respectivement sur la surface externe et au milieu de l'encoche (figure 3.50). Pour la machine utilisée, dont la conductivité thermique équivalente de l'encoche est de $0,15 \text{ W/m}^\circ\text{C}$ pour un coefficient de remplissage de 0,3 (voir l'eq. 2.6) et le coefficient moyen de convection à la surface externe de la machine est $h = 25 \text{ W/m}^2/\circ\text{C}$ [h est obtenu l'eq. 2.7 : en connaissant les pertes (P_j) et la surface externe de la machine (S), nous avons $h = P_j/(\Delta T \cdot S)$, où ΔT est la différence entre la température de la surface externe du stator

(résultats expérimentaux) et la température ambiante].

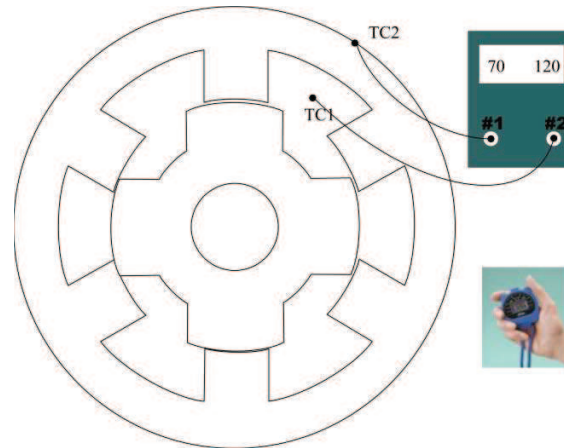


Figure 3.50 Installation des thermocouples, TC1 : thermocouple 1, TC2 : thermocouple 2.

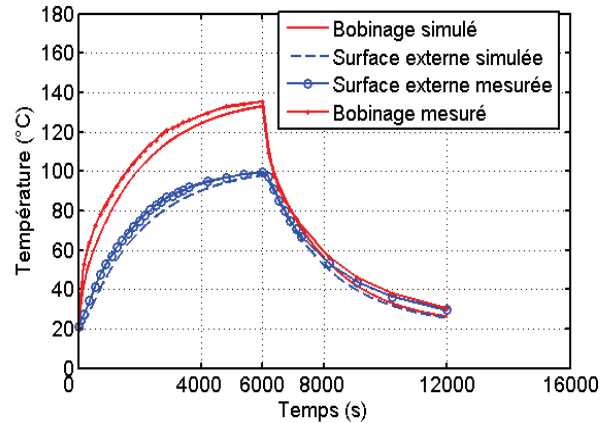
Sachant que la trajectoire du flux thermique est indépendante de la combinaison des bobinages de la machine, il est donc suffisant d'utiliser la MRVNC pour faire les calculs analytiques et les essais expérimentaux. Pour vérifier les résultats donnés sur la figure 3.49, où les sources de chaleur sont respectivement les pertes moyennes et les pertes instantanées sur cycle de fonctionnement, nous allons générer dans la machine des pertes Joule constantes (25W) avec un courant continu durant 6000 secondes, puis nous coupons l'alimentation de la machine pour que les pertes s'annulent (sans tenir compte des pertes mécaniques et des pertes fer). Ainsi, le cas de pertes moyennes et le cas de pertes instantanées peuvent être vérifiés par un même essai. Durant cette période, les températures de différents milieux en fonction du temps sont obtenues par les deux thermocouples. Les résultats sont montrés sur la figure 3.51 (b). Les résultats expérimentaux sont en accord avec les résultats analytiques obtenus par le réseau de résistances thermiques. La différence entre les résultats mesurés et calculés est principalement due au fait que nous négligeons la conductivité thermique de contact entre les différents composants de la machine, aux effets des têtes des bobines qui ne sont pas pris en compte dans les parties précédentes et à l'estimation approximative de la convection thermique au niveau de l'entrefer entre le stator et le rotor, etc.

Pour les modèles thermiques présentés dans ce chapitre, leurs précisions dépendent fortement des estimations de la conductivité équivalente de l'encoche et du coefficient de convection externe sur la surface de la machine. Les résistances thermiques de l'encoche et celles dues à la convection externe de la machine dans notre cas sont souvent beaucoup plus importantes que les résistances thermiques du stator ou du rotor (le stator et le rotor sont de bons conducteurs thermiques). Ainsi les chutes de température dans l'encoche et à la surface de la machine sont dominantes dans la différence de température entre le point chaud (milieu de l'encoche pour le modèle 2D) et l'ambiance.

3.3 Etude thermique transitoire sur cycle de fonctionnement des MRV



(a) machine de test



(b) résultats expérimentaux et analytiques (réseau de résistance thermiques)

Figure 3.51 Machine de test et les résultats expérimentaux et analytiques des températures de la MRV 6/4.

Sur la figure 3.49, nous avons vu que la MRVNC peut avoir une température maximale plus faible que celle de la MRVC pendant plusieurs cycles de fonctionnement. Mais pour l'application VSV, avec une température ambiante de 200°C , la température maximale de la MRVNC sera quasiment égale à 400°C durant les cycles de fonctionnement. Cette température maximale va dépasser la température maximale admissible des matériaux isolants. Ainsi, malgré les bonnes performances électromagnétiques et mécaniques de la MRVNC, elle sera exclue pour l'application VSV.

3.3.3 Conclusion

Dans cette partie, des modèles des pertes instantanées (pertes Joule et pertes fer) sur un cycle de fonctionnement de la MRVC et de la MRVNC sont établis. Les résultats numériques ont montré que les pertes Joule de la MRVNC sont plus faibles que celles de la MRVC sur le même cycle de fonctionnement. Il en est de même pour les pertes fer, ceci est dû à ses faibles harmoniques dans le flux statorique.

Afin d'étudier les caractéristiques thermiques des MRV, un modèle basé sur un réseau de résistances thermiques est mis en place. Ceci est validé par un modèle numérique (EF 2D), dans lequel, une transformation d'un rotor à pôles saillants en un rotor équivalent à pôles lisses est proposée. Après une série de calculs, un très bon accord entre les résultats analytiques et numériques est observé. En raison de ses faibles pertes Joule et pertes fer sur un cycle de fonctionnement par rapport à la MRVC, les évolutions des températures de la MRVNC sont significativement sur le même cycle de fonctionnement. Pourtant, pour la MRVNC aussi bien que pour la MRVC, l'évolution de la température au point chaud sur un cycle de fonctionnement est trop élevée par rapport à l'exigence du cahier des charges de l'application VSV. En raison de la fiabilité, la redondance doit être prise en compte, c'est-à-dire que nous ne pouvons utiliser qu'une moitié de la machine en mode sain, ce qui va encore dégrader les performances thermiques des MRV. Ainsi, l'augmentation des températures sur un cycle de fonctionnement sera encore plus élevée.

D'après les études précédentes, nous pouvons conclure que malgré les bonnes performances électromagnétiques de la MRVNC, elle ne peut pas répondre au cahier des charges de l'application VSV et donc sera exclue pour les études approfondies dans la suite de ce mémoire. Par contre, comme ceux qui l'ont été déjà montré précédemment (figure 2.12), la machine à commutation de flux (MCF) a des couples volumiques plus élevés que les autres machines. Ceci signifie que pour avoir le même couple moyen, la MCF aura moins de pertes Joule et donc moins d'évolution des températures (nous considérons que les pertes fer et mécaniques sont similaires pour les machines concernées). De plus, d'un côté, la structure du rotor de la MCF est similaire à celui d'une MRV, qui est très simple et peut rendre la MCF très robuste mécaniquement. De l'autre, tous les aimants permanents sont insérés dans le stator, qui rend la MCF plus facile à refroidir par rapport aux machines à aimants permanents rotoriques. Ainsi, dans la suite, nous allons étudier la MCF pour évaluer sa faisabilité pour l'application VSV.

Chapitre 4.

Etude sur la tolérance aux défauts d'une machine à commutation de flux (MCF) triphasée

Dans ce chapitre, nous nous consacrerons aux études sur la tolérance aux défauts d'une machine à commutation de flux (MCF) triphasée. Comme pour les MRVC et MRVNC, avant d'aborder les problèmes des défauts, les études thermiques transitoires sur cycle de fonctionnement de la MCF avec redondance seront effectuées dans la première partie afin de s'assurer que la MCF avec redondance peut répondre au cahier des charges de l'application VSV, dans laquelle la contrainte thermique est la contrainte majeure. Dans la deuxième partie, les caractéristiques électromagnétiques de la MCF sans redondance seront tout d'abord détaillées. Ensuite, des modèles de défauts de cette MCF sur le court-circuit partiel d'une phase ou entre phases sont mis en place à l'aide de MATLAB-Simulink afin d'étudier l'influence du court-circuit partiel sur les courants dans les phases saines, sur le couple instantané et sur la vitesse de la MCF sans redondance. Dans la troisième partie, la caractérisation préalable d'une MCF avec redondance sera tout d'abord réalisée, les paramètres comme les inductances propres, les inductances mutuelles, les flux à vide sont obtenus à l'aide d'une méthode des EF 2D. Ces paramètres serviront ensuite dans le modèle de défauts à calculer les variations du couple moyen, de la vitesse, des courants dans les phases saines et en court-circuit ainsi que les pertes Joule et les pertes fer. Une phase principale en court-circuit de la MCF avec redondance est prise comme exemple. Des modèles thermiques statiques 3D (analytique et numérique) sont mis en œuvre pour étudier les variations des températures dans le cas d'une phase en court-circuit. Les essais thermiques sont effectués pour valider les résultats analytiques et numériques. Pour finir, dans la quatrième partie, l'utilisation de la machine à simple couche au lieu de la machine à double couche classique, est proposée pour diminuer les influences mutuelles entre les phases en cas de défauts. D'autres paramètres comme les courants dans les phases saines, les inductances mutuelles et l'angle de défluxage seront aussi pris en compte pour étudier leurs influences sur les courants de court-circuit.

4.1 Modélisation thermique sur cycle de fonctionnement d'une MCF avec redondance

4.1.1 Pertes fer et Joule sur cycle de fonctionnement

Dans l'application VSV, les contraintes thermiques sont très fortes, car la température ambiante est souvent très élevée. La machine conçue pour cette application doit donc satisfaire à la fois les contraintes électromagnétiques et les contraintes thermiques. Nous avons prouvé que la MRVNC ne peut pas satisfaire les contraintes thermiques de l'application VSV, elle est donc exclue pour les études visées dans ce mémoire. Afin d'éviter le même problème, nous allons tout d'abord étudier les caractéristiques thermiques de la MCF avec redondance sur cycle de fonctionnement. Une fois que nous avons vérifié qu'elle peut satisfaire les contraintes thermiques, nous allons aborder les problèmes de fiabilité. Dans un premier temps, nous considérons qu'il n'y a pas de défauts dans la MCF. Ainsi, seules les trois phases principales fonctionnent. En se basant sur cette hypothèse, nous allons dans la suite continuer les études thermiques de la MCF 12/10 avec redondance sur cycle de fonctionnement.

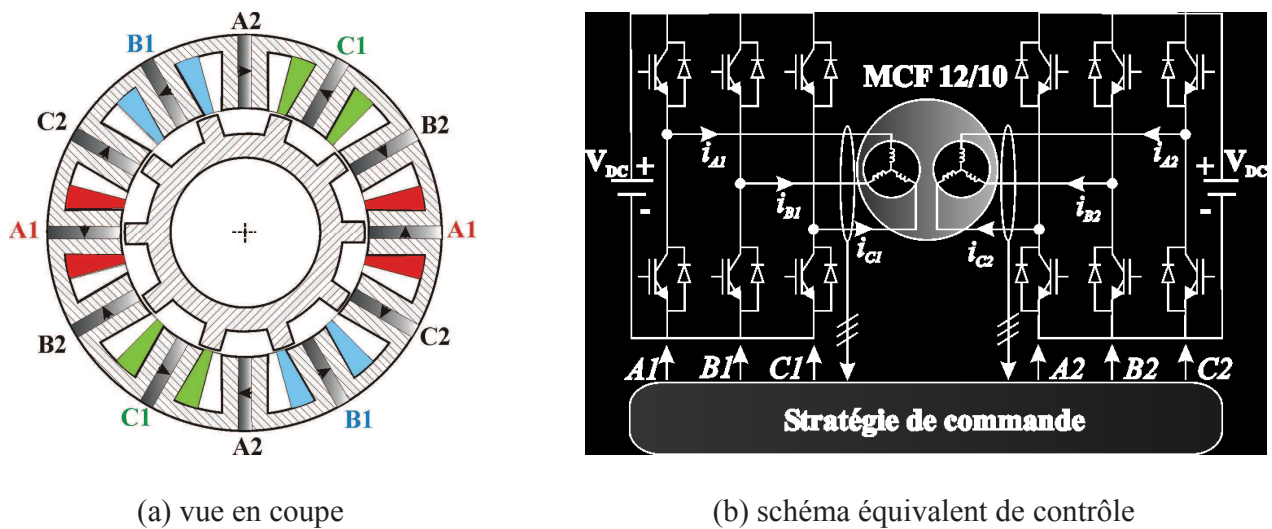


Figure 4.1 Vue en coupe et schéma de commande de la MCF 12/10 avec les bobines redondantes.

Comme mentionné précédemment, la MCF 12/10 avec redondance consiste en deux étoiles, l'une est principale, l'autre est redondante, dont la vue en coupe est illustrée sur la figure 4.1 (a). Sachant que les deux étoiles sont quasiment identiques, nous pouvons prendre les phases A1, B1 et C1 comme les phases principales, qui sont connectées en étoile, nommée l'étoile principale tandis que les phases A2, B2 et C2 forment l'étoile redondante. Les deux étoiles sont alimentées indépendamment par deux onduleurs de tension comme indiqué sur la figure 4.1 (b) (voir aussi la figure 2.26), dont les points neutres sont inaccessibles. En mode sain, seules les phases principales sont alimentées par un onduleur de tension. Ceci

4.1 Modélisations thermiques sur cycle d'une MCF redondante

est similaire à la machine triphasée classique. Si à moment donné, un défaut apparaît dans l'étoile principale, la stratégie de commande choisie va imposer que toutes les phases de l'étoile principale seront ouvertes et les phases redondantes sont simultanément alimentées pour s'assurer la continuité du fonctionnement de la machine.

Tableau 4.1 Les paramètres de la MCF 12/10 avec ou sans redondance (conception préliminaire)

	MCF 12/10 (sans ou avec redondance)
Nombre de dents statoriques (N_s)	12
Nombre de dents rotoriques (N_r)	10
Rayon externe du stator ($R_{s\text{ext}}$)	45 mm
Rayon interne du stator ($R_{s\text{int}}$)	25,7 mm
Rayon externe du rotor ($R_{r\text{ext}}$)	25,5 mm
Rayon de l'arbre (R_{arb})	20 mm
Largeur des dents statoriques (L_{ds})	9,64 mm
Largeur des dents rotoriques (L_{dr})	4,58 mm
Epaisseur des aimants (L_{aimant})	2 mm
Longueur active (L_a)	60 mm
Epaisseur de l'entrefer (e)	0,2 mm
Nombre de spires d'une dent (N)	40
Coefficient de remplissage (kb)	0,5
Champ rémanent (B_r) (NdFeB, 200°C)	1,02 T
Résistivité du cuivre (200°C)	$3 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$

Les paramètres de la machine à commutation de flux à étudier sont donnés dans le tableau 4.1. Le couple et la vitesse en fonction du temps sur un cycle de fonctionnement sont donnés à la figure 1.1 (b) (cahier des charges). Les trois phases principales de la MCF sont alimentées avec des courants sinusoïdaux, en utilisant la même méthode que celle dans la partie 3.3.1 pour calculer les pertes et les évolutions des températures sur un cycle de fonctionnement. Nous avons tout d'abord calculé les deux composantes de l'induction (B_r et B_θ) de tous les éléments du maillage du stator ainsi que du rotor par la méthode des EF 2D pour différentes densités du courant efficace et pour différentes positions du rotor. Ensuite, les pertes fer et les pertes Joule sur un cycle de fonctionnement peuvent être calculées par l'éq. 3.19 et par l'éq. 3.21 et les résultats sont montrés sur la figure 4.2. En effet, nous avons constaté que les pertes Joule et les pertes fer n'atteignent pas leurs valeurs maximales et minimales aux mêmes moments sur un cycle de fonctionnement : les pertes Joule sont maximales (126 W) et les pertes fer sont minimales (0,5 W) dans l'intervalle du temps de 380s à 620s tandis que les pertes Joule sont minimales (0,3 W) et les pertes fer sont maximales dans les intervalles du temps de 0s à 360s et de 4000s à 6000s.

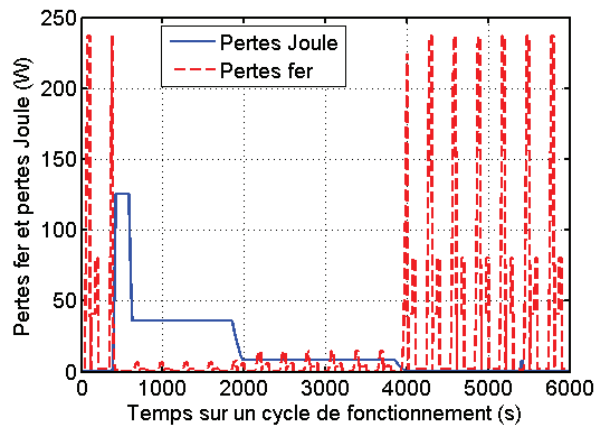


Figure 4.2 Pertes fer et pertes Joule sur un cycle de fonctionnement de la MCF 12/10 avec redondance.

Les pertes par courant de Foucault et celles par hystérésis du stator sont calculées et montrées sur la figure 4.3. Etant comparables à la figure 1.1 (b), nous pouvons remarquer qu'à haute vitesse, les pertes par courant de Foucault sont beaucoup plus élevées que celles par hystérésis, tandis que de 680s à 4000s, la plage de faible vitesse, les pertes fer par hystérésis sont légèrement plus élevées que celles par courant de Foucault. Ceci est évident, car les pertes fer par courant de Foucault sont proportionnelles au carré de la fréquence (voir l'eq. 3.21). Ainsi, avec les mêmes amplitudes de l'induction, plus la fréquence est élevée, plus les pertes fer par courant de Foucault sont élevées. Par contre, à faible vitesse, par rapport à l'influence de l'amplitude de l'induction, celle de la fréquence sur les pertes fer n'est pas très importante.

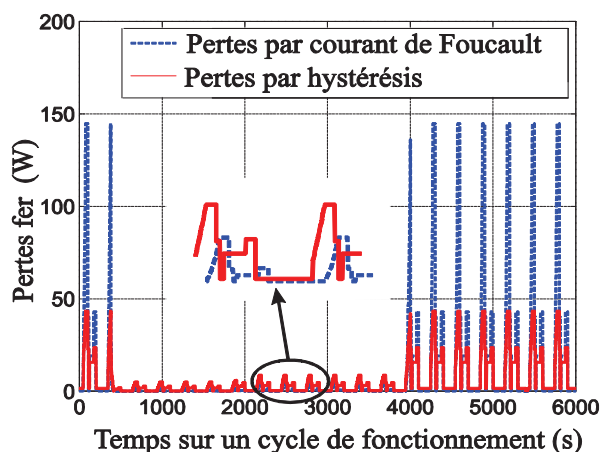


Figure 4.3 Pertes fer par hystérésis et celles par courant de Foucault du stator sur un cycle de fonctionnement.

4.1 Modélisations thermiques sur cycle d'une MCF redondante

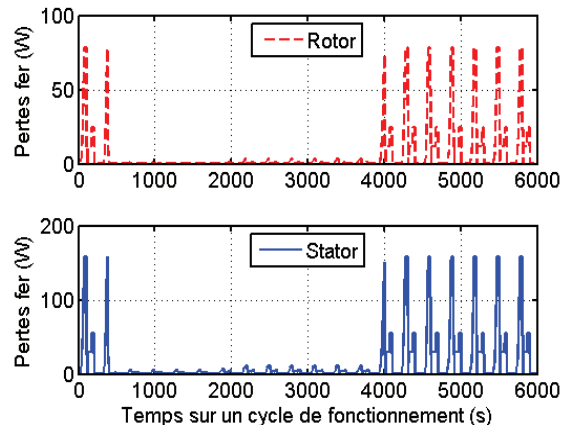


Figure 4.4 Pertes fer rotoriques et statoriques sur un cycle de fonctionnement de la MCF 12/10 avec redondance.

Les pertes fer rotoriques et celles statoriques sont également calculées et montrées sur la figure 4.4. Nous pouvons conclure que les pertes fer statoriques de la MCF 12/10 avec redondance sont quasiment 2 fois plus élevées que celles rotoriques aussi bien à faible vitesse qu'à haute vitesse. Nous allons dans la suite démontrer pourquoi nous avons ce phénomène dans la MCF 12/10.

Sachant que le nombre de dents rotoriques est égal à 10. Pour la MCF (12/10) alimentée avec des courants sinusoïdaux, le nombre de paires de pôles est égal au nombre de dents rotoriques. Ainsi, la période de l'induction statorique est de 36° mécaniques. Par contre, pour les inductions dans le rotor, ce n'est pas le cas. Pour prouver ceci, nous prenons la figure 4.5 comme exemple, dont trois phases principales sont alimentées avec des courants sinusoïdaux.

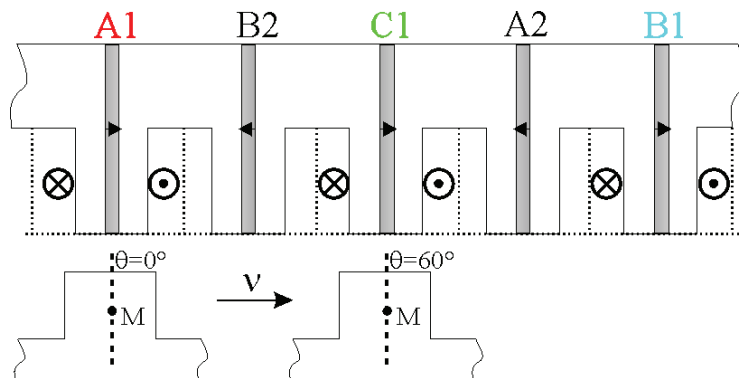


Figure 4.5 Calculs de l'induction au point M dans la dent rotorique de la MCF 12/10 avec redondance.

L'induction est récupérée au point M pour différentes positions du rotor, dont le sens de rotation est antihoraire. Supposons que la position initiale est $\theta=0^\circ$, où la dent rotorique est en dessous de la dent statorique A1. A cette position, nous pouvons aisément obtenir les expressions (sans défluxage) des courants triphasés comme suit :

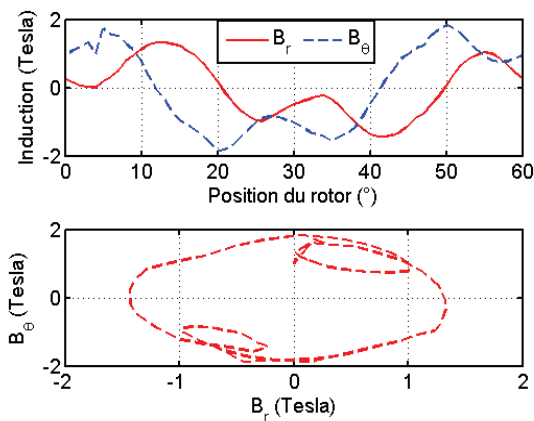
$$\begin{cases} i_{A1}(\theta = 0^\circ) = I_{max} \cos(N_r \theta + \pi/2) = I_{max} \cos(\pi/2) \\ i_{B1}(\theta = 0^\circ) = I_{max} \cos(N_r \theta + \pi/2 - 2\pi/3) = I_{max} \cos(\pi/2 - 2\pi/3) \\ i_{C1}(\theta = 0^\circ) = I_{max} \cos(N_r \theta + \pi/2 - 4\pi/3) = I_{max} \cos(\pi/2 - 4\pi/3) \end{cases} \quad Eq. 4.1$$

Où N_r et I_{max} sont respectivement le nombre de dents rotoriques et l'amplitude de courant. L'induction au point M dépend à la fois des flux dus aux aimants permanents et dus aux courants d'induit. Ainsi, afin d'avoir une période de l'induction rotorique vue par le point M, nous devons nous assurer que le rotor tourne jusqu'à la position où la polarisation de l'aimant permanent et la relation entre les trois courants sont identiques à ceux de la position initiale. Pour cette machine, lorsque le point M est à la position $\theta = 60^\circ$ (figure 4.5), nous pouvons remarquer que les flux dus aux aimants permanents sont identiques à ceux de la position initiale (la polarisation de l'aimant permanent dans la dent de la phase A1 et identique à celle de la phase C1). Ainsi, il nous reste à vérifier les flux dus aux courants d'induit. A la position $\theta = 60^\circ$, les expressions des courants s'écrivent comme dans l'eq. 4.2. Nous pouvons remarquer que, pour le point M, la phase C1 devient la phase A1 à la position initiale. Ceci est comme si nous avons tourné artificiellement le système triphasé avec un angle électrique de $2\pi/3$ dans le sens antihoraire. Finalement, nous pouvons constater qu'à la position $\theta = 60^\circ$, les flux dus aux aimants permanents et ceux dus aux courants d'induit sont identiques à ceux de la position initiale. Ainsi, la période de l'induction rotorique doit être 60° mécaniques pour la MCF 12/10.

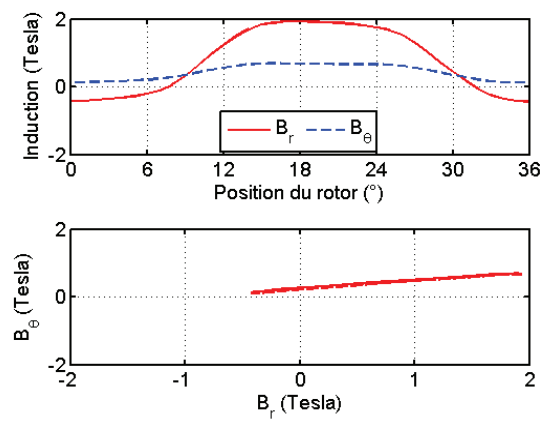
$$\begin{cases} i_{A1}(\theta = 60^\circ) = I_{max} \cos(N_r \theta + \pi/2) = I_{max} \cos(\pi/2 - 2\pi/3) = i_{B1}(\theta = 0^\circ) \\ i_{B1}(\theta = 60^\circ) = I_{max} \cos(N_r \theta + \pi/2 - 2\pi/3) = I_{max} \cos(\pi/2 - 4\pi/3) = i_{C1}(\theta = 0^\circ) \\ i_{C1}(\theta = 60^\circ) = I_{max} \cos(N_r \theta + \pi/2 - 4\pi/3) = I_{max} \cos(\pi/2) = i_{A1}(\theta = 0^\circ) \end{cases} \quad Eq. 4.2$$

Des simulations numériques sont présentées à la figure 4.6, les deux composantes de l'induction au point M [figure 4.6 (a)] sont calculées pour une densité du courant efficace de $10A/mm^2$ et pour différentes positions du rotor. En tant que référence, les deux composantes de l'induction dans une dent statorique sont aussi données sur la figure 4.6 (b). Nous avons remarqué que les amplitudes de l'induction sont similaires tandis que la fréquence de l'induction rotorique est quasiment deux fois plus faible que celle de l'induction statorique. En même temps, après une analyse harmonique [figure 4.6 (c) et (d)], nous avons trouvé que les composantes harmoniques de l'induction rotorique sont plus élevées que celles de l'induction statorique. De plus, pour l'induction rotorique aussi bien que pour l'induction statorique, la troisième composante harmonique est plus élevée que les autres. Nous pouvons conclure que, même si la fréquence de l'induction rotorique est plus faible que celle de l'induction statorique, avec le même niveau de l'induction et plus d'harmoniques, les pertes fer rotoriques peuvent être aussi élevées que la moitié des pertes fer statoriques.

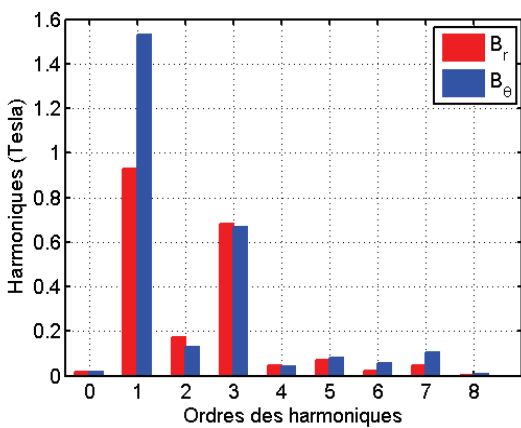
4.1 Modélisations thermiques sur cycle d'une MCF redondante



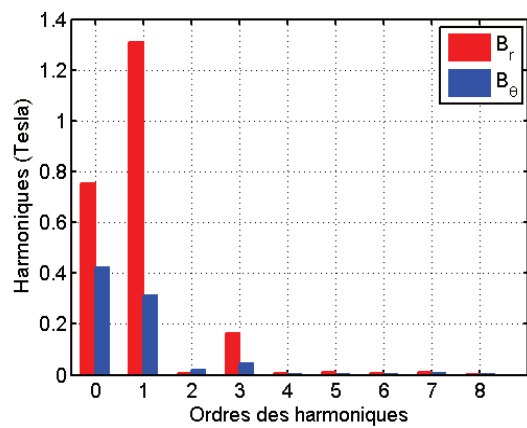
(a) composantes de l'induction dans la dent rotorique



(b) composantes de l'induction dans la dent statorique



(c) analyse harmonique des composantes de l'induction dans la dent rotorique



(d) analyse harmonique des composantes de l'induction dans la dent statorique

Figure 4.6 Composantes de l'induction dans les dents rotoriques et statoriques sur une période rotorique ainsi qu'une période statorique et leurs analyses harmoniques.

4.1.2 Modélisation thermique par réseau de résistances thermiques

Après une série de calcul comme dans la partie 3.3.2 pour les MRV, les résistances thermiques sont obtenues, nous pouvons donc établir le réseau de résistances thermiques pour la MCF avec redondance. Il faut noter que les capacités thermiques ne sont pas montrées, mais celles-ci sont déjà calculées et peuvent être insérées dans le modèle de la figure 4.7, le principe est identique à celui sur la figure 3.45.

Sur la figure 4.7, les différentes résistances thermiques aux différents endroits de la MCF avec redondance sont décrites dans le tableau 4.2. Les pertes dans les aimants permanents ne sont pas prises en

compte, le calcul de ses résistances thermiques est donc identique à celui dans l'axe de la machine. Ceci est également utilisé pour calculer les résistances thermiques de la bobine redondante, dont les pertes Joule sont nulles.

Tableau 4.2 Description des résistances thermiques illustrées à la figure 4.7

Endroit	Résistance	Endroit	Résistance	Endroit	Résistance
Bobine principale	$R1-R2$	Aimants permanents	$R9-R11$	Convection dans l'entrefer	$R19-R24$
Bobine redondante	$R3-R4$	Culasse statorique	$R12-R15$	Rotor	$R25-R30$
Dent statorique	$R5-R8$	Convection externe	$R16-R18$	Arbre	$R31-R32$
$R19-R24$ dans l'entrefer sont dues à la conducto-convection du fluide					

P_{Jl} représente les pertes Joule dans la phase principale tandis que $P_{fr1}-P_{fr8}$ sont les pertes fer dans le stator aussi bien que dans le rotor. Comme mentionné dans [25], afin d'augmenter la précision de calcul, il nous faut plus de résistances thermiques, c'est-à-dire qu'il faut que la discrétisation de la machine soit plus fine. Cependant, ceci va prendre plus de temps de calcul et l'avantage de la méthode analytique par rapport à l'EF 2D pourrait se perdre.

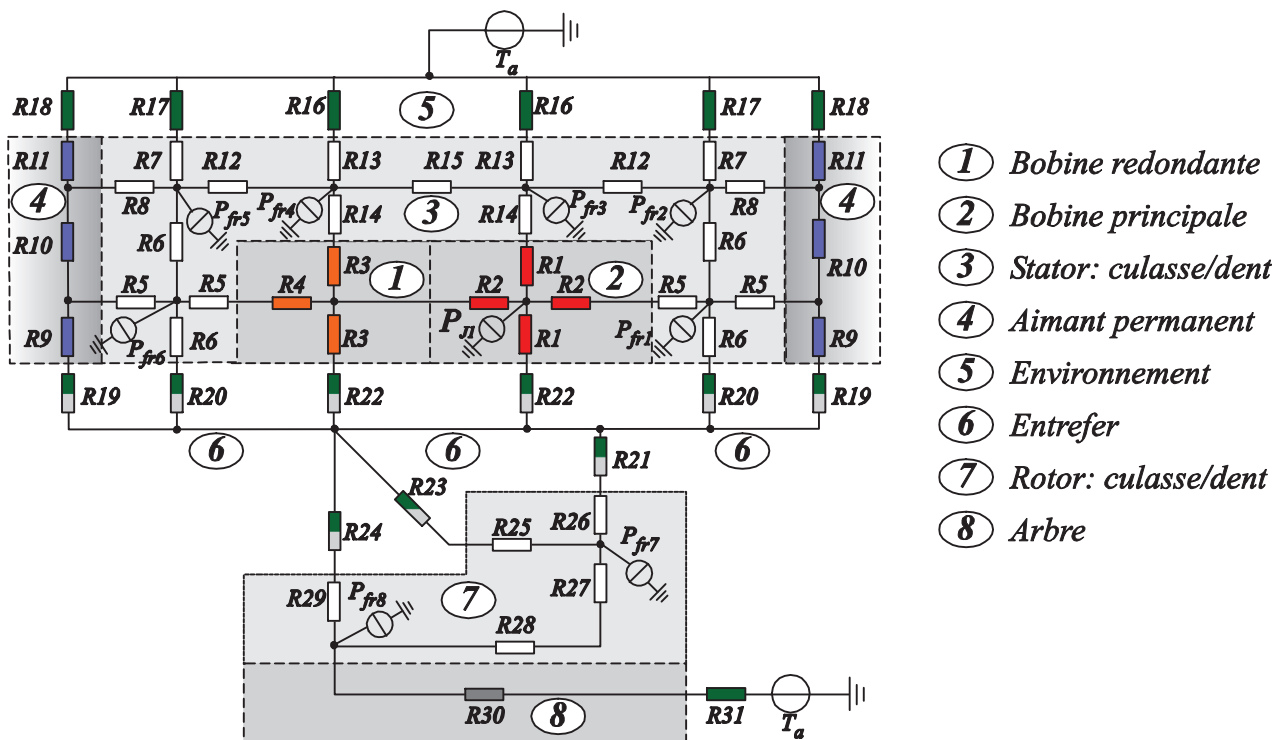


Figure 4.7 Le réseau de résistances thermiques de la machine à commutation de flux 12/10 tenant compte de la redondance.

4.1 Modélisations thermiques sur cycle d'une MCF redondante

En se basant sur la figure 4.7, la température de chaque nœud peut être calculée par :

$$[T]_{n \times 1} = [Y]_{n \times n}^{-1} [P]_{n \times 1} \quad \text{Eq. 4.3}$$

Où $[Y]_{n \times n}$ est une matrice de conductances thermiques comme nous l'avons vu pour l'éq. 3.31.

4.1.3 Modélisation thermique par la méthode EF 2D

La même méthode que celle développée dans la partie 3.3.2.2 est appliquée dans cette partie pour la modélisation thermique de la MCF 12/10 avec redondance à l'aide des EF 2D. Le modèle EF 2D, ses attributions des matériaux et des conditions aux limites sont illustrées à la figure 4.8. Par rapport au modèle de la figure 3.48, la différence principale est que dans l'encoche statorique, il existe deux types de bobines : la bobine principale (le siège de source de chaleur : pertes Joule) et la bobine redondante (sans pertes). Sachant qu'en mode sain, les bobines redondantes ne sont pas alimentées, elles n'ont donc pas de pertes Joule. Les pertes Joule dans la bobine principale, les pertes fer statoriques et celles rotoriques équivalentes sont distribuées de manière homogène. Un coefficient de convection h_a est imposé sur la surface externe de la machine qui se trouve dans une température ambiante T_a (°C).

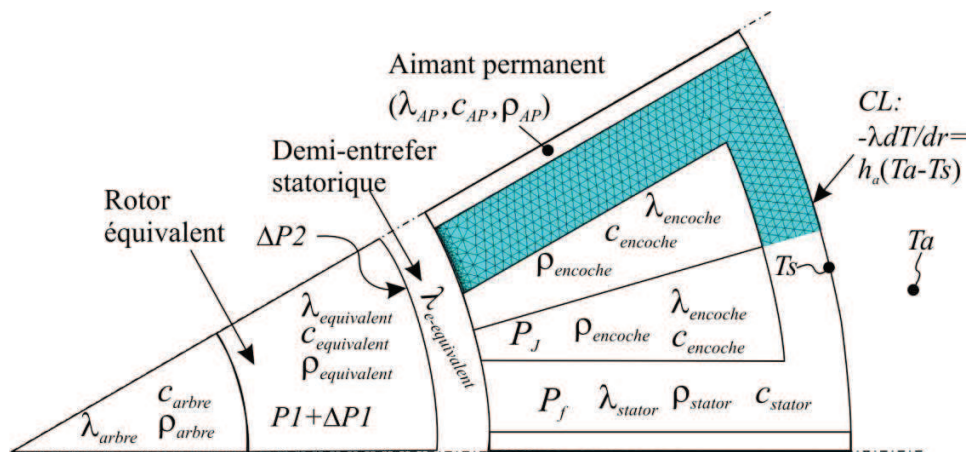


Figure 4.8 Modélisation thermique de la MCF 12/10 avec redondance, les attributions des matériaux ainsi que des conditions aux limites.

4.1.4 Résultats analytiques et numériques (thermique statique)

En résolvant l'éq. 4.3, nous avons obtenu les résultats analytiques et numériques des températures en fonction du temps dans différentes composantes du stator. Nous avons choisi le point chaud dans la bobine principale comme exemple, dont les évolutions des températures sur un cycle de fonctionnement sont

montrées à la figure 4.9. Un bon accord entre les résultats analytiques et les résultats EF 2D est observé.

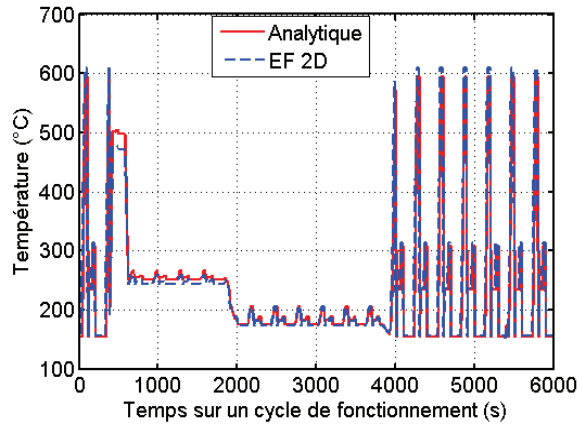


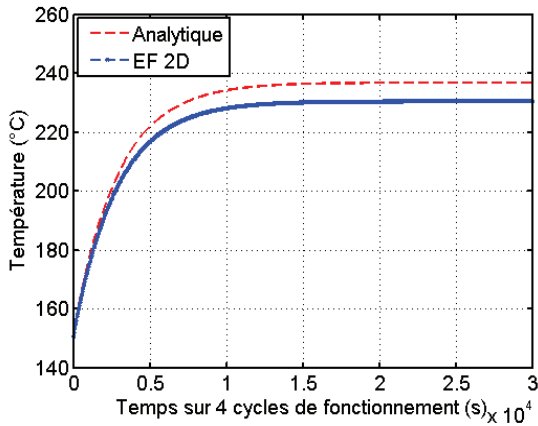
Figure 4.9 Résultats analytiques et numériques d'évolution des températures au point chaud en fonction du temps sur un cycle de fonctionnement de la MCF 12/10 avec redondance.

La source de chaleur est la somme des pertes fer totales (par courant de Foucault et par hystérésis) et des pertes Joule variables sur un cycle de fonctionnement. Comme montré à la figure 4.2, les pertes Joule et les pertes fer maximales n'apparaissent pas en même temps, par voie de conséquence, l'augmentation de la température maximale n'est pas due à la somme des pertes Joule maximales et des pertes fer maximales. En comparaison avec la figure 7.4 (b), dans laquelle seules les pertes Joule sont prises en compte, il est remarqué qu'à la figure 4.9, la température augmente légèrement de 380s à 620s (où les pertes Joule sont maximales). Ceci est dû au fait que les pertes fer de 380s à 620s sont minimales. Par contre, de 0s à 360s et de 4000s à 6000s, les pertes fer totales sont beaucoup plus élevées que les pertes Joule. Ainsi, l'augmentation de la température est plutôt due aux pertes fer totales. Ceci est très important pour l'optimisation d'une machine sur cycle de fonctionnement. Généralement, afin de minimiser l'évolution des températures, à faibles vitesses, les pertes Joule doivent être minimisées tandis qu'à hautes vitesses, le défluxage devrait être appliqué pour minimiser les pertes fer.

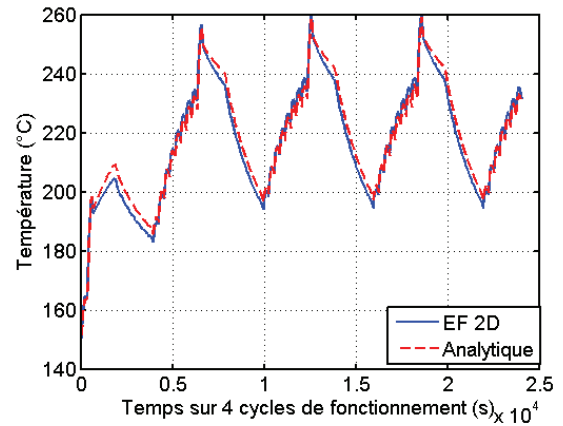
4.1.5 Résultats analytiques et numériques (thermique transitoire)

Comme dans la partie où nous avons étudié les MRVC et MRVNC, les études thermiques transitoires peuvent être effectuées en utilisant l'éq. 3.31. La transformation d'un rotor à pôles saillants en un rotor à pôles lisses comme pour les MRV est appliquée pour le modèle transitoire numérique. Enfin, les résultats analytiques et numériques des températures au point chaud (au milieu de l'encoche principale) sont donnés à la figure 4.10.

4.1 Modélisations thermiques sur cycle d'une MCF redondante



(a) source de chaleur est la somme de pertes moyennes



(b) source de chaleur est les pertes instantanées

Figure 4.10 Evolution des températures au point chaud (au milieu de la bobine principale) de la MCF 12/10 avec redondance sur 4 cycles de fonctionnement (la machine entre dans le régime permanent).

Un bon accord entre les résultats obtenus par la méthode du réseau de résistances thermiques (analytiques) et ceux obtenus par la méthode des EF 2D a été observé à la figure 4.10. A la figure 4.10 (b), les variations de la température sont plus importantes, parce que les pertes Joule et les pertes fer ne sont pas constantes sur un cycle de fonctionnement. De plus, en comparaison avec les résultats dans les études de la thermique statique (voir figure 4.9), la température maximale obtenue par le modèle transitoire est beaucoup plus basse. La température maximale obtenue par les pertes (fer et Joule) instantanées et celle obtenue par la somme des pertes moyennes sont similaires. Ceci l'explique par le fait que la constante de temps thermique ralentit l'augmentation de la température et diminue son ondulation en régime transitoire. Ainsi, la variation de la température obtenue par le modèle transitoire est plus lente que celle obtenue par le modèle statique. Comme mentionné dans les sections précédentes, les seules études thermiques statiques ne sont pas suffisantes : la MCF 12/10 avec redondance pourrait être rejetée dans la partie préliminaire parce que la température maximale obtenue par le modèle statique est trop élevée pour satisfaire les contraintes thermiques. C'est la raison pour laquelle les études thermiques transitoires sont indispensables pour les machines électriques avec cycle de fonctionnement. De plus, pour prédire précisément la variation de température sur cycle de fonctionnement, les sources de chaleur doivent être les pertes instantanées sur cycle de fonctionnement.

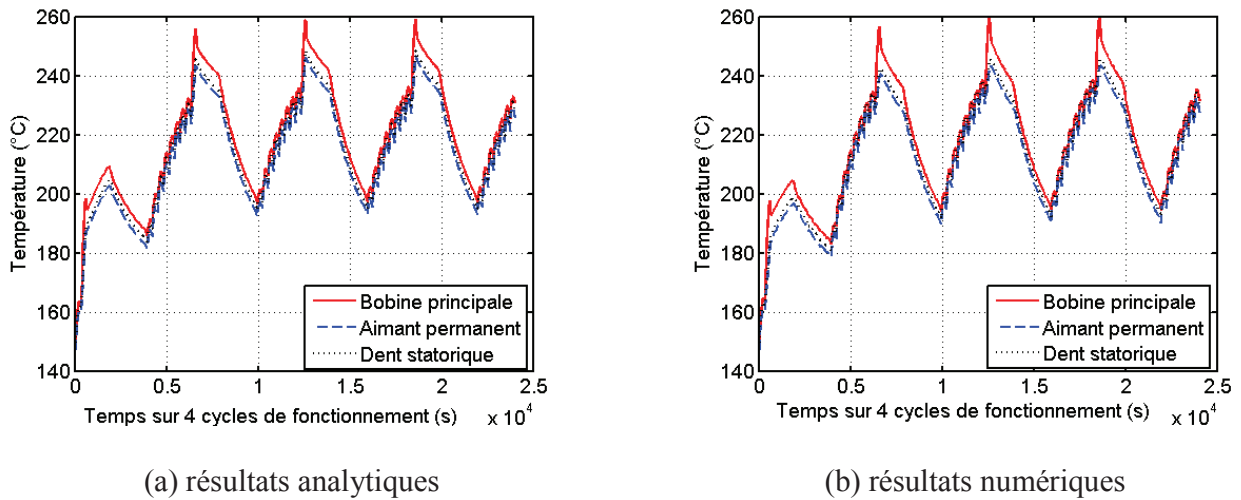


Figure 4.11 Variations des températures dans différentes composantes de la machine sur 4 cycles de fonctionnement.

Les variations des températures en différents lieux de la machine sont obtenues par les méthodes analytiques et numériques, dont les résultats sont illustrés sur la figure 4.11. Nous avons remarqué que l'écart entre la température de la bobine principale et celle de la dent statorique n'est pas important. Ceci est peut être dû au fait que nous négligeons les résistances thermiques de contact entre les différentes composantes de la machine. Par conséquent, nous devons reconnaître que les résultats précédents ont dans un sens surestimé les performances thermiques de la machine. Ceci pourrait être amélioré par les essais expérimentaux, car nous ne pouvons obtenir les valeurs précises des résistances thermiques de contact que d'une façon expérimentale.

Contrairement aux études menées par certains chercheurs sur les machines électriques, où ils ont constaté que la température maximale dans la machine se trouve toujours au niveau des têtes des bobines, nous avons remarqué que pour les machines électriques avec cycle de fonctionnement, la température du rotor ou du stator pourrait être plus élevée que celle de l'encoche principale (figure 4.12). Ceci est lié au fait que les pertes fer pourraient être beaucoup plus élevées que les pertes Joule sur un cycle de fonctionnement. Par conséquent, sur un cycle de fonctionnement, le point chaud pourrait se déplacer de l'encoche statorique aux dents statoriques ou au rotor. Par exemple, à 600 secondes, la température maximale a été observée dans l'encoche principale et sa valeur est de 175°C, tandis qu'à 4300 secondes, une température maximale de 205 °C a été observée au rotor. Ceci est une caractéristique très importante pour les machines avec des aimants permanents montés sur la surface du rotor, car l'augmentation de la température sur le rotor pourrait démagnétiser les aimants permanents et diminuer l'induction magnétique. Par conséquent, afin de maintenir le couple demandé, il faut augmenter les courants d'alimentation. Ceci va encore augmenter les pertes et les températures et, une désaimantation irréversible pourrait donc finalement apparaître [16]. Par contre, dans la machine à commutation de flux, tous les aimants

4.1 Modélisations thermiques sur cycle d'une MCF redondante

permanents sont insérés dans le stator, ce qui est un avantage du point de vue thermique. Par conséquent, la chaleur dans les aimants permanents sera évacuée plus facilement par rapport à la machine avec aimants permanents rotoriques, car sans traverser l'entrefer (mauvais conducteur thermique), elle est plus proche du système de refroidissement externe. Ainsi, les aimants permanents de la MCF auront moins de risque d'être désaimantés par l'augmentation des températures et les MCF sont donc plus adéquates pour les applications critiques avec haute température ambiante.

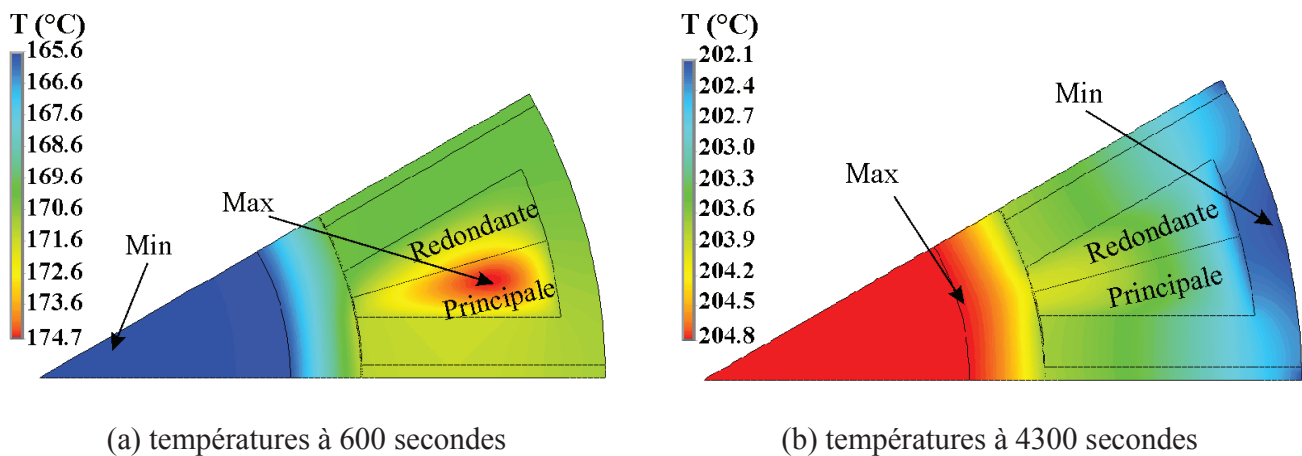


Figure 4.12 Distribution des températures avec les encoches principales alimentées par des courants sinusoïdaux.

4.1.6 Vérifications expérimentales

Afin de vérifier les résultats analytiques et numériques obtenus précédemment pour la MCF 12/10 avec redondance, nous avons utilisé une machine à commutation de flux dans notre laboratoire, dont les nombres de pôles statoriques et rotoriques sont respectivement égaux à 12 et à 10. Les autres paramètres de cette machine sont donnés dans le tableau 7.2 et les photos du stator ainsi que du rotor sont illustrées à la figure 7.2. Le diamètre externe du stator et le diamètre externe du rotor sont respectivement de 154,4 mm et de 86 mm, l'épaisseur de l'entrefer est de 0,2 mm, la longueur active de la machine est de 60 mm et le taux de remplissage est de 0,4. Avec les paramètres donnés dans le tableau 7.2, nous avons mis en place un modèle électromagnétique à l'aide de la méthode des EF 2D. En se basant sur ceci, avec les phases principales alimentées par des courants sinusoïdaux, la force électromotrice (FEM) à vide pour une vitesse mécanique $\Omega = 270 \text{ tr/min}$ est calculée et montrée à la figure 4.13. Dans les essais, la MCF 12/10 avec redondance est entraînée par une machine à courant continu (MCC) et la FEM ($\Omega = 270 \text{ tr/min}$) d'une phase principale est obtenue et illustrée à la figure 4.13.

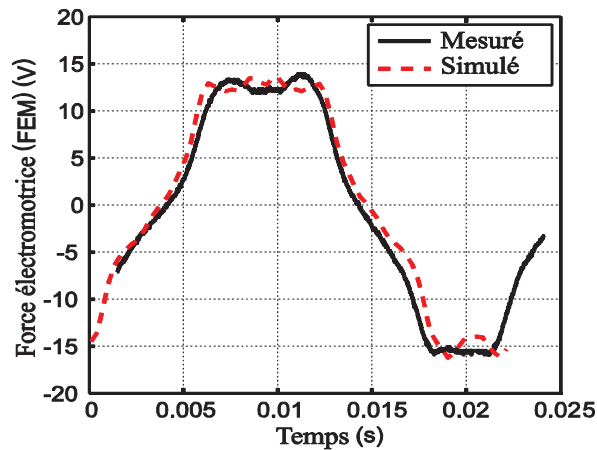


Figure 4.13 Forces électromotrices à vide simulées et mesurées durant une période électrique de la MCF avec redondance.

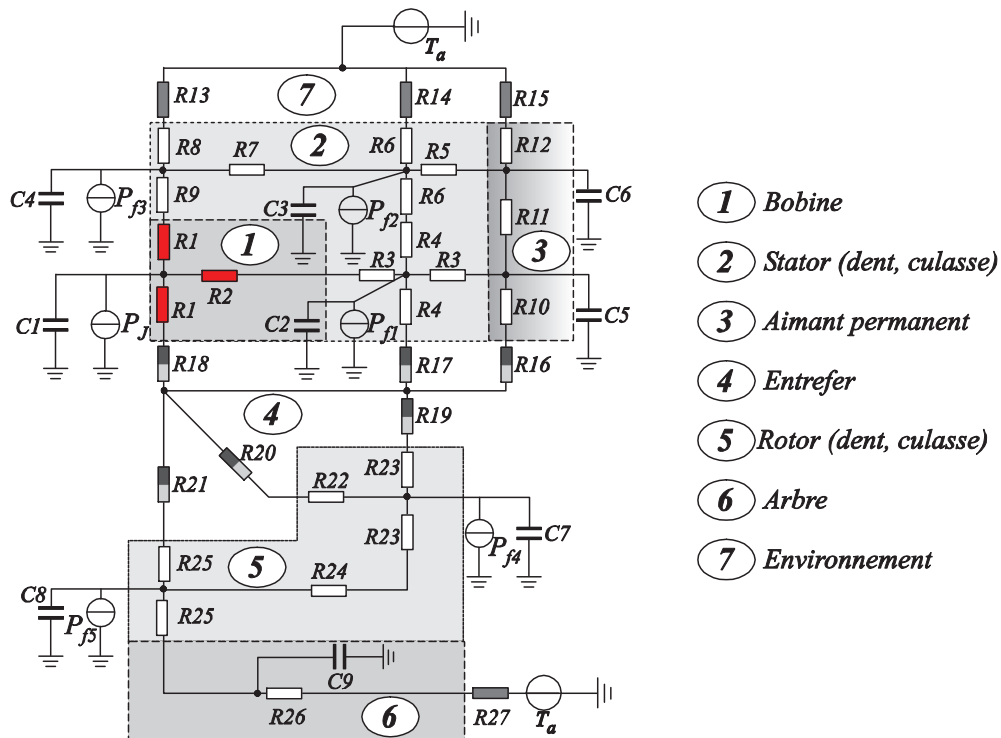


Figure 4.14 Réseau de résistances thermiques de la MCF 12/10 (prototype) pour le cas où toutes les phases sont alimentées.

Les essais thermiques sont aussi réalisés, pour ce faire, deux thermocouples sont utilisés. L'un est mis à la surface de la machine pour mesurer la température de la surface externe de la machine, qui sera à calculer le coefficient de la convection naturelle, l'autre est inséré au milieu d'une encoche statorique (entre le bobinage principal et le bobinage redondant). En effet, comme nous pouvons le voir à la figure 4.12 (a), la température maximale dans l'encoche se trouve quasiment au milieu du bobinage principal. Ceci nous pose un problème, car il est quasiment impossible d'insérer un thermocouple au milieu d'un

4.1 Modélisations thermiques sur cycle d'une MCF redondante

bobinage déjà réalisé. C'est la raison pour laquelle nous avons inséré un thermocouple entre les deux bobinages. En alimentant toutes les bobines (principales et redondantes), nous pouvons considérer que la température obtenue est celle maximale d'une encoche. Ainsi, au lieu d'utiliser le modèle de réseau de résistances thermiques montré à la figure 4.7, nous avons utilisé le modèle montré à la figure 4.14 pour calculer les évolutions des températures. Puisque nous avons montré qu'en cas de toutes les phases alimentées, les trajectoires de flux thermiques de la MCF 12/10 sont symétriques (figure 7.6), nous pouvons donc utiliser seulement une demi-encoche pour représenter toute la machine. Avec la température ambiante connue, un coefficient moyen $h = 4 \text{ W/m}^2/\text{°C}$ est appliqué pour la convection naturelle à la surface de la machine et pour un taux de remplissage $kb = 0,4$, la conductivité thermique équivalente radiale est $\lambda = 0,25 \text{ W/m/°C}$. Le calcul du coefficient de convection sur la surface externe du stator est similaire à celui que nous l'avons utilisé dans la partie 3.3.2.4.

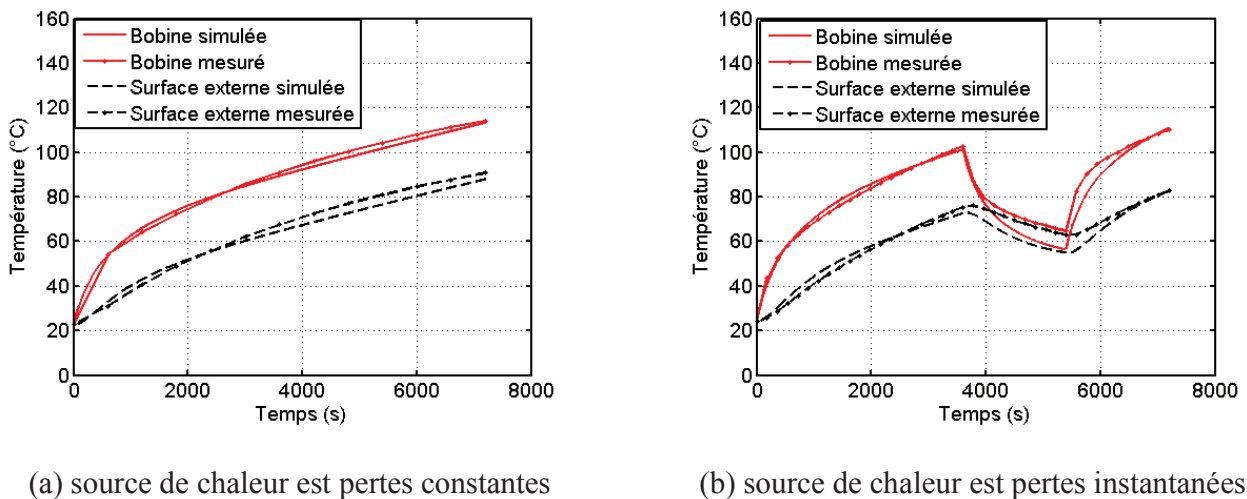


Figure 4.15 Températures en fonction du temps aux différents lieux de la MCF 12/10 (prototype), obtenues par le réseau de résistances thermiques et par les essais.

Avec le modèle montré à la figure 4.14, nous avons calculé les évolutions des températures au milieu de l'encoche et sur la surface externe de la machine. En utilisant les méthodes similaires à celles étudiées dans la partie 3.3.2.4, nous avons appliqué deux types de sources de chaleur, le premier est des pertes constantes, dont la valeur est de 69 W tandis que le deuxième est des pertes variables : de 0 secondes à 3600 secondes, les pertes sont constantes et égales à 91,3 W, ensuite, l'alimentation de la machine est coupée jusqu'à 5400 secondes et l'alimentation de la machine est remise en place avec des pertes constantes de 91,3 W (les pertes moyennes sur ce cycle de fonctionnement sont égales à 69 W). Nous devons être conscients que le cycle utilisé pour les vérifications expérimentales n'est pas le vrai cycle de fonctionnement de l'application VSV. Cependant, la cohérence entre les résultats analytiques obtenus par le réseau de résistances thermiques et ceux obtenus par les essais montre la validité de la méthode du réseau de résistances thermiques. Ceci montre aussi que cette méthode peut être appliquée pour les autres applications, dont les fonctionnements sur cycles.

4.1.7 Conclusion

Dans cette partie, des modèles des pertes fer et des pertes Joule sur un cycle de fonctionnement de la MCF 12/10 (2×3 phases) avec redondance sont mis en place. Les résultats numériques sur un cycle de fonctionnement ont montré qu'à faibles vitesses, les pertes Joule sont considérablement plus élevées que les pertes fer alors que nous avons retrouvé la situation inverse à hautes vitesses. En se basant sur les modèles de pertes fer et de pertes Joule, les modèles thermiques statiques et transitoires sont réalisés. En régime statique, les modèles thermiques à base du réseau de résistances thermiques et des EF 2D ont été appliqués afin d'estimer les évolutions des températures sur un cycle de fonctionnement. Un très bon accord entre les résultats obtenus par les deux modèles est observé. Contrairement à certaines études de la littérature, les températures maximales obtenues par les deux modèles ne sont pas dues à la somme des pertes Joule maximales et des pertes fer maximales. Ainsi, utiliser la somme des pertes fer maximales et des pertes Joule maximales pour calculer les évolutions des températures va conduire à une forte sous-estimation des performances thermiques des machines électriques avec cycle de fonctionnement.

Dans le modèle thermique transitoire, en raison de la constante de temps thermique d'une machine électrique, les variations des températures sont considérablement diminuées par rapport à celles obtenues par les modèles thermiques statiques. En revanche, la température maximale obtenue par les pertes instantanées est toujours plus élevée que celle obtenue par la somme des pertes moyennes (pertes Joule et pertes fer). Ce phénomène a montré qu'afin de mieux estimer les évolutions des températures d'une machine avec cycle de fonctionnement, un modèle thermique transitoire avec des pertes instantanées comme source de chaleur est souvent nécessaire. Nous avons aussi remarqué que la température maximale peut se déplacer de la bobine principale à la culasse rotorique. Ceci est dû au fait qu'à certains moments, les pertes fer peuvent être plus élevées que les pertes Joule et à d'autres moments, nous avons trouvé la situation inverse. Des essais sont mis en place et une bonne cohérence est observée entre les résultats obtenus par les méthodes analytiques (réseau de résistances thermiques) et numériques (EF 2D) ainsi que ceux obtenus par les essais. Les résultats ont aussi montré que les méthodes dans ce mémoire peuvent être étendues à d'autres applications, dont les fonctionnements sur cycles.

D'après les études précédentes, nous pouvons conclure que, du point de vue thermique, la MCF avec redondance peut répondre au cahier des charges de l'application VSV. Ainsi, nous allons dans la suite approfondir les études sur ses performances électromagnétiques en tenant compte des problèmes de défauts.

4.2 Etude des défauts d'une MCF 12/10 sans redondance (court-circuit partiel)

4.2 Etude des défauts d'une MCF 12/10 sans redondance (court-circuit partiel)

4.2.1 Description des caractéristiques de la MCF sans redondance

Dans les études précédentes, nous avons montré qu'avec les phases principales alimentées, l'évolution des températures au point chaud de la MCF 12/10 avec redondance sur un cycle de fonctionnement est limitée en dessous de la contrainte thermique pour l'application VSV. Ceci signifie qu'au niveau thermique, la MCF 12/10 avec redondance peut répondre au cahier des charges de l'application VSV. Cependant, les problèmes de défauts sur la MCF 12/10 avec l'étoile principale alimentée n'a pas encore étudiée. Ceci sera détaillé un peu plus loin dans ce chapitre. Avant d'aborder l'étude des défauts de la MCF avec redondance, nous allons tout d'abord étudier les caractéristiques électromagnétiques d'une MCF 12/10 sans redondance afin de mieux connaître les principes de fonctionnement de ce type de machine.

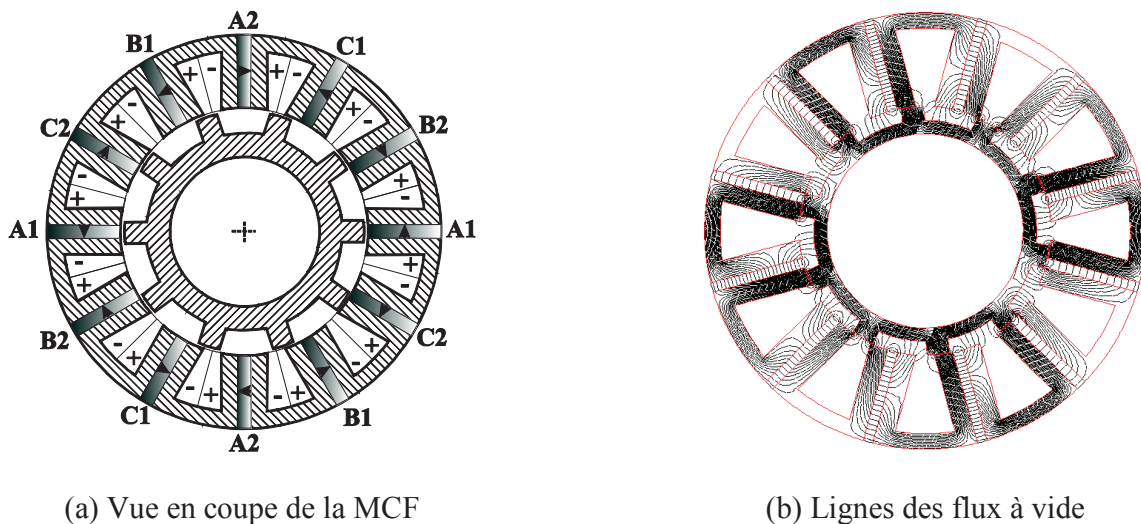


Figure 4.16 Vue en coupe de la MCF 12/10 sans tenir compte de la redondance et sa distribution de flux à vide. (+ : conducteur entrant, - : conducteur sortant).

Les paramètres de la MCF pour l'application VSV sont donnés dans le tableau 4.1. Le plan de la machine et la distribution de flux à vide sont illustrés sur la figure 4.16. Nous avons utilisé les bobinages concentriques, c'est-à-dire que chaque dent statorique est entourée par un bobinage et les bobinages d'une même phase sont connectés en série : les bobines A1 et A2 sont connectées en série et forment la phase A tandis que les bobines B1 et B2, les bobines C1 et C2 forment respectivement les phases B et C. Comme les autres machines électriques triphasées, les trois phases de la MCF sans redondance ont un déphasage angulaire d'un tiers de la période électrique l'une par rapport à l'autre. En raison des aimants permanents sur le stator, les MCF peuvent avoir à la fois une haute densité de couple comme les autres machines à aimants permanents et la structure simple du rotor comme les MRV, donc une fiabilité élevée [19,82]. De plus, puisque les aimants permanents se trouvent sur le stator, ils sont donc plus faciles à refroidir que des

machines à aimants permanents rotoriques, car les calories générées par les aimants permanents peuvent traverser facilement la culasse statorique ainsi que le carter pour être évacuées par le système de refroidissement. Ainsi, l'augmentation de leur températures peut être faible. Tandis que pour les machines à aimants permanents rotoriques, la chaleur produite par les aimants permanents doit traverser l'entrefer avant d'être absorbée par le système de refroidissement. Sachant que la conductivité thermique de l'entrefer est très faible, ceci signifie qu'une faible dissipation de chaleur dans les aimants permanents peut amener une grande augmentation de la température. Ainsi, pour les applications dans lesquelles la température ambiante est élevée, cette augmentation de température pourrait surchauffer les aimants permanents et ils pourraient être démagnétisés. Pour cette raison, les MCF s'adaptent mieux aux applications critiques telles que haute température ambiante.

4.2.2 Inductances propres et mutuelles

En utilisant les paramètres donnés dans le tableau 4.1, un modèle électromagnétique numérique à l'aide des EF 2D (ANSYS) de la MCF 12/10 sans redondance est mis en place. En se basant sur ce modèle, nous avons calculé les flux à vide de la bobine A1 et de la bobine A2 ainsi que celui de la phase A, dont les résultats en fonction de la position du rotor sont illustrés sur la figure 4.17 (a). Les analyses harmoniques de flux à vide sont aussi réalisées, dont les résultats sont montrés sur la figure 4.17 (b).

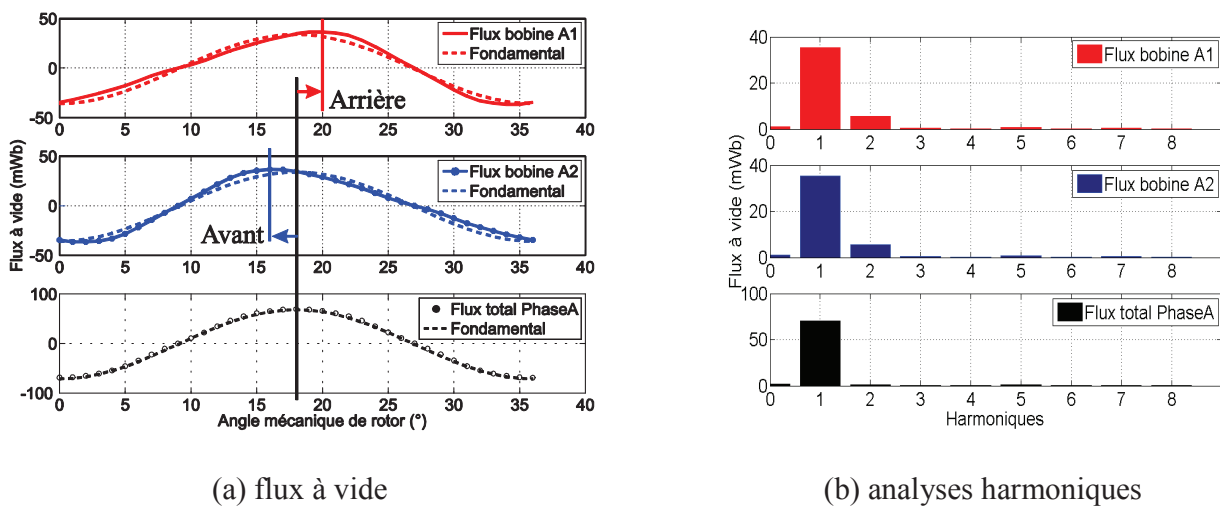


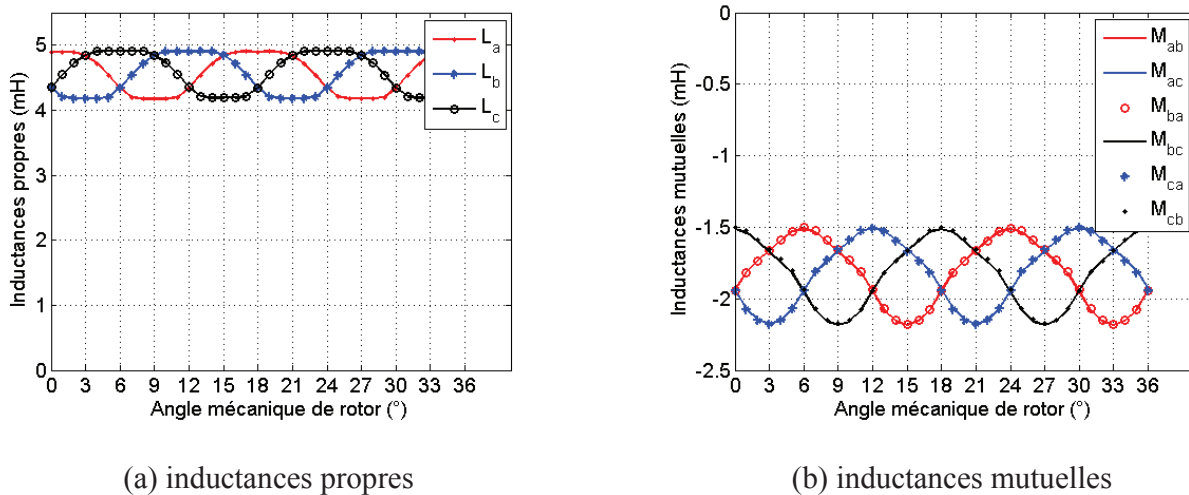
Figure 4.17 Flux à vide total de la bobine A1, de la bobine A2 et de la phase A en fonction de la position de rotor de la MCF 12/10 sans redondance ainsi que leurs analyses harmoniques.

Nous avons remarqué qu'il y a un décalage angulaire entre le flux de la bobine A1 et celui de la phase A, également pour la bobine A2 et la phase A. Si nous considérons que l'angle de décalage entre la bobine A1 et la phase A est positif, alors celui entre la bobine A2 et la phase A doit être négatif. Les valeurs absolues de ces deux angles sont quasiment identiques. D'après les analyses harmoniques, nous pouvons remarquer que dans le flux de la bobine A1 aussi bien que dans celui de la bobine A2, il existe le deuxième harmonique plus important que les autres harmoniques [60]. De plus, les amplitudes de ces deux

4.2 Etude des défauts d'une MCF 12/10 sans redondance (court-circuit partiel)

harmoniques sont quasiment identiques tandis que leurs phases sont opposées. Ainsi, la somme de ces deux harmoniques est nulle et le deuxième harmonique du flux de la phase A est atténuée comme montré sur la figure 4.17 (b). Pour la phase B et la phase C, le même phénomène est observé.

En utilisant l'éq. 7.1, nous pouvons calculer les inductances propres et mutuelles de la MCF 12/10 sans redondance, dont les résultats numériques des trois phases sont montrés sur la figure 4.18. En raison de sa structure doublement saillante, nous avons remarqué que les inductances propres ainsi que les inductances mutuelles varient en fonction de la position du rotor. De plus, les inductances mutuelles entre phases sont toujours négatives sur toute la plage de position du rotor tandis que les inductances propres sont toujours positives. Concernant les valeurs moyennes des inductances propres et mutuelles, celles des inductances mutuelles (valeurs absolues) représentent quasiment la moitié des inductances propres.



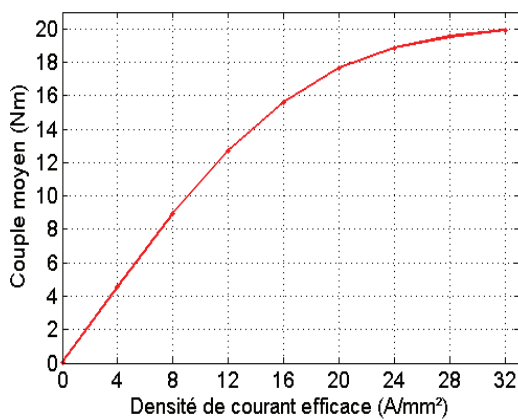
(a) inductances propres

(b) inductances mutuelles

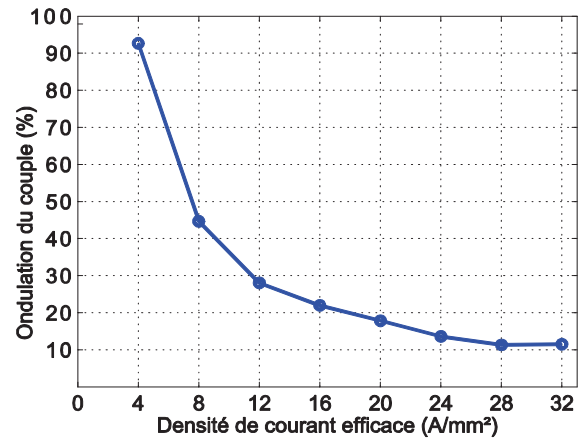
Figure 4.18 Inductances propres des trois phases ainsi que les inductances mutuelles entre phases de la MCF 12/10 sans redondance avec chaque phase alimentée pour une densité de courant constant $J_S = 1A/mm^2$.

4.2.3 Couple moyen et ondulation de couple d'une MCF sans redondance

Comme les autres machines à aimants permanents, nous pouvons appliquer l'éq. 2.1 afin de prendre en compte le couple réactif et le couple de détente lorsque nous calculons les couples instantanés en fonction de la position du rotor. De plus, en appliquant l'éq. 3.7, l'ondulation de couple peut être calculée. Après avoir effectué les calculs numériques, le couple moyen ainsi que l'ondulation de couple en fonction de la densité du courant efficace sont obtenus et sont montrés sur la figure 4.19. A faibles densités de courant, le couple moyen augmente fortement avec l'augmentation de la densité de courant. Tandis qu'à hautes densités de courant, la machine sature et le couple moyen varie faiblement. Nous avons aussi remarqué que pour l'ondulation de couple, plus la densité de courant est élevée, plus l'ondulation de couple est faible jusqu'aux hautes densités de courant pour lesquelles l'ondulation de couple devient quasiment constante car le couple moyen tend lui aussi vers une valeur constante.



(a) couple moyen



(b) ondulation de couple

Figure 4.19 Couple moyen et ondulation de couple en fonction de la densité du courant efficace de la MCF 12/10 sans redondance.

4.2.4 Modèle de défauts entre-spires d'une phase ou entre phases de la MCF sans redondance

4.2.4.1 Court-circuit partiel d'une phase (phase A)

Dans les machines électriques, le défaut comme le court-circuit entre-spires d'une phase est l'un des défauts le plus fréquent, sa présence va modifier les comportements de la machine aux niveaux électromagnétiques, thermiques et mécaniques. Parmi tous les défauts connus dans les machines électriques, nous nous intéressons plutôt au court-circuit entre-spires, dont la sévérité est la plus grave [83]. Le court-circuit entre-spires entraîne un fort échauffement local dans les bobines. Ceci pourrait endommager les isolants de la bobine en court-circuit et, le court-circuit peut se propager dans toute la phase. Il doit être noté que le courant de court-circuit est dans un sens un courant de défluxage, dont la caractéristique est similaire au courant dans l'axe d . Par conséquent, pour les machines à aimants permanents, le court-circuit entre-spires pourrait causer une désaimantation locale irréversible [84]. Ceci va diminuer l'induction produite par les aimants permanents. De plus, le courant de court-circuit va lui aussi produire un couple résistant, dont la valeur instantanée n'est pas nulle pour le cas de court-circuit partiel d'une phase. Ainsi, pour maintenir le couple demandé par le cahier des charges, il faut augmenter considérablement les courants dans les phases saines. Comme mentionné précédemment, ceci va encore augmenter les pertes fer et les pertes Joule ainsi que la température de la machine. L'augmentation de la température va influencer l'isolation des bobines et désaimanter encore les aimants permanents. Par conséquent, la machine va entrer dans un cercle vicieux et les performances de la machine vont se dégrader de plus en plus jusqu'au décrochage de la machine. Il est donc très intéressant d'évaluer les comportements électromagnétiques tels que les courants de court-circuit, les courants dans les phases saines, les pertes Joule, les pertes fer, le couple ainsi que la vitesse de la machine en cas de court-circuit.

4.2 Etude des défauts d'une MCF 12/10 sans redondance (court-circuit partiel)

Dans cette partie, nous allons tout d'abord étudier les défauts sur différents pourcentages du nombre de spires d'une phase de la MCF 12/10 sans redondance en court-circuit. Toutes les bobines de la MCF 12/10 sont utilisées, dont les trois phases sont alimentées avec des courants sinusoïdaux. En tant qu'exemple, nous allons court-circuiter différents nombres de spires de la phase A afin d'étudier différents pourcentages du nombre de spires d'une phase de la MCF 12/10 en court-circuit, dont le schéma équivalent est illustré sur la figure 4.20. α est le pourcentage du nombre de spires en court-circuit qui peut varier de 0% à 100%, L_0 est l'inductance propre tandis que M_0 , M_1 , M_2 et M_3 sont respectivement l'inductance mutuelle entre phases saines, celle entre les spires saines de la phase A et les phases saines, celle entre les spires en court-circuit et les phases saines ainsi que celle entre les spires saines et celles en court-circuit de la phase A.

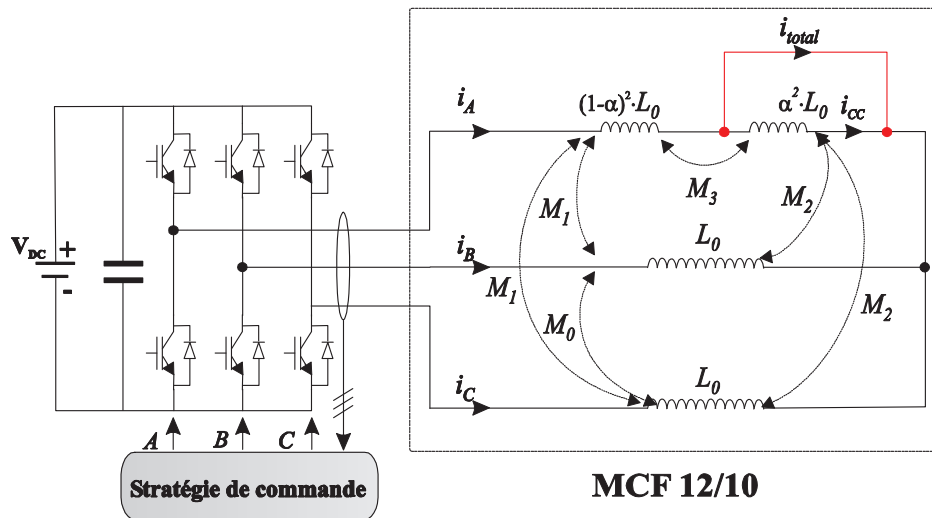


Figure 4.20 Circuit équivalent de différents pourcentages du nombre de spires de la phase A en court-circuit

Nous allons dans la suite développer les modèles électriques et mécaniques de la machine avec des spires d'une phase en court-circuit. Ensuite, les simulations sur MATLAB-Simulink seront aussi effectuées et les résultats analytiques seront vérifiés par des essais expérimentaux. Avec la convention moteur, le modèle électrique de la machine peut s'écrire comme suit :

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + e_0 \quad \text{Eq. 4.4}$$

Où v est la tension entrée, i , R , L et e_0 sont respectivement le courant, la résistance, l'inductance et la force électromotrice (FEM) à vide due aux aimants permanents. Avec le flux à vide obtenu par l'EF 2D, nous pouvons aussi établir l'expression de la FEM à vide comme suit:

$$e_0 = \frac{d\Phi_f}{dt} = p\Omega \frac{d\Phi_f}{d\theta_e} \quad \text{Eq. 4.5}$$

Où Φ_f est le flux dû aux aimants permanents, Ω et θ_e sont respectivement la vitesse mécanique du rotor et

l'angle électrique. En régime permanent sinusoïdal, nous pouvons aussi mettre l'expression Eq. 4.4 sous la forme matricielle comme suit :

$$[v] = [R][i] + p\Omega[L] \frac{d[i]}{d\theta} + p\Omega \frac{d[\Phi_f]}{d\theta} \quad \text{Eq. 4.6}$$

Où $[R]$, $[L]$, $[i]$ et $[\Phi_f]$ sont respectivement les matrices des résistances, des inductances (propres et mutuelles), des courants et des flux à vide. Pour les spires en court-circuit, nous pouvons obtenir son circuit équivalent comme montré sur la figure 4.21. L , R , e_0 et i_{CC} sont respectivement l'inductance, la résistance, la force électromotrice à vide et le courant de court-circuit. Lorsque un court-circuit apparaît dans ces spires, nous considérons que la tension de sortie entre les deux extrémités de ces spires est nulle et le sens du courant de court-circuit est opposé à celui du courant dans les spires saines d'une même phase.

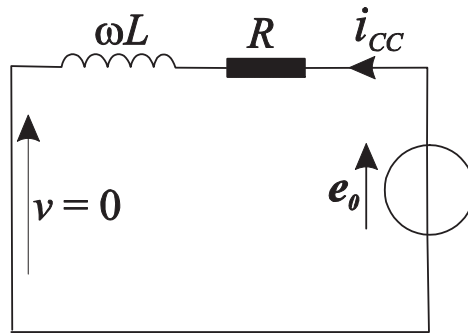


Figure 4.21 Circuit équivalent des spires en court-circuit

Nous supposons que toutes les spires d'une phase sont en série et le nombre de spires par phase est N et, comme mentionné précédemment, nous avons un pourcentage du nombre de spires α en court-circuit, le pourcentage du nombre de spires saines est donc égal à $(1 - \alpha)$. Sachant que l'inductance propre est proportionnelle au carré du nombre de spires, nous pouvons donc obtenir les inductances propres des spires saines (L_{saine}) et celle des spires en court-circuit (L_{CC}) comme suit :

$$L_{saine} = (1 - \alpha)^2 L_0 \text{ et } L_{CC} = \alpha^2 L_0 \quad \text{Eq. 4.7}$$

Avec L_0 l'inductance propre totale d'une phase. En se basant sur cette idée, nous pouvons aussi obtenir les inductances mutuelles entre les spires saines et les spires en court-circuit (M_3), les spires saines et les autres phases (M_1) ainsi que les spires en court-circuit et les autres phases (M_2) à partir de M_0 qui représente :

4.2 Etude des défauts d'une MCF 12/10 sans redondance (court-circuit partiel)

$$\begin{cases} M_1 = (1 - \alpha)M_0 \\ M_2 = \alpha M_0 \\ M_3 = (1 - \alpha)\alpha L_0 \end{cases} \quad \text{Eq. 4.8}$$

Toutes les spires d'une phase sont en série et les résistances et les flux à vide dus aux aimants permanents sont proportionnels au nombre de spires. Par conséquent, nous pouvons obtenir aussi la résistance (R_{saine}) et le flux à vide des spires saines (Φ_{sain}) ainsi que la résistance (R_{CC}) et le flux (Φ_{CC}) à vide des spires en court-circuit comme suit :

$$\begin{cases} R_{saine} = (1 - \alpha)R_0 \text{ et } R_{CC} = \alpha R_0 \\ \Phi_{sain} = (1 - \alpha)\Phi_{fmax} \text{ et } \Phi_{CC} = \alpha\Phi_{fmax} \end{cases} \quad \text{Eq. 4.9}$$

Avec R_0 la résistance et Φ_{fmax} le flux à vide maximal d'une phase saine. Une fois que nous avons toutes les composantes du circuit équivalent des spires en court-circuit, nous pouvons établir l'expression matricielle des termes donnés dans l'eq. 4.6 comme ci-dessous :

$$[L] = \begin{bmatrix} (1 - \alpha)^2 L_0 & (1 - \alpha)M_0 & (1 - \alpha)M_0 & \alpha(1 - \alpha)L_0 \\ (1 - \alpha)M_0 & L_0 & (1 - \alpha)M_0 & \alpha M_0 \\ (1 - \alpha)M_0 & (1 - \alpha)M_0 & L_0 & \alpha M_0 \\ \underbrace{\alpha(1 - \alpha)L_0}_{\text{Spires saines}} & \underbrace{\alpha M_0}_{\text{Phase B}} & \underbrace{\alpha M_0}_{\text{Phase C}} & \underbrace{\alpha^2 L_0}_{\text{Spires en CC}} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.10}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} (1 - \alpha)R_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha R_0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.11}$$

$$[\Phi_f] = \Phi_{fmax} \begin{bmatrix} (1 - \alpha)\cos(p\theta) \\ \cos(p\theta - 2\pi/3) \\ \cos(p\theta + 2\pi/3) \\ \alpha\cos(p\theta) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.12}$$

$$[v] = V_{max} \begin{bmatrix} \cos(p\theta + \pi/2 + \delta) \\ \cos(p\theta + 2\pi/3 + \pi/2 + \delta) \\ \cos(p\theta - 2\pi/3 + \pi/2 + \delta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.13}$$

Enfin, pour compléter le modèle de la machine, il nous reste à développer le modèle mécanique, dont

l'expression s'écrit comme suit :

$$C_e = p[\Phi_f]^t[i] = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r \quad \text{Eq. 4.14}$$

Avec C_e le couple électromagnétique, p le nombre de paires de pôles, J le moment d'inertie, f le coefficient de frottement, C_r le couple résistant et Ω la vitesse mécanique du rotor. En se basant sur les modèles électromagnétiques et mécaniques précédents, nous pouvons réaliser la simulation sous MATLAB-Simulink afin d'étudier les influences du courant de court-circuit sur les performances électromagnétiques de la MCF 12/10 sans redondance, dont le schéma de contrôle est illustré sur la figure 4.22. Le contrôle de vitesse et celui du courant sont réalisés par deux correcteurs PI .

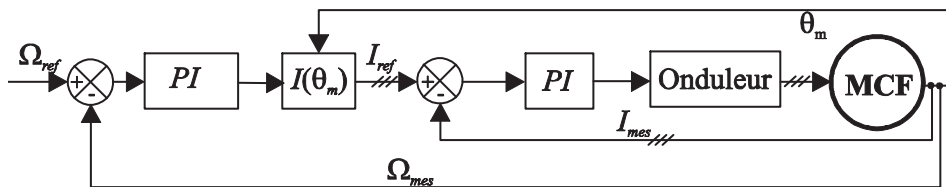


Figure 4.22 Schéma de contrôle de la MCF avec redondance, I_{ref} et I_{mes} représentent respectivement les trois courants de consigne et ceux de mesure tandis que Ω_{ref} et Ω_{mes} représentent respectivement la vitesse de consigne et celle de mesure.

Les paramètres de la machine utilisés pour les tests expérimentaux sont donnés dans le tableau 7.2 et le stator et le rotor sont illustrés sur la figure 7.2. C'est une machine à commutation du flux avec 12 dents statoriques et 10 pôles rotoriques, dont les dimensions sont différentes de celles de la MCF 12/10 conçue pour l'application VSV. Les résultats donnés dans cette partie sont obtenus par la machine donnée sur la figure 7.2. Les paramètres géométriques sont utilisés dans le modèle numérique afin de calculer le flux à vide, les inductances propres et mutuelles. Celles-ci sont aussi validées par les essais. Avec tous les paramètres obtenus par la méthode des EF 2D ainsi que par les tests expérimentaux, nous avons mis en œuvre des simulations sous MATLAB-Simulink avec la méthode précédente (figure 4.22). Afin de valider expérimentalement la simulation, le programme basé sur dSPACE est développé pour contrôler l'onduleur alimentant la MCF et une machine à courant continu (MCC) est utilisée en tant que charge pour charger la MCF.

4.2 Etude des défauts d'une MCF 12/10 sans redondance (court-circuit partiel)

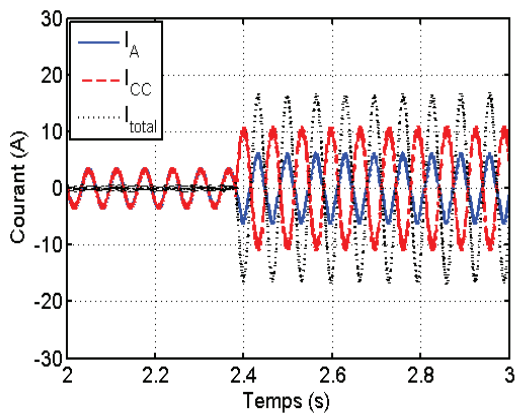
Le couple résistant et la vitesse de consigne sont respectivement égaux à 6 Nm et à 10 rad/s pour les simulations ainsi que pour les essais. Nous supposons qu'avant 2,4 secondes, la machine fonctionne normalement. A partir de 2,4 secondes, nous supposons qu'il y a un court-circuit entre-spires dans la phase A, dont les pourcentages du nombre de spires varient de 25% à 75% avec un pas de variation de 25%. En effet, dans la MCF, il y a quatre bobines qui sont mises en série pour former une phase. Ainsi, lorsque $\alpha = 25\%$, c'est-à-dire qu'il n'y a qu'une bobine en court-circuit.

Les résultats analytiques et expérimentaux de courant dans les spires saines I_A , de courant dans les spires en court-circuit I_{CC} et de la somme de I_A et I_{CC} (I_{total}) sont illustrés à la figure 4.23. D'après les résultats du courant, nous avons remarqué que peu importe la valeur de α , I_{total} et I_A sont quasiment toujours en phase tandis que I_{CC} et I_A sont toujours opposés. Ceci veut dire que I_{CC} va produire un couple résistant comme nous l'avons déclaré précédemment. Nous avons aussi remarqué que I_{CC} varie légèrement avec l'augmentation de α . Ceci peut être démontré par l'eq. 4.15. Pour simplifier, nous pouvons négliger les inductances mutuelles. Celles-ci sont relativement faibles devant les effets de la résistance et de l'inductance propre.

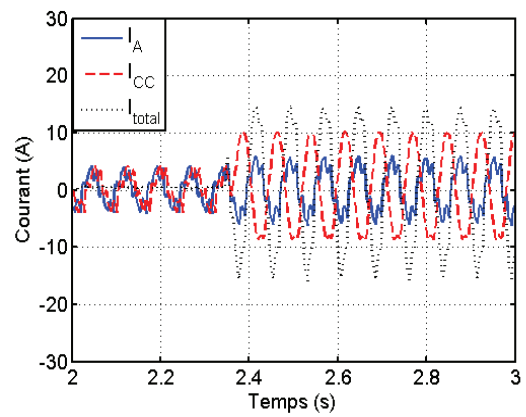
$$I_{CC} \approx \frac{|\alpha E_{max}|}{\sqrt{(\alpha R_0)^2 + (\alpha^2 \omega L_0)^2}} = \frac{|\omega \Phi_{max}|}{\sqrt{(R_0)^2 + (\alpha \omega L_0)^2}} \quad Eq. 4.15$$

Nous savons qu'à faible vitesse du rotor, l'influence de la résistance sur I_{CC} est plus dominante devant l'inductance. Ceci est la raison pour laquelle I_{CC} ne varie que très peu avec l'augmentation de α . Par contre, au fur et à mesure que α augmente, le dénominateur de l'eq. 4.15 va lui aussi augmenter. Par conséquent, I_{CC} a une légère tendance de diminuer. Quant au I_A , nous avons remarqué que plus α est élevé, plus I_A est élevé. Ceci est logique, car avec l'augmentation de α , nous aurons de moins en moins de spires saines pour produire du couple électromagnétique. De plus, le couple résistant produit par I_{CC} va augmenter. Par conséquent, afin de compenser la chute du couple électromagnétique et l'augmentation du couple résistant, I_A doit donc impérativement être augmenté. Enfin, I_{total} augmente lui aussi avec l'augmentation de α .

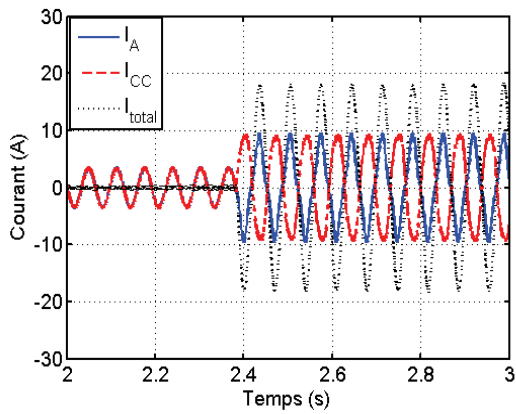
D'après l'eq. 4.15, nous pouvons aussi constater qu'à faible vitesse, α n'a pas une influence importante sur la valeur maximale de I_{CC} . En revanche, lorsque la vitesse de la machine est suffisamment élevée pour que R_0 soit négligeable devant $\alpha \omega L_0$, alors plus α est faible, plus la valeur maximale de I_{CC} est élevée. Ainsi, la pire des configurations sera dans le cas où une seule spire est en court-circuit.



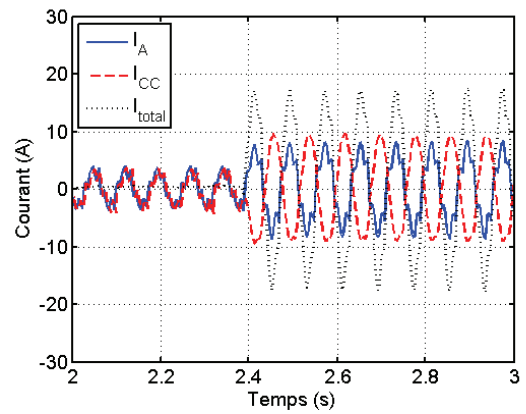
(a) résultats simulés pour $\alpha = 25\%$



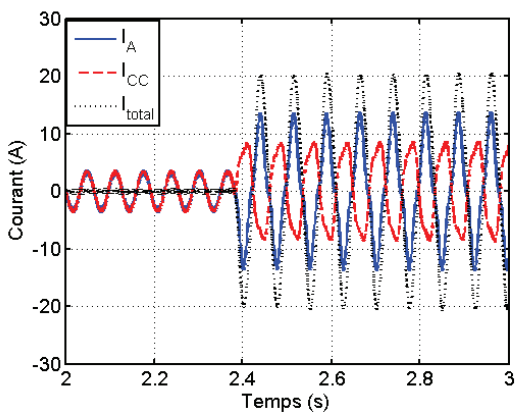
(b) résultats mesurés pour $\alpha = 25\%$



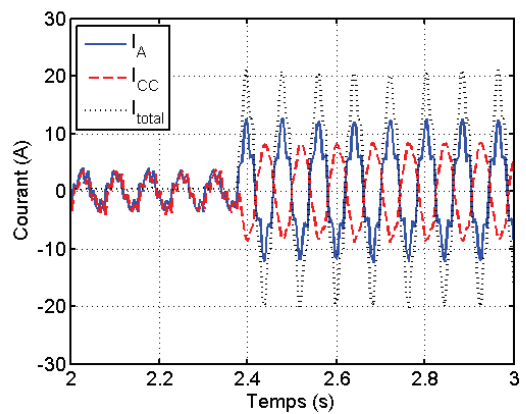
(c) résultats simulés pour $\alpha = 50\%$



(d) résultats mesurés pour $\alpha = 50\%$



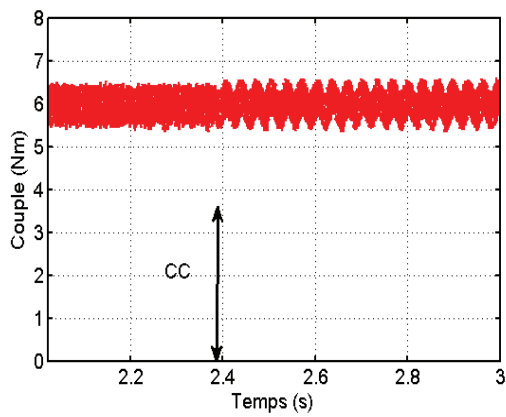
(e) résultats simulés pour $\alpha = 75\%$



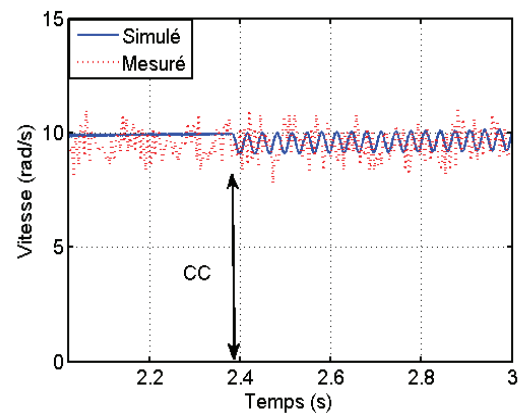
(f) résultats mesurés pour $\alpha = 75\%$

Figure 4.23 Courant de la phase A avant et après différents pourcentages du nombre de spires de la phase A en court-circuit.

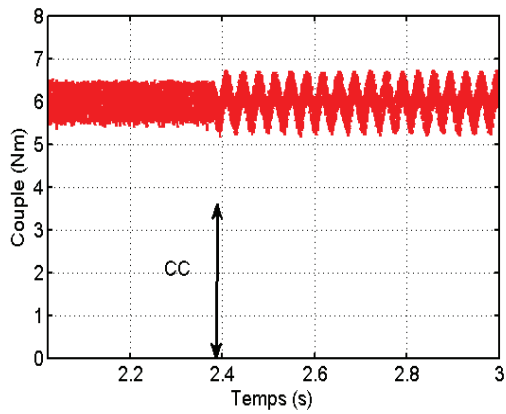
4.2 Etude des défauts d'une MCF 12/10 sans redondance (court-circuit partiel)



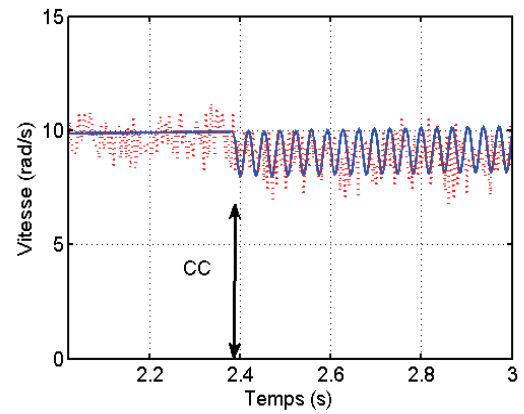
(a) couple simulé pour $\alpha = 25\%$



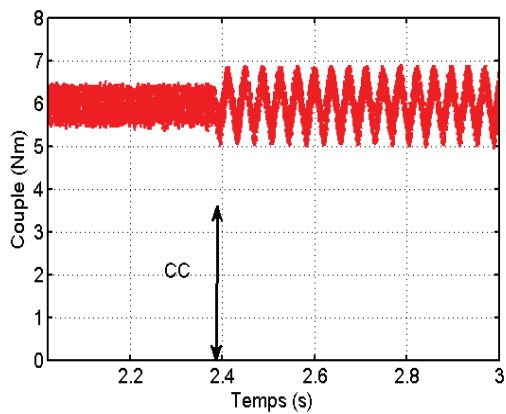
(b) vitesses simulées et mesurées pour $\alpha = 25\%$



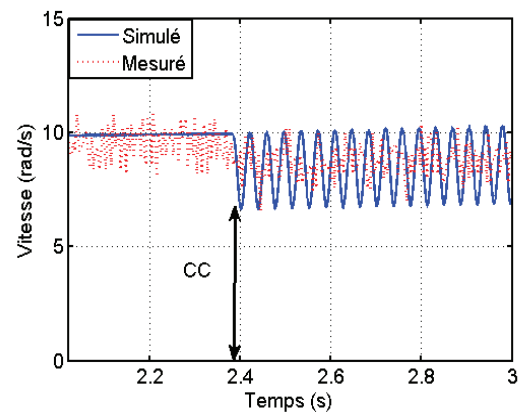
(c) couple simulé pour $\alpha = 50\%$



(d) vitesses simulées et mesurées $\alpha = 50\%$



(e) couple simulé pour $\alpha = 75\%$



(f) vitesse simulées et mesurées pour $\alpha = 75\%$

Figure 4.24 Couple et vitesse avant et après différents pourcentages du nombre de spires de la phase A en court-circuit.

Le couple instantané et la vitesse sont aussi calculés, dont les résultats pour différents pourcentages du nombre de spires en court-circuit sont montrés sur la figure 4.24. Dans la simulation, le couple de détente n'est pas pris en compte, c'est la raison pour laquelle la vitesse mesurée est légèrement plus ondulée que celle simulée. De toute manière, un bon accord entre les vitesses mesurées et les vitesses simulées est observé pour tous les pourcentages du nombre de spires en court-circuit (α). Nous pouvons conclure qu'avec l'augmentation de α , les ondulations du couple et de la vitesse deviennent de plus en plus fortes et la chute de la vitesse elle aussi devient de plus en plus élevée. Pourtant, nous avons remarqué que même si le fonctionnement de la machine est perturbé à cause de la présence du court-circuit entre-spices, la dégradation des performances de la machine reste à un niveau acceptable.

Le cas le plus grave parmi les différents pourcentages du nombre de spires en court-circuit est une phase entière en court-circuit (nous prenons la phase A comme exemple). Ceci pourrait arriver quand les deux sorties de la même phase se mettent en contact. En cas d'une phase en court-circuit, le circuit équivalent de la figure 4.20 est simplifié comme montré à la figure 4.25. Ceci est dans un certain sens comme un système triphasé classique, la seule différence est que la tension de sortie de la phase A est nulle. Ainsi, nous pouvons donc obtenir les expressions des matrices de l'eq. 4.6 comme montré de l'eq. 4.16 à l'eq. 4.19. Dans cette partie, les modèles électriques et mécaniques ainsi que les conditions expérimentales sont similaires à ceux étudiés précédemment.

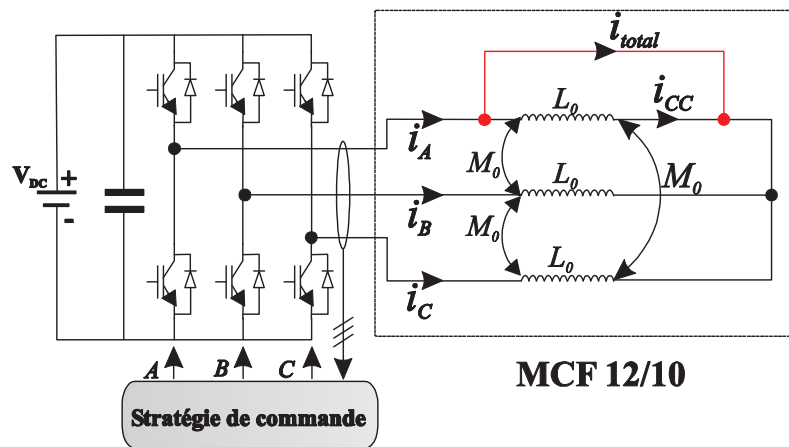


Figure 4.25 Schéma de contrôle ainsi que le circuit équivalent de la phase A en court-circuit de la MCF 12/10.

$$[L] = \begin{bmatrix} L_0 & M_0 & M_0 \\ M_0 & L_0 & M_0 \\ M_0 & M_0 & L_0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.16}$$

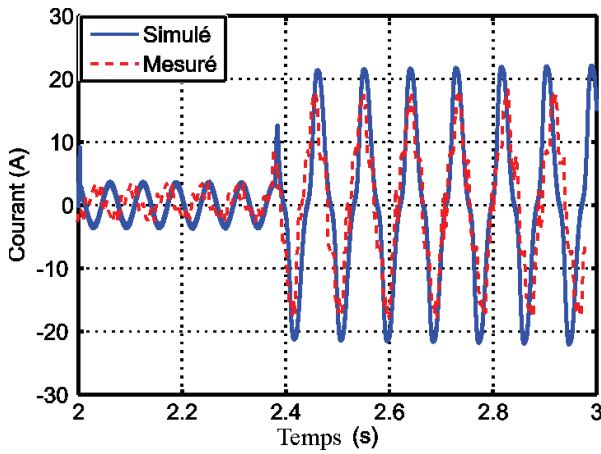
$$[R] = \begin{bmatrix} R_0 & 0 & 0 \\ 0 & R_0 & 0 \\ 0 & 0 & R_0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.17}$$

4.2 Etude des défauts d'une MCF 12/10 sans redondance (court-circuit partiel)

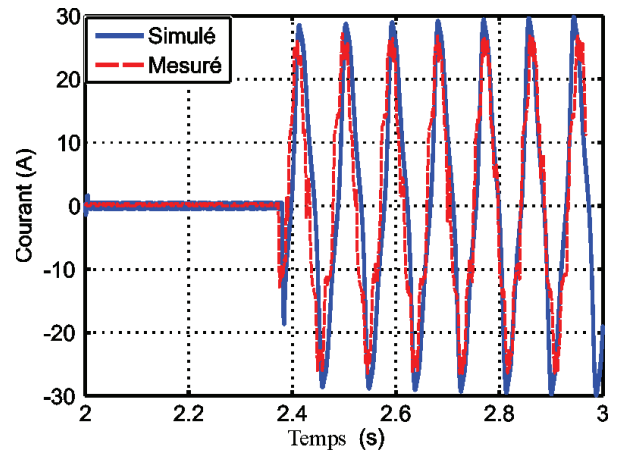
$$[\Phi_f] = \Phi_{fmax} \begin{bmatrix} \cos(p\theta) \\ \cos(p\theta - 2\pi/3) \\ \cos(p\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.18}$$

$$[v] = V_{max} \begin{bmatrix} 0 \\ \cos(p\theta + 2\pi/3 + \pi/2 + \delta) \\ \cos(p\theta - 2\pi/3 + \pi/2 + \delta) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.19}$$

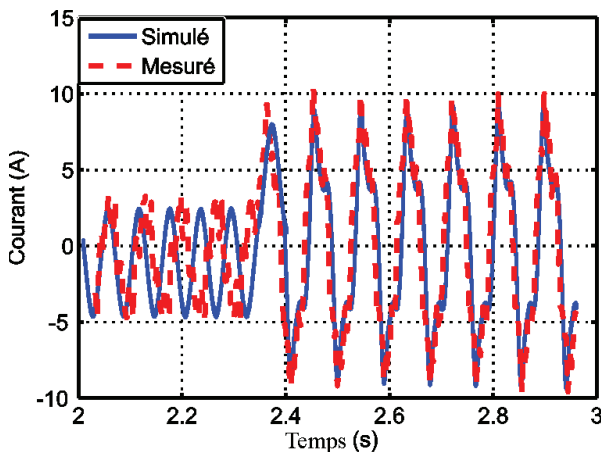
Les résultats simulés et mesurés des trois courants (I_A , I_{total} et I_{CC}) sont obtenus et montrés sur la figure 4.26. Nous pouvons constater que les résultats simulés sont en accord avec les résultats mesurés. Les mêmes conclusions peuvent être tirées comme celles données pour différents α telles que I_A et I_{CC} sont opposés tandis que I_A et I_{total} sont en phase. Le courant de court-circuit I_{CC} est similaire à ceux pour différents α tandis que I_A et I_{total} sont plus élevés que ceux obtenus par le court-circuit partiel d'une phase.



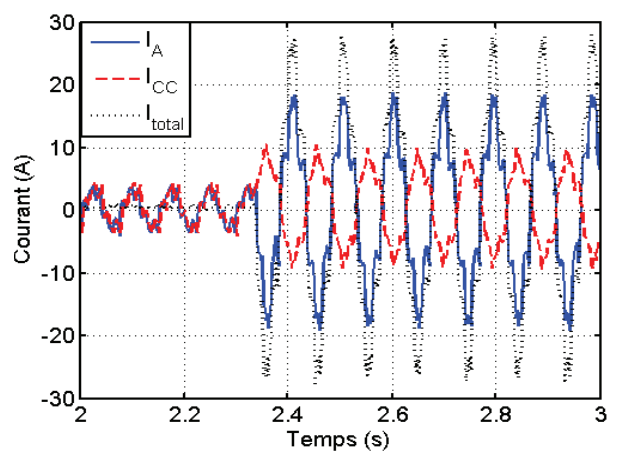
(a) courant I_A



(b) courant I_{total}



(c) courant I_{CC}



(d) ensemble des trois courants

Figure 4.26 Courants de la phase A avant et après le court-circuit.

Les résultats simulés et mesurés de la vitesse avant et après une phase en court-circuit sur la figure 4.27 ont montré qu'une forte chute de vitesse apparaît en présence du court-circuit. Ceci est principalement dû à la chute de couple des bobines saines et au couple résistant produit par les spires en court-circuit : ils ont effet de ralentir la machine. En comparaison avec les résultats des différents α , nous pouvons aussi constater que la perturbation de la vitesse en cas d'une phase en court-circuit est significativement plus forte que celles des court-circuits partiels d'une phase.

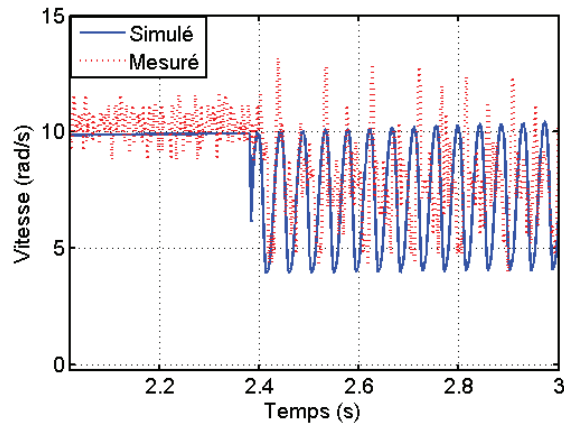
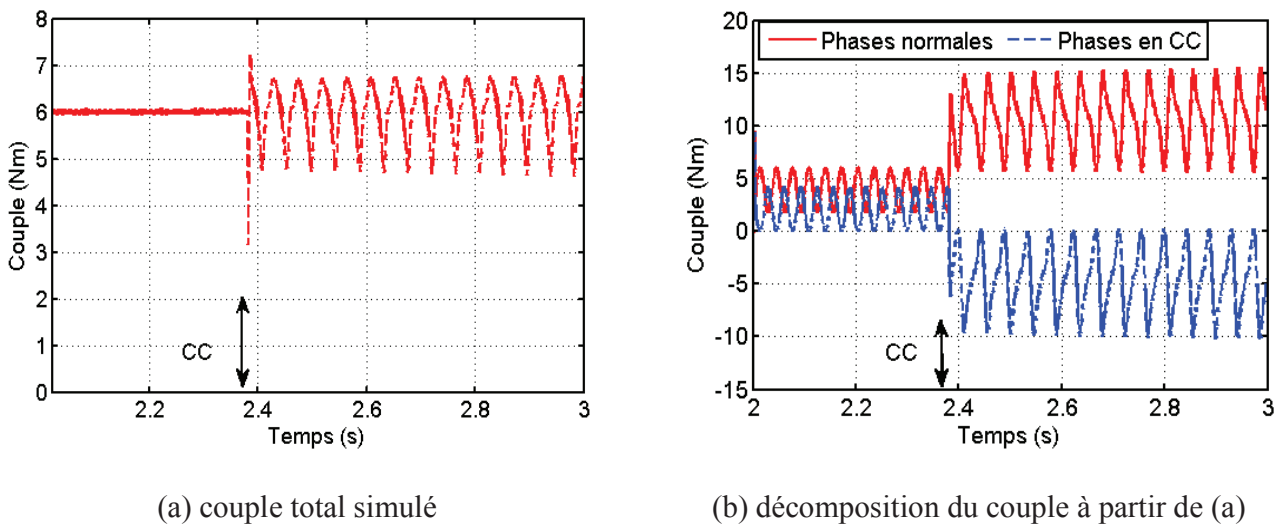


Figure 4.27 Vitesse de la MCF 12/10 avant et après le court-circuit de la phase A.



(a) couple total simulé

(b) décomposition du couple à partir de (a)

Figure 4.28 Couple total ainsi que le couple dû aux phases saines et celui développé par la phase en court-circuit (CC est Court-Circuit), ces résultats sont obtenus par des simulations.

Le couple total est obtenu par la simulation, dont le résultat avant et après la présence d'un court-circuit d'une phase est illustré sur la figure 4.28 (a) et la décomposition du couple en couple dû aux courants des phases saines et en un autre dû au courant de court-circuit est illustrée sur la figure 4.28 (b). Comme nous l'avons vu pour la vitesse, nous remarquons que la perturbation du couple en cas d'une phase en court-circuit est plus forte que celle en cas d'un court-circuit partiel d'une phase. Sachant que la machine

4.2 Etude des défauts d'une MCF 12/10 sans redondance (court-circuit partiel)

fonctionne comme un moteur, le couple produit par chaque phase est donc considéré positif sans la présence du court-circuit. Par contre, en cas de court-circuit, le courant de court-circuit (I_{CC}) est opposé au courant normal (I_A). Ainsi, le couple produit par le courant de court-circuit devient négatif comme montré sur la figure 4.28 (b). Même si avec l'asservissement que nous pouvons maintenir le niveau de couple moyen, l'ondulation de couple ne peut malheureusement pas être compensée à cause du court-circuit.

4.2.4.2 Court-circuit partiel dans deux phases

Dans cette partie, nous allons nous consacrer à la modélisation du court-circuit partiel de deux phases, dont la sévérité sera plus élevée que celle des spires d'une phase en court-circuit (le même pourcentage de spires en court-circuit). Il est donc très important de l'étudier pour prévoir l'influence de ce genre de court-circuit sur les comportements électromagnétiques, thermiques ou bien mécaniques. Pour ce faire, nous supposons aussi que le pourcentage des spires en court-circuit peut varier de 0% (pas de court-circuit) à 100% (deux phases en court-circuit complètement). Le schéma équivalent de court-circuit partiel de deux phases est montré sur la figure 4.29.

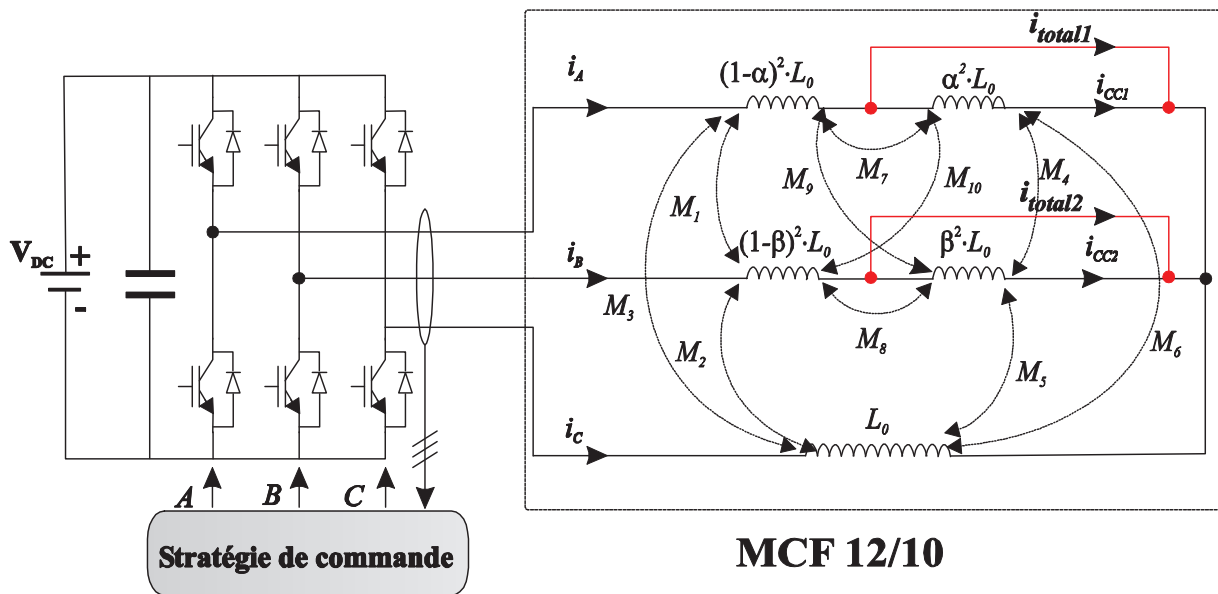


Figure 4.29 Schéma équivalent de court-circuit partiel dans deux phases de la MCF 12/10.

Nous supposons que les pourcentages des spires en court-circuit de la phase A et de la phase B sont respectivement α et β . Par rapport à des spires d'une phase en court-circuit, nous avons quatre inductances, dont les expressions sont différentes, les autres inductances peuvent être calculées comme dans la partie précédente. Les quatre inductances différentes sont respectivement l'inductance mutuelle (M_1) entre les spires saines de la phase A et de la phase B, l'inductance mutuelle (M_9) entre les spires saines de la phase A et les spires en court-circuit de la phase B, l'inductance mutuelle (M_{10}) entre les spires en court-circuit de la phase A et les spires saines de la phase B ainsi que l'inductance mutuelle (M_4) entre les spires en court-circuit de la phase A et de la phase B, leurs expressions s'écrivent comme dans l'éq. 4.20.

$$\begin{cases} M_1 = (1 - \alpha)(1 - \beta)M_0 \\ M_9 = (1 - \alpha)\beta M_0 \\ M_{10} = \alpha(1 - \beta)M_0 \\ M_4 = \alpha\beta M_0 \end{cases} \quad \text{Eq. 4.20}$$

Les modèles électriques et mécaniques sont similaires à ceux développés dans la partie précédente et les matrices de l'inductance, de la résistance, du flux à vide et de la tension de l'eq. 4.6 s'écrivent comme ci-dessous :

$$[L] = \begin{bmatrix} (1 - \alpha)^2 L_0 & (1 - \alpha)(1 - \beta)M_0 & (1 - \alpha)M_0 & \alpha(1 - \alpha)L_0 & (1 - \alpha)\beta M_0 \\ (1 - \alpha)(1 - \beta)M_0 & (1 - \beta)^2 L_0 & (1 - \beta)M_0 & (1 - \beta)\alpha M_0 & (1 - \beta)\beta M_0 \\ (1 - \alpha)M_0 & (1 - \beta)M_0 & L_0 & \alpha M_0 & \beta M_0 \\ \alpha(1 - \alpha)L_0 & (1 - \beta)\alpha M_0 & \alpha M_0 & \alpha^2 L_0 & \alpha\beta M_0 \\ \underbrace{(1 - \alpha)\beta M_0}_{\text{Phase A saine}} & \underbrace{(1 - \beta)\beta M_0}_{\text{Phase B saine}} & \underbrace{\beta M_0}_{\text{Phase C}} & \underbrace{\alpha\beta M_0}_{\text{Phase A CC}} & \underbrace{\beta^2 L_0}_{\text{Phase B CC}} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.21}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} (1 - \alpha)R_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (1 - \beta)R_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha R_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \beta R_0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.22}$$

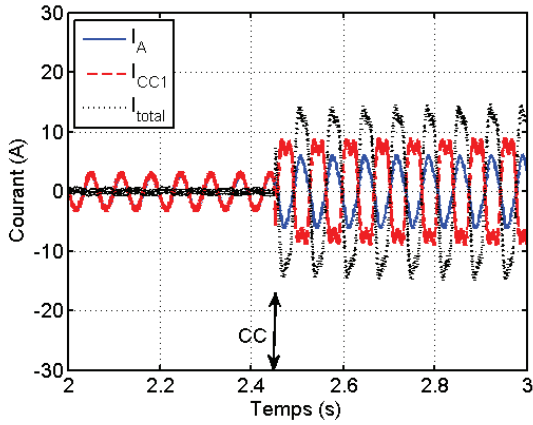
$$[\Phi_f] = \Phi_{fmax} \begin{bmatrix} (1 - \alpha)\cos(p\theta) \\ (1 - \beta)\cos(p\theta - 2\pi/3) \\ \cos(p\theta + 2\pi/3) \\ \alpha\cos(p\theta) \\ \beta\cos(p\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.23}$$

$$[v] = V_{max} \begin{bmatrix} \cos(p\theta + \pi/2 + \delta) \\ \cos(p\theta + 2\pi/3 + \pi/2 + \delta) \\ \cos(p\theta - 2\pi/3 + \pi/2 + \delta) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.24}$$

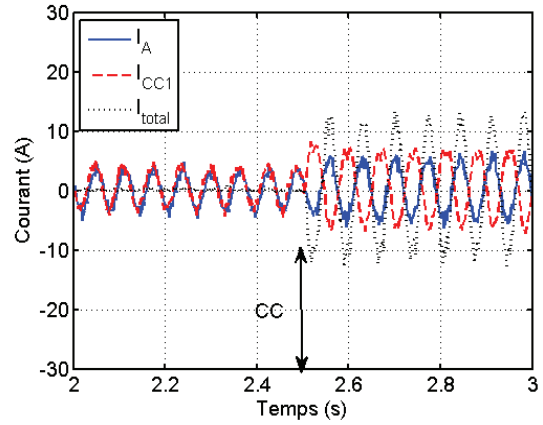
Les pourcentages du nombre de spires en court-circuit dans deux phases sont identiques ($\alpha = \beta$). En se basant sur les informations nécessaires données précédemment, nous avons réalisé les simulations aussi bien que les essais expérimentaux, dont les résultats de trois courants représentatifs (I_A , I_{CCI} et I_{total}) sont illustrés sur la figure 4.30. Dans un premier temps, les pourcentages de spires de deux phases en court-circuit sont choisis comme $\alpha = \beta$. Par conséquent, les courants de court-circuit de deux phases en court-circuit sont similaires au niveau de l'amplitude et nous n'allons présenter que les courants de la phase A. Comme dans le court-circuit entre-spires d'une phase, pour le court-circuit entre-spires de deux phases, le courant de court-circuit (I_{CCI}) est toujours opposé au courant normal (I_A) tandis que le dernier est en phase avec le courant total (I_{total}). Avec l'augmentation de pourcentage des spires en court-circuit, les courants

4.2 Etude des défauts d'une MCF 12/10 sans redondance (court-circuit partiel)

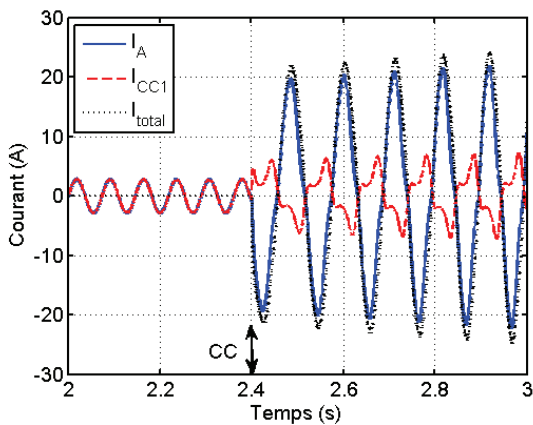
normaux (I_A) et les courants totaux (I_{total}) augmentent considérablement tandis que le courant de court-circuit (I_{CC1}) varie très peu.



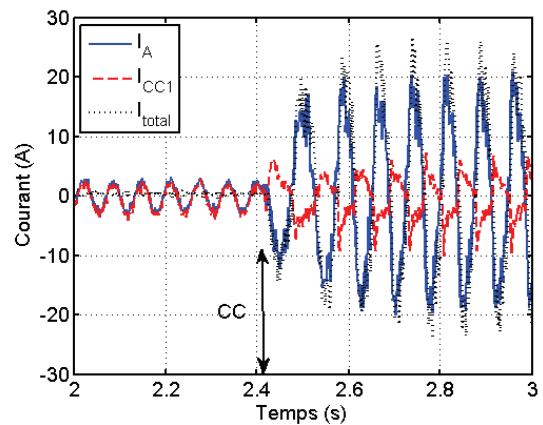
(a) résultats simulés pour $\alpha = \beta = 25\%$



(b) résultats mesurés pour $\alpha = \beta = 25\%$



(c) résultats simulés pour $\alpha = \beta = 75\%$

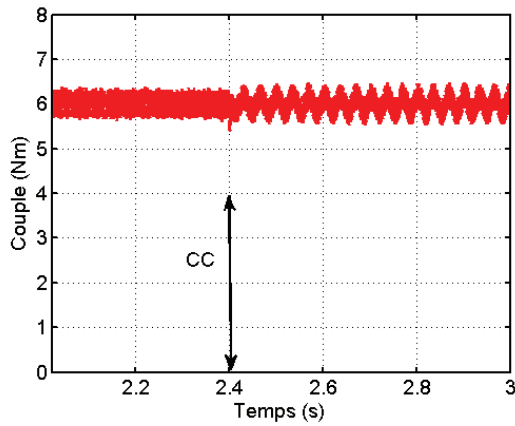


(d) résultats mesurés pour $\alpha = \beta = 75\%$

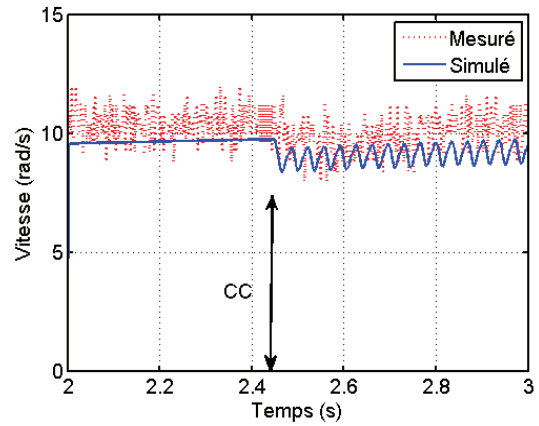
Figure 4.30 Courants de la phase A avant et après différents pourcentages des nombres de spires des deux phases en court-circuit ($\alpha = \beta$).

Les couples instantanés simulés (MATLAB-Simulink) et les vitesses simulées et mesurées avant et après la présence de court-circuit entre-spires de deux phases sont illustrés sur la figure 4.31. Comme vu pour le court-circuit entre-spires d'une phase, les ondulations du couple et de la vitesse augmentent progressivement avec la croissance de pourcentage des spires en court-circuit. De plus, au même niveau de pourcentage des spires en court-circuit, les perturbations du couple et de la vitesse du court-circuit entre-spires de deux phases sont plus élevées que ceux du court-circuit entre-spires d'une phase. Les résultats du courant de court-circuit entre deux phases entières ne sont pas présentés ici, car les perturbations du couple et de la vitesse sont trop fortes et la machine ne peut pas continuer à fonctionner. De plus, le courant de court-circuit est trop important, ce qui est destructif pour l'onduleur. Par conséquent, il faut absolument

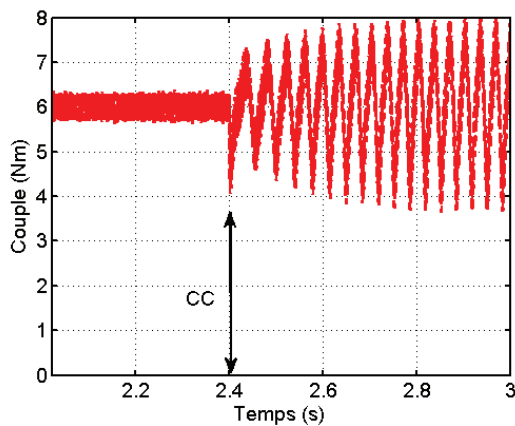
éviter ce genre de court-circuit.



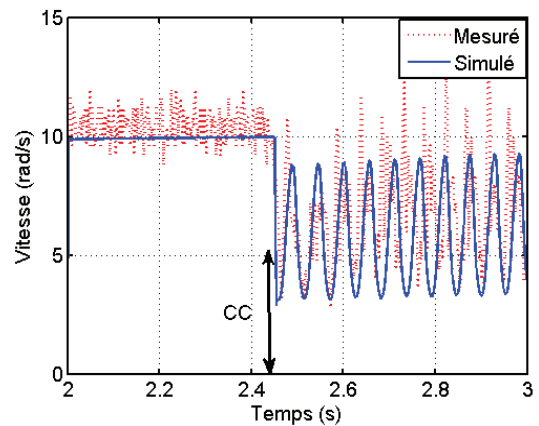
(a) couple simulé pour $\alpha = \beta = 25\%$



(b) vitesses pour $\alpha = \beta = 25\%$



(c) couple simulé pour $\alpha = \beta = 75\%$



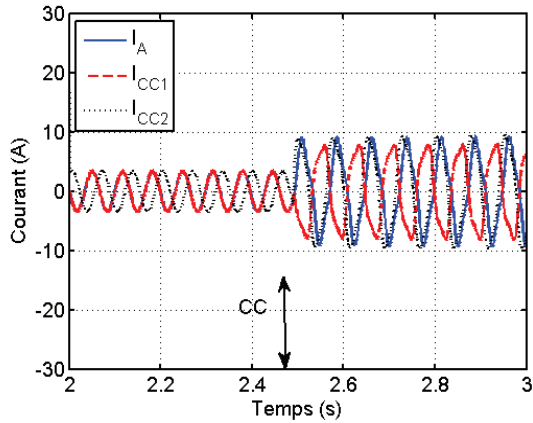
(d) vitesse pour $\alpha = \beta = 75\%$

Figure 4.31 Couple total simulé et vitesse simulé et mesuré avant et après différents pourcentages de spires des deux phases en court-circuit ($\alpha = \beta$).

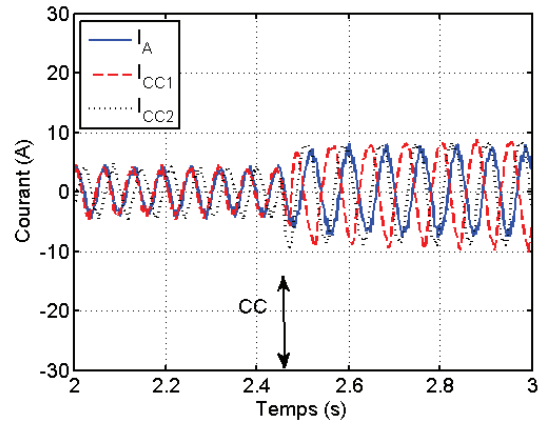
Les pourcentages du nombre de spires en court-circuit dans deux phases sont différents ($\alpha \neq \beta$). En utilisant le même modèle comme nous pouvons le voir à la figure 4.29, nous avons effectué des simulations à l'aide de MATLAB-Simulink pour la MCF avec différents pourcentages des spires appartenant à deux phases en court-circuit ($\alpha \neq \beta$). Les résultats simulés et mesurés des courants et de la vitesse avant et après les court-circuits sont respectivement illustrés à la figure 4.32 et à la figure 4.33. On remarque qu'à la figure 4.32, l'augmentation de β influence plutôt les courants dans les spires saines que les courants de court-circuit. Les courants dans les phases saines augmentent avec l'augmentation de β

4.2 Etude des défauts d'une MCF 12/10 sans redondance (court-circuit partiel)

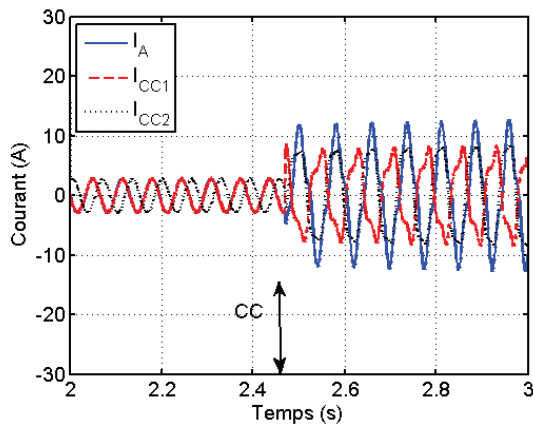
tandis que les courants de court-circuit restent quasiment constants pour différents β . Au fur et à mesure que β augmente, la chute de vitesse augmente, un phénomène similaire est observé pour l'ondulation de la vitesse (figure 4.33).



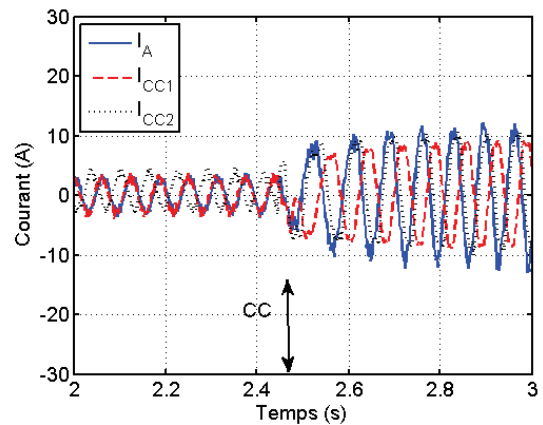
(a) résultats simulés pour $\alpha = 25\%$ et $\beta = 50\%$



(b) résultats mesurés pour $\alpha = 25\%$ et $\beta = 50\%$

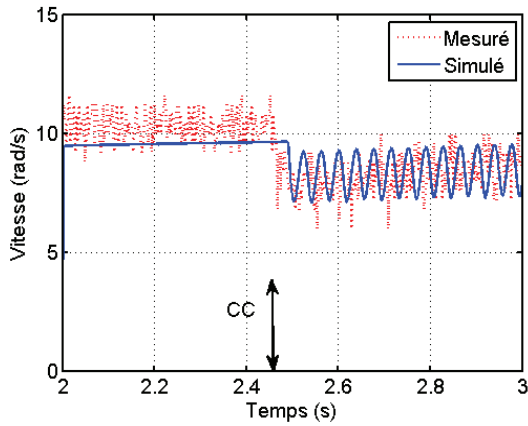


(c) résultats simulés pour $\alpha = 25\%$ et $\beta = 75\%$

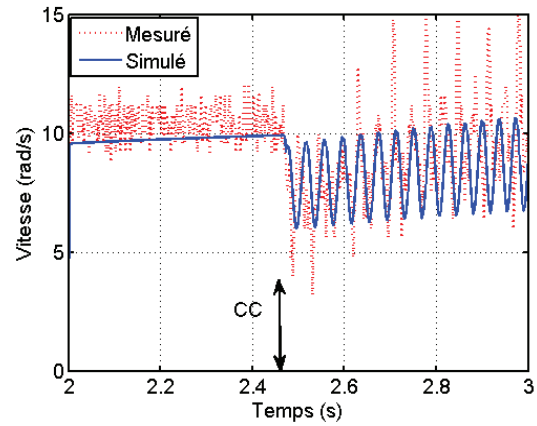


(d) résultats mesurés pour $\alpha = 25\%$ et $\beta = 75\%$

Figure 4.32 Courants simulés et mesurés avant et après différents pourcentages nombres de spires des deux phases en court-circuit ($\alpha \neq \beta$).



(a) résultats pour $\alpha = 25\%$ et $\beta = 50\%$



(b) résultats pour $\alpha = 25\%$ et $\beta = 75\%$

Figure 4.33 Vitesses simulées et mesurées avant et après différents pourcentages des nombres de spires des deux phases en court-circuit ($\alpha \neq \beta$).

4.2.4.3 Court-circuit entre-spires et entre phases (deux phases) ($\alpha = \beta$)

La machine à commutation de flux utilisée dans ce mémoire est une machine avec double couche, c'est-à-dire qu'il y a deux bobines appartenant à deux phases adjacentes dans une même encoche. Par rapport aux bobinages distribués, l'avantage de cette structure est que la tête de bobine est courte, mais l'inconvénient est que le contact physique des bobinages dans la même encoche existe. Par conséquent, nous pourrions aussi avoir d'autres types de court-circuit tels que le court-circuit entre-spires et entre phases. Ceci est modélisé par le schéma équivalent illustré à la figure 4.34, sur laquelle, pour simplifier, nous considérons que le court-circuit partiel est entre la phase A et la phase B et les pourcentages de spires en court-circuit dans les deux phases sont identiques ($\alpha = \beta$). Comme dans les parties précédentes, nous considérons que le pourcentage de spires en court-circuit est variable : de 25% à 75 %.

4.2 Etude des défauts d'une MCF 12/10 sans redondance (court-circuit partiel)

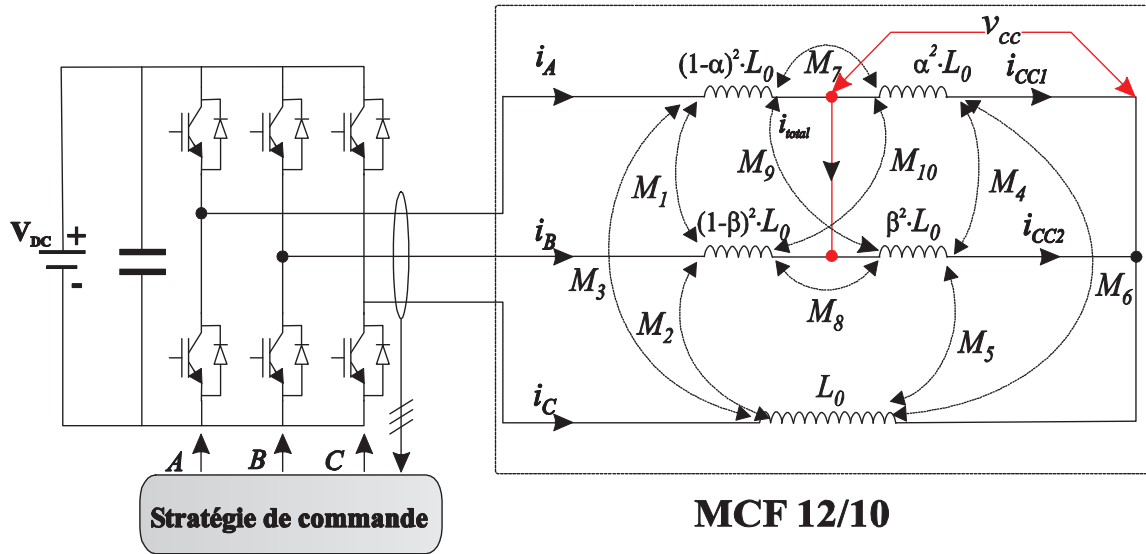


Figure 4.34 Schéma équivalent de court-circuit entre-spires et entre phases (deux phases) de la MCF 12/10.

Dans le cas de court-circuit entre-spires et entre phases, toutes les inductances propres et mutuelles, les résistances ainsi que les FEM peuvent être calculées en utilisant les méthodes pour le cas de court-circuit partiel dans deux phases indépendantes (voir la partie 4.2.4.2). Pourtant, par rapport au cas de court-circuit partiel dans deux phases indépendantes, la différence pour le cas de court-circuit entre-spires et entre phases est que la tension imposée sur la partie en court-circuit v_{cc} n'est plus nulle. Ainsi, en cas de court-circuit entre-spires et entre phases, nous aurons les relations entre les tensions (saines et court-circuitées) et les courants (sains et court-circuités) comme ci-dessous :

$$\begin{cases} v_A = (1 - \alpha)^2 L_0 \frac{di_A}{dt} + (1 - \alpha)(R_0 i_A + e_A) + M_7 \frac{di_{cc1}}{dt} + M_1 \frac{di_B}{dt} + M_3 \frac{di_C}{dt} + M_9 \frac{di_{cc2}}{dt} + v_{cc} \\ v_B = (1 - \beta)^2 L_0 \frac{di_B}{dt} + (1 - \beta)(R_0 i_B + e_B) + M_1 \frac{di_A}{dt} + M_2 \frac{di_C}{dt} + M_8 \frac{di_{cc2}}{dt} + M_{10} \frac{di_{cc1}}{dt} + v_{cc} \\ v_C = L_0 \frac{di_C}{dt} + R_0 i_C + e_C + M_2 \frac{di_B}{dt} + M_3 \frac{di_A}{dt} + M_5 \frac{di_{cc2}}{dt} + M_6 \frac{di_{cc1}}{dt} \\ v_{cc} = \alpha^2 L_0 \frac{di_{cc1}}{dt} + \alpha(R_0 i_{cc1} + e_A) + M_7 \frac{di_A}{dt} + M_{10} \frac{di_B}{dt} + M_6 \frac{di_C}{dt} + M_4 \frac{di_{cc2}}{dt} \\ v_{cc} = \beta^2 L_0 \frac{di_{cc2}}{dt} + \beta(R_0 i_{cc2} + e_B) + M_9 \frac{di_A}{dt} + M_8 \frac{di_B}{dt} + M_5 \frac{di_C}{dt} + M_4 \frac{di_{cc1}}{dt} \end{cases} \quad \text{Eq. 4.25}$$

Si nous considérons que les tensions des trois phases (v_A , v_B et v_C) sont connues, alors dans l'éq. 4.25, nous avons six inconnues, qui sont respectivement les cinq courants (i_A , i_B , i_C , i_{cc1} et i_{cc2}) et la tension de court-circuit (v_{cc}). Sachant que nous ne pouvons pas résoudre un système avec cinq équations et six inconnues, il nous faut donc chercher une autre équation. En se basant sur la loi des nœuds, nous pouvons établir la relation entre les courants de court-circuit et les courants dans les bobines saines comme suit :

$$0 = -i_A - i_B + i_{cc1} + i_{cc2} = -\frac{di_A}{dt} - \frac{di_B}{dt} + \frac{di_{cc1}}{dt} + \frac{di_{cc2}}{dt} \quad \text{Eq. 4.26}$$

A l'aide de la loi des mailles, nous pouvons savoir que la somme des tensions de la partie en court-circuit entre-spores et entre phases est nulle, ainsi nous pouvons éliminer la tension v_{cc} en utilisant l'expression suivante :

$$0 = \alpha^2 L_0 \frac{di_{cc1}}{dt} + \alpha(R_0 i_{cc1} + e_A) + M_7 \frac{di_A}{dt} + M_{10} \frac{di_B}{dt} + M_6 \frac{di_C}{dt} + M_4 \frac{di_{cc2}}{dt} - \left[\beta^2 L_0 \frac{di_{cc2}}{dt} + \beta(R_0 i_{cc2} + e_B) + M_9 \frac{di_A}{dt} + M_8 \frac{di_B}{dt} + M_5 \frac{di_C}{dt} + M_4 \frac{di_{cc1}}{dt} \right] \quad Eq. 4.27$$

Avec les trois équations précédentes (eq. 4.25, eq. 4.26 et eq. 4.27), nous pouvons obtenir un système avec cinq équations et cinq inconnues, en mettant ce système sous la forme matricielle, nous aurons :

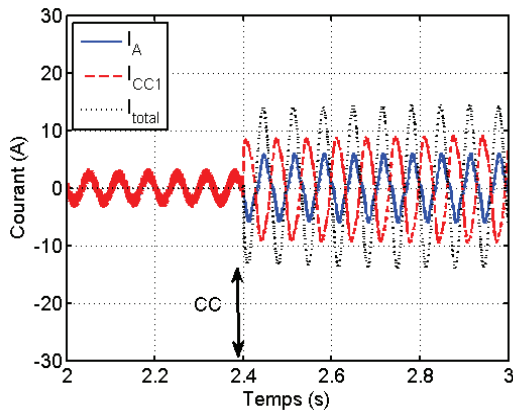
$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{[v]} = \underbrace{\begin{bmatrix} (1-\alpha)R_0 & 0 & 0 & \alpha R_0 & 0 \\ 0 & (1-\beta)R_0 & 0 & 0 & \beta R_0 \\ 0 & 0 & R_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha R_0 & -\beta R_0 \\ -1 & -1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_{[R]} \underbrace{\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_{cc1} \\ i_{cc2} \end{bmatrix}}_{[i]} + \underbrace{\begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \\ \alpha e_A - \beta e_B \\ 0 \end{bmatrix}}_{[e]} + \underbrace{\begin{bmatrix} (1-\alpha)^2 L_0 + M_7 & M_1 + M_{10} & M_3 + M_6 & \alpha^2 L_0 + M_7 & M_4 + M_9 \\ M_1 + M_9 & (1-\beta)^2 L_0 + M_8 & M_2 + M_5 & M_4 + M_{10} & \beta^2 L_0 + M_8 \\ M_3 & M_2 & L_0 & M_6 & M_5 \\ M_7 - M_9 & M_{10} - M_8 & M_6 - M_5 & \alpha^2 L_0 - M_4 & M_4 - \beta^2 L_0 \\ -1 & -1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_{[L]} \frac{d}{dt} \underbrace{\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_{cc1} \\ i_{cc2} \end{bmatrix}}_{[i]} \quad Eq. 4.28$$

En résolvant l'eq. 4.28, nous pouvons obtenir tous les courants sains et de court-circuit. Ensuite, avec les courants obtenus, nous pouvons calculer le couple électromagnétique, dont l'expression est comme ci-dessous :

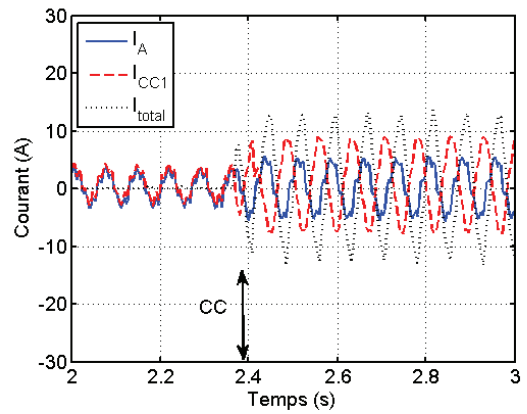
$$C = \frac{(1-\alpha)e_A i_A + (1-\beta)e_B i_B + e_C i_C + \alpha e_A i_{cc1} + \beta e_B i_{cc2}}{\Omega} \quad Eq. 4.29$$

Le modèle mécanique de la MCF 12/10 sans redondance est identique à l'eq. 4.14. A l'aide de MATLAB-Simulink, nous avons établi un modèle de défauts sur le court-circuit entre-spores et entre phases en appliquant les modèles électromagnétiques et mécaniques précédents. Le schéma de contrôle est identique à celui illustré à la figure 4.22 et la machine pour faire les tests expérimentaux est celle illustrée à la figure 7.2. Les résultats simulés et mesurés en terme de courant normal (I_A), de courant en court-circuit (I_{cc1}) et de courant total (I_{total}) ainsi que la vitesse sont illustrés à la figure 4.35 et à la figure 4.36. Comme nous pouvons le voir, le courant de court-circuit I_{cc1} ne varie que très peu avec l'augmentation du pourcentage de spores en court-circuit. En revanche, le courant normal I_A et le courant total I_{total} augmentent considérablement avec la croissance du pourcentage de spores en court-circuit.

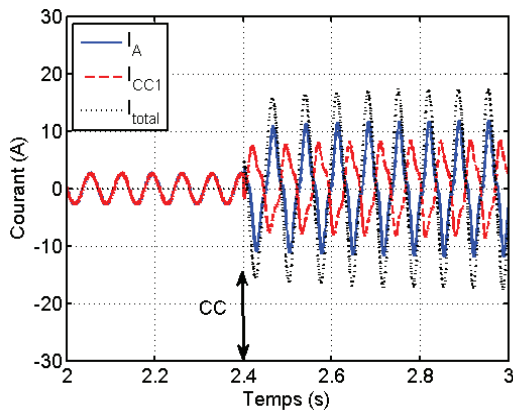
4.2 Etude des défauts d'une MCF 12/10 sans redondance (court-circuit partiel)



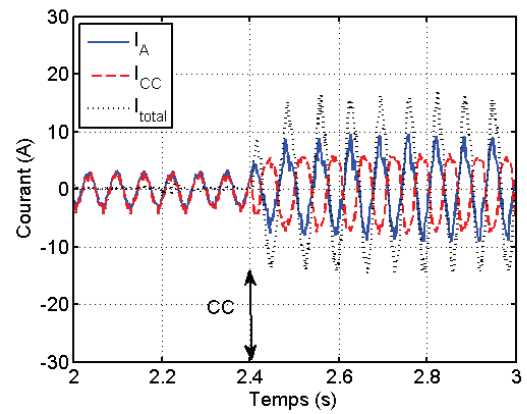
(a) résultats simulés pour $\alpha = \beta = 25\%$



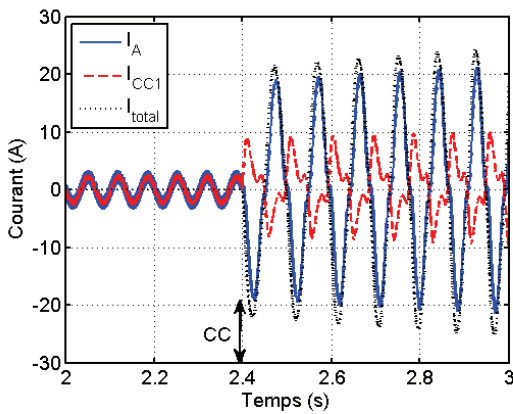
(b) résultats mesurés pour $\alpha = \beta = 25\%$



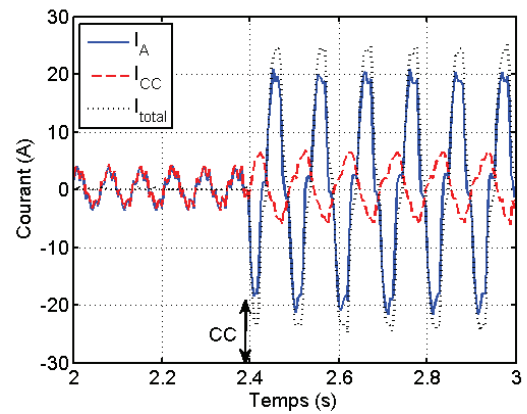
(c) résultats simulés pour $\alpha = \beta = 50\%$



(d) résultats mesurés pour $\alpha = \beta = 50\%$

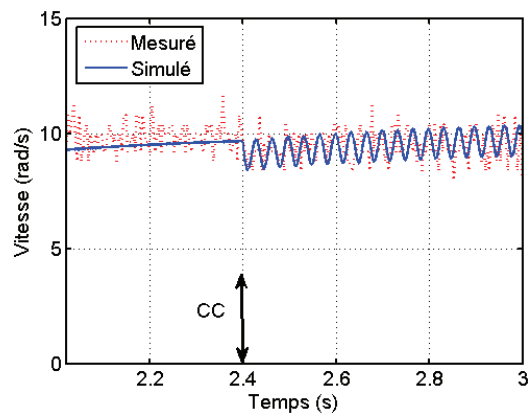


(e) résultats simulés pour $\alpha = \beta = 75\%$

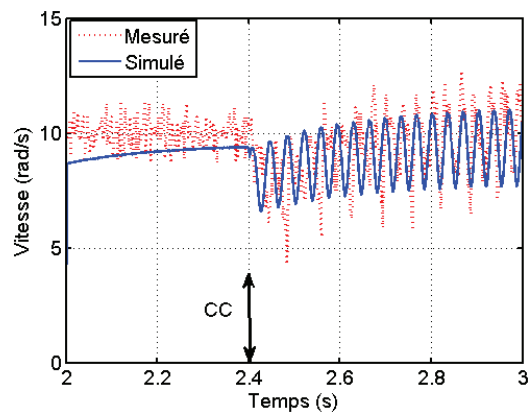


(f) résultats mesurés pour $\alpha = \beta = 75\%$

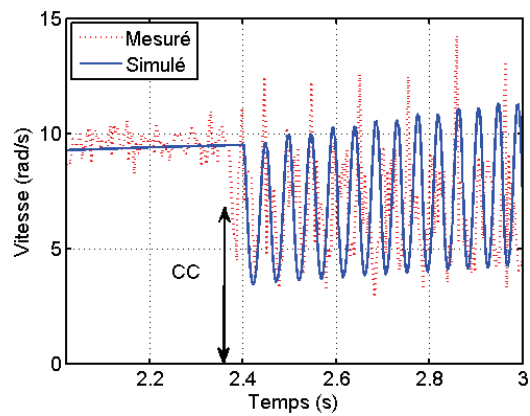
Figure 4.35 Courants simulés et mesurés avant et après le court-circuit entre-spis et entre phases (deux phases), le pourcentage de nombre de spires en court-circuit varie de 25% à 75%.



(a) Vitesses mesurée et simulée pour $\alpha = \beta = 25\%$



(b) Vitesses mesurée et simulée pour $\alpha = \beta = 50\%$



(c) Vitesses mesurée et simulée pour $\alpha = \beta = 75\%$

Figure 4.36 Vitesses simulées et mesurées avant et après le court-circuit entre-spores et entre phases (deux phases), le pourcentage de nombre de spores en court-circuit varie de 25% à 75%.

4.2 Etude des défauts d'une MCF 12/10 sans redondance (court-circuit partiel)

L'influence de différents nombres de spires en court-circuit sur la vitesse est que, plus le nombre de spires en court-circuit est élevé, plus la chute de vitesse est forte et plus l'ondulation de la vitesse est élevée. Par rapport aux résultats obtenus pour le cas où il y a un court-circuit entre-spires dans deux phases adjacentes (figure 4.31), pour le même pourcentage de spires en court-circuit, on remarque que la chute de vitesse pour le cas où il y a un court-circuit entre-spires et entre phases est plus faible tandis que le niveau de l'ondulation de la vitesse est quasiment identique. Ceci est dû au fait qu'en cas de court-circuit entre-spires de deux phases indépendantes comme illustré à la figure 4.31, le courant de court-circuit et le courant normal dans la même phase sont complètement opposés. En revanche, en cas de court-circuit entre-spires et entre phases, ce n'est plus le cas. Par conséquent, le couple produit par les deux courants en court-circuit en cas de court-circuit entre spires et entre phases est moins élevé (valeur absolue) que celui du court-circuit entre-spires de deux phases indépendantes (figure 4.37, CC veut dire court-circuit), et donc une moins forte chute de la vitesse.

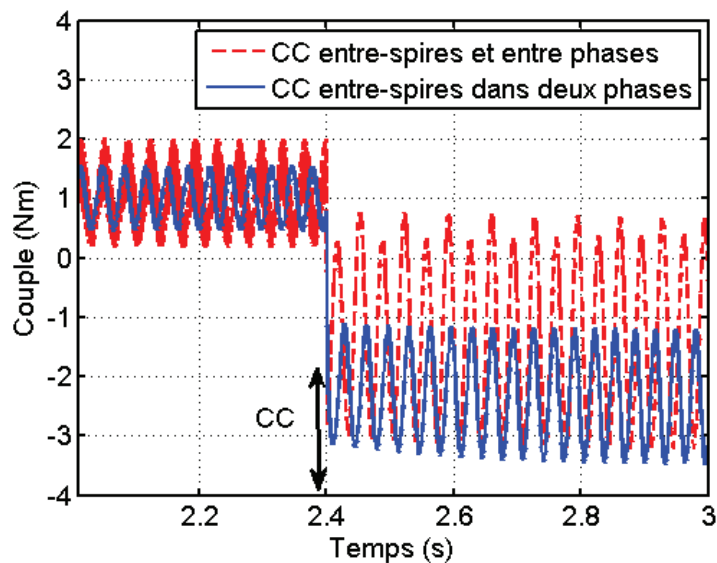


Figure 4.37 Couple dû aux spires en court-circuit pour le court-circuit entre-spires et entre phases ainsi que celui entre-spires dans deux phases indépendantes.

4.2.5 Conclusion

Dans cette partie, une caractérisation EF 2D d'une MCF 12/10 sans redondance est proposée. En se basant sur les résultats numériques (les inductances propres et mutuelles, les flux à vide, le couple moyen, etc.), nous avons mis en place, sous MATLAB-Simulink, des modèles de défauts de cette machine en tenant compte des court-circuits partiels dans une phase, dans deux phases ainsi que ceux entre phases (deux phases).

Les pourcentages du nombre de spires (α pour le court-circuit partiel dans une phase, α et β pour le court-circuit partiel dans deux phases ou entre phases) en court-circuit peuvent varier de 25% à 75%. A faibles vitesses, les valeurs de α et/ou β n'ont pas une influence importante sur les amplitudes du courant de court-circuit. Par contre, à hautes vitesses, lorsque la résistance (αR_0 et/ou βR_0) est négligeable devant les inductances ($\alpha^2 \omega L_0$ et/ou $\beta^2 \omega L_0$), plus α et/ou β est faible, plus les amplitudes des courants de court-circuit sont élevées. Ainsi, du point de vue des amplitudes des courants de court-circuit, le pire des cas est théoriquement une seule spire en court-circuit. Quant à la vitesse et au couple électromagnétique, sur toute la plage de la vitesse, plus α et/ou β est élevé, plus les chutes et les ondulations de vitesse et de couple sont élevées. Nous avons aussi remarqué que les amplitudes des courants dans les phases saines augmentent avec la croissance des pourcentages du nombre de spires en court-circuit.

Par rapport au court-circuit partiel dans deux phases, pour le même nombre de spires en court-circuit, la chute de vitesse en cas de court-circuit partiel entre phases (deux phases) est plus faible. Ceci est dû au fait qu'en cas de court-circuit partiel entre phases, la tension de la partie en court-circuit n'est plus nulle et le courant de court-circuit et le courant dans les bobines saines de la même phase n'ont pas un déphasage angulaire de 180° électrique. Ainsi, le couple résistant produit par les courants de court-circuit est plus faible que celui du court-circuit partiel dans deux phases.

4.3 Caractéristiques d'une MCF 12/10 avec redondance

4.3.1 Faisabilité d'une MCF avec redondance à partir de celle sans redondance

D'après les études précédentes, nous avons trouvé que les deux étoiles de la MCF 12/10 sans redondance peuvent être considérées quasiment identiques même si les flux à vide de deux bobines appartenant à la même phase ont un léger déphasage angulaire dû au deuxième harmonique. Par contre, si nous voulons utiliser une moitié de la machine et garder l'autre moitié comme l'étoile redondante, nous devons nous assurer que ceci est faisable. Une mauvaise combinaison de dents statoriques et rotoriques se traduit par une forte dégradation des performances électromagnétiques ou bien par une infaisabilité de la machine. Pour ce faire, nous pouvons appliquer la règle suivante [Plus Petit Commun Multiple (PPCM)]:

$$PPCM(N_s, N_r) = q N_r k \quad \text{Eq. 4.30}$$

Où N_s est le nombre de dents statoriques, N_r est le nombre de dents rotoriques, q et k sont le nombre de phases et un chiffre rond qui dépend de la machine, qui peut être 1, 2, 3, etc. Pour notre machine en question, $N_s = 12$, $N_r = 10$. Par conséquent, $PPCM(N_s, N_r) = 60$. Cette machine peut donc avoir 6 phases, $q = 6$ et $k = 1$ ou bien elle a 3 phases, $q = 3$ et $k = 2$. Pour ces deux cas, la machine est faisable. Si nous appliquons cette loi à la machine avec redondance, nous savons que nous n'utilisons que 6 dents statoriques au lieu de 12 dents statoriques comme dans les MCF sans redondance. Ainsi, le nombre de dents statoriques $N_s = 6$ et $PPCM(N_s, N_r) = 30$ et nous ne pouvons que choisir $q = 3$ et $k = 1$. D'après cette loi, nous pouvons donc constater que la MCF 12/10 avec redondance est faisable. Les caractéristiques électromagnétiques de cette machine seront étudiées et les problèmes de défauts seront aussi détaillés dans la suite de ce chapitre.

Pour la MCF avec redondance, nous savons que les défauts sur des phases ouvertes ne sont pas un problème grave. Nous pouvons faire comme ce qui est mentionné précédemment, par exemple ouvrir l'étoile principale et utiliser celle qui est redondante. Avec cette correction, les phases ouvertes sont enlevées et elles ne pourront pas avoir d'influence sur les phases saines. Par contre, pour des phases en court-circuit, à cause du couplage magnétique entre phases, les phases en court-circuit vont toujours induire un courant, qui va perturber les courants dans les phases saines. De plus, il y aura un couple résistant dû aux courants de court-circuit. Si nous voulons maintenir le niveau du couple moyen en cas de défauts, les courants dans les phases saines doivent augmenter pour compenser ce couple résistant. Les courants de court-circuit avec l'augmentation des courants dans les phases saines vont certainement augmenter les pertes Joule. Ceci va conduire à un échauffement supplémentaire de la machine en cas de défauts. Pour l'application VSV, nous devons prévoir le niveau des courants de court-circuit et les augmentations des courants dans les phases saines en cas de défauts. Sinon, un bon candidat conçu en mode sain ne pourrait pas fonctionner en mode de défauts (court-circuit).

4.3.2 Inductances propres et mutuelles d'une MCF avec redondance

La distribution de flux à vide de la MCF avec redondance est identique à celle de la MCF 12/10 sans tenir compte de la redondance [figure 4.16 (b)]. En appliquant l'éq. 7.1, nous pouvons également obtenir les inductances propres et mutuelles de chaque phase, dont les résultats sont montrés sur la figure 4.38. Sachant que les deux étoiles sont quasiment identiques, nous ne prenons donc que la phase A1 de l'étoile principale comme exemple et pour les autres phases, dont les inductances propres et mutuelles seront similaires au décalage angulaire près entre les inductances propres ou mutuelles de chaque phase. Pour simplifier, nous appliquons deux notions pour nommer les phases des deux étoiles, la première est des phases correspondantes, les phases A1 et A2 (les phases A de deux étoiles), les phases B1 et B2 ainsi que les phases C1 et C2. Tandis que la deuxième est les phases non-correspondantes telles que les phases A1 et B2, A1 et C2, etc.

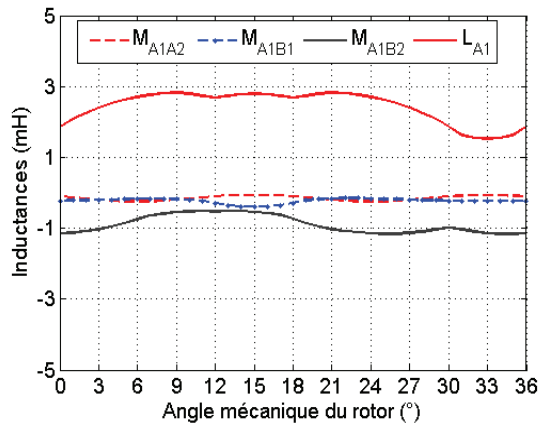


Figure 4.38 Inductances propres et mutuelles en fonction de la position du rotor de la MCF avec redondance.

Sur la figure 4.38, nous pouvons remarquer que parmi les inductances mutuelles, celle entre les phases non-correspondantes (A1 et B2) est la plus élevée, dont la valeur absolue représente quasiment la moitié de l'inductance propre d'une phase. Par contre, les inductances mutuelles entre les phases correspondantes ou entre les phases d'une même étoile sont beaucoup plus faibles, qui sont quasiment négligeables devant les inductances propres d'une phase et les inductances mutuelles entre les phases non-correspondantes. Afin d'expliquer ceci, nous pouvons consulter la figure 4.39, dans laquelle les aimants permanents sont enlevés et remplacés par l'air. Ensuite, la phase A1 est alimentée par un courant constant, les distributions de flux ont montré que sur toute la plage de la position du rotor, le flux de la phase A1 traverse majoritairement les phases adjacentes (B2 et C2) qui sont des phases non-correspondantes et peu de flux traversent les phases correspondantes ou bien les phases de la même étoile.

4.3 Caractéristiques d'une MCF 12/10 avec redondance

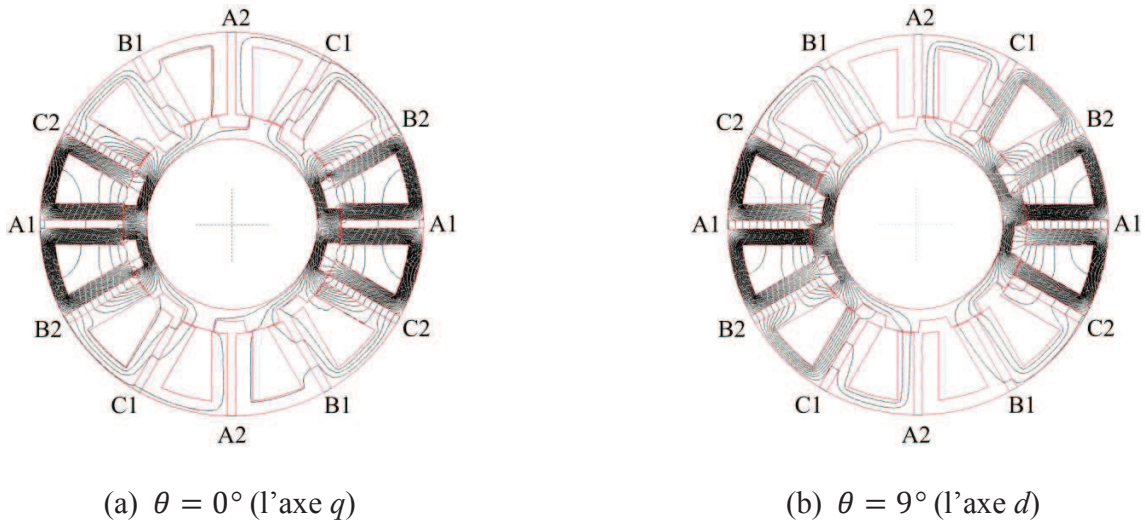


Figure 4.39 Distributions de flux de la MCF redondante avec la phase A1 alimentée avec un courant constant pour deux positions du rotor.

Sachant que le flux et le courant sont liés par la relation eq. 7.1, ceci rend les inductances mutuelles entre les phases non-correspondantes plus importantes que les autres inductances mutuelles mentionnées précédemment. Nous pouvons également observer que les variations des inductances propres ainsi que celles des inductances mutuelles sont faibles, ce ne sera donc pas absurde d'utiliser les valeurs moyennes des inductances de manière à établir nos modèles de défauts dans la suite de ce mémoire. Après les calculs numériques, nous pouvons donc obtenir la matrice des inductances propres et mutuelles comme dans l'eq. 4.31.

$$[L] = \begin{bmatrix} L_0 & M_0 & M_0 & M_1 & M_2 & M_2 \\ M_0 & L_0 & M_0 & M_2 & M_1 & M_0 \\ M_0 & M_0 & L_0 & M_2 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_2 & L_0 & M_0 & M_0 \\ M_2 & M_1 & M_2 & M_0 & L_0 & M_0 \\ M_2 & M_2 & M_1 & M_0 & M_0 & L_0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.31}$$

$L_0 = 2,7 \text{ mH}$: Inductance propre,

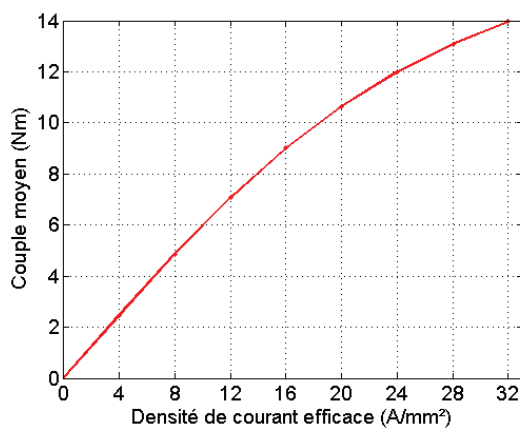
$M_0 = 0,3 \text{ mH}$: inductance mutuelle entre les phases de la même étoile,

$M_1 = 0,3 \text{ mH}$: inductance mutuelle entre les phases correspondantes,

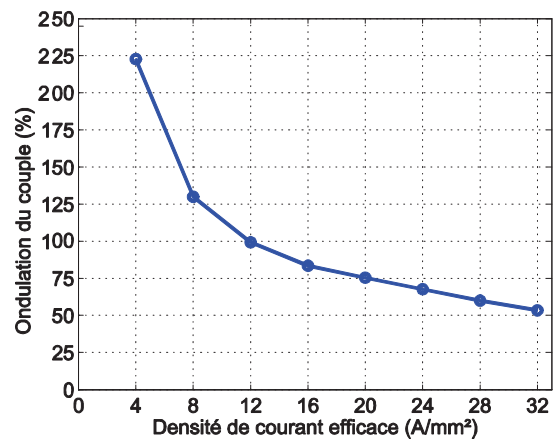
$M_2 = -1,2 \text{ mH}$: inductance mutuelle entre les phases opposées.

4.3.3 Couple moyen et ondulation de couple

En alimentant les trois phases de l'étoile principale avec des courants sinusoïdaux, nous pouvons obtenir le couple et l'ondulation de couple en fonction de la densité du courant efficace par la méthode des EF 2D, dont les résultats sont illustrés sur la figure 4.40. En comparaison avec la figure 4.19, dans laquelle toutes les phases sont alimentées, nous avons trouvé qu'avec la moitié des phases alimentées, le couple produit par la machine est supérieur à la moitié du couple moyen produit par la machine avec toutes les phases alimentées. Ceci est principalement dû à la saturation magnétique, car avec l'étoile principale alimentée, pour la même densité de courant, la machine sature moins fortement que celle avec toutes les phases alimentées. Par contre, l'ondulation de couple de la machine avec l'étoile principale alimentée est plus élevée que celle de la machine avec toutes les phases alimentées. Ceci est logique, car avec le même niveau du couple de détente, un couple moyen plus faible signifie que la machine avec la seule étoile principale alimentée aura relativement plus d'ondulation de couple (eq. 3.7).



(a) couple moyen



(b) ondulation de couple

Figure 4.40 Couple moyen et ondulation de couple en fonction de la densité du courant efficace de la MCF 12/10 avec redondance.

4.4 Modèle couplé : défaillance-thermique d'une MCF 12/10 avec redondance

4.4.1 Modèle analytique de défauts sur une phase en court-circuit

Les problèmes de défauts dus à des phases ouvertes d'une machine avec redondance ne sont pas graves, car nous pouvons aisément ouvrir les autres phases de l'étoile en défaut et utiliser les phases de l'étoile redondante. Par contre, en cas de phases en court-circuit, l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur n'est plus suffisante car les phases en court-circuit vont induire des courants de court-circuit qui vont, en raison du couplage magnétique entre phases, perturber les phases saines. Nous allons dans la suite étudier l'influence des phases en court-circuit sur les performances électromagnétiques et thermiques de la machine avec redondance. Le schéma de contrôle sur une phase en court-circuit de la MCF avec redondance est montré sur la figure 4.41. Pour simplifier, nous considérons que les phases principales fonctionnent tout le temps et à un certain moment, nous imposons un court-circuit dans certaines phases (phase A2, par exemple) de l'étoile redondante. La stratégie de commande n'est pas l'aspect d'étude principale dans ce chapitre.

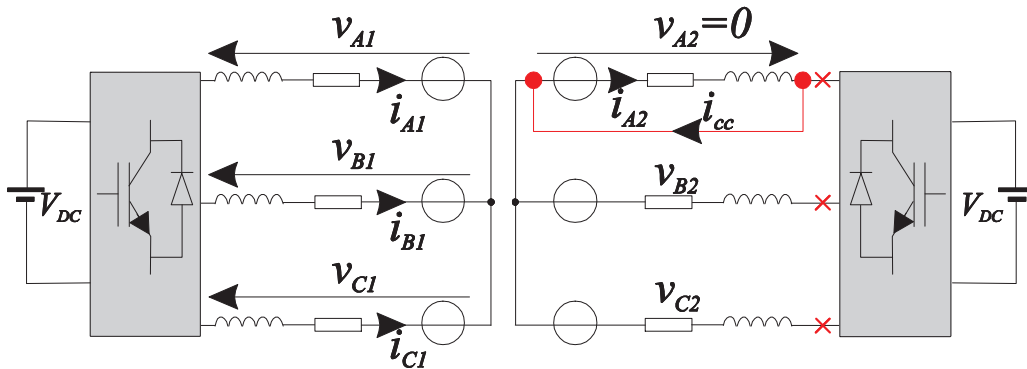


Figure 4.41 Schéma de contrôle équivalent sur une phase en court-circuit de la MCF avec redondance

Les points neutres des deux étoiles sont isolés et inaccessibles et la relation entre les trois courants dans les phases saines de l'étoile principale peut s'établir comme ci-dessous :

$$i_{A1} + i_{B1} + i_{C1} = 0 \quad \text{Eq. 4.32}$$

Comme mentionné précédemment sur la figure 4.21, le courant de court-circuit va produire un couple résistant. Ainsi, la convention générateur doit être appliquée pour la phase en court-circuit. Les modèles électriques et mécaniques utilisés dans la partie sur des spires en court-circuit de la MCF 12/10 sans

redondance pourront aussi être appliqués ici. Nous pouvons aussi obtenir tous les termes de l'éq. 4.6 pour la MCF 12/10 avec redondance, dont les expressions s'écrivent comme suit :

$$[R] = \begin{bmatrix} R_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.33}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_0 & M_0 & M_0 & M_1 \\ M_0 & L_0 & M_0 & M_2 \\ M_0 & M_0 & L_0 & M_2 \\ M_1 & M_2 & M_2 & L_0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.34}$$

$$[\Phi_f] = \begin{bmatrix} \Phi_{fA1} \\ \Phi_{fB1} \\ \Phi_{fC1} \\ \Phi_{fA2} \end{bmatrix} = \Phi_{fmax} \begin{bmatrix} \cos(p\theta) \\ \cos(p\theta - 2\pi/3) \\ \cos(p\theta + 2\pi/3) \\ \cos(p\theta) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.35}$$

$$[i] = \begin{bmatrix} i_{A1} \\ i_{B1} \\ i_{C1} \\ i_{A2} \end{bmatrix} = I_{max} \begin{bmatrix} \cos(p\theta + \pi/2 - \psi) \\ \cos(p\theta - 2\pi/3 + \pi/2 - \psi) \\ \cos(p\theta + 2\pi/3 + \pi/2 - \psi) \\ ? \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.36}$$

$$[v] = \begin{bmatrix} v_{A1} \\ v_{B1} \\ v_{C1} \\ v_{A2} \end{bmatrix} = V_{max} \begin{bmatrix} \cos(p\theta + \pi/2 + \delta) \\ \cos(p\theta - 2\pi/3 + \pi/2 + \delta) \\ \cos(p\theta + 2\pi/3 + \pi/2 + \delta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.37}$$

En se basant sur l'éq. 4.4 et la figure 4.21, la relation entre la FEM à vide de la phase en court-circuit et le courant de court-circuit peut être établie comme suit :

$$e_{A2} = \frac{d\Phi_{A2}}{dt} = R_{A2}i_{A2} + L_{A2} \frac{di_{A2}}{dt} + M_{A2A1} \frac{di_{A1}}{dt} + M_{A2B1} \frac{di_{B1}}{dt} + M_{A2C1} \frac{di_{C1}}{dt} \quad \text{Eq. 4.38}$$

Avec

- R_{A2} et L_{A2} : Résistance et inductance propre de la phase A2,
- i_{A2} : Courant de court-circuit de la phase A2,
- Φ_{A2} : Flux à vide de la phase A2,
- M_{A2A1} , M_{A2B1} et M_{A2C1} : Inductances mutuelles entre les phases mentionnées précédemment.

Tous les paramètres de l'éq. 4.38 sont calculés par la méthode des EF 2D. Nous avons remarqué que, si les composantes harmoniques sont négligées, les FEM à vide des phases correspondantes entre les deux étoiles sont quasiment identiques ($e_{A2} = e_{A1}$). De plus, par rapport à M_{A2B1} et M_{A2C1} ($M_{A2B1} = M_{A2C1}$), M_{A2A1}

est négligeable. Ainsi, avec l'éq. 4.32, nous pouvons simplifier l'éq. 4.38 par l'équation suivante :

$$e_{A2} \approx R_{A2}i_{A2} + L_{A2} \frac{di_{A2}}{dt} - M_{A2B1} \frac{di_{A1}}{dt} \quad \text{Eq. 4.39}$$

Sans défluxage, après avoir résolu l'équation différentielle, nous pouvons finalement obtenir l'expression du courant de court-circuit dans la phase A2 comme suit :

$$i_{A2}(t) = \left\{ \frac{MI_{A1}}{L_{A2}[\omega^2 + (1/\tau)^2]} \left[\omega \left(\frac{1}{\tau} + \frac{E_{A2}}{MI_{A1}} \right) \cos(\omega t) + \left(\omega^2 - \frac{E_{A2}}{MI_{A1}\tau} \right) \sin(\omega t) \right] - \frac{MI_{A1}\omega}{L_{A2}[\omega^2 + (1/\tau)^2]} \left(\frac{1}{\tau} + \frac{E_{A2}}{MI_{A1}} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \right\} \quad \text{Eq. 4.40}$$

Avec $e_{A2}(t) = E_{A2} \cos(\omega t + \pi/2)$, $M = M_{A2B1} = M_{A2C1}$, $i_{A1}(t) = I_{A1} \cos(\omega t + \pi/2)$, $\tau = L_{A2}/R_{A2}$ (constante de temps électrique) et ω (vitesse électrique du rotor). Après la présence d'un court-circuit de la phase A2 et l'entrée de la machine en régime permanent, nous pouvons simplifier l'expression du courant de court-circuit sous la forme suivante :

$$i_{A2}(t) = K \sqrt{A^2 + B^2} \cos(\omega t + \varphi) \quad \text{Eq. 4.41}$$

avec $K = \frac{MI_{A1}}{L_{A2}(\omega^2 + (1/\tau)^2)}$, $A = \omega \left(\frac{1}{\tau} + \frac{E_{A2}}{MI_{A1}} \right)$, $B = \left(\omega^2 - \frac{E_{A2}}{MI_{A1}\tau} \right)$ et $\varphi = \arctan(B/A)$.

Le couple (C_e) produit par les trois phases principales et la phase en court-circuit s'écrit comme suit :

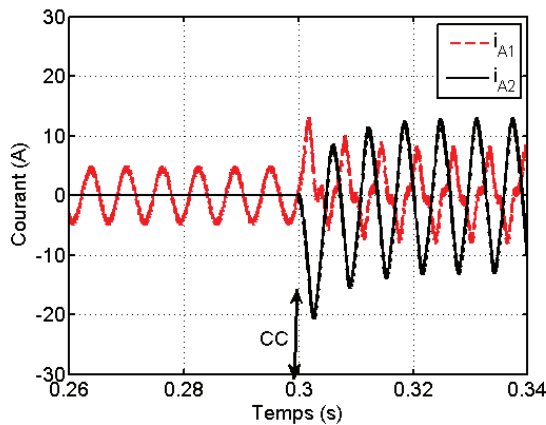
$$C_e = \frac{1}{\Omega} ([e]_{A1B1C1}^t \cdot [i]_{A1B1C1} + e_{A2}i_{A2}) \quad \text{Eq. 4.42}$$

où Ω est la vitesse mécanique, $[e]_{A1B1C1}$ et $[i]_{A1B1C1}$ sont respectivement deux matrices colonnes des FEM et des courants de l'étoile principale.

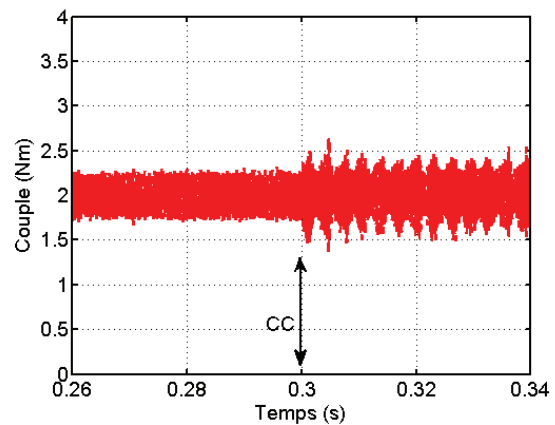
4.4.2 Résultats de la simulation (MATLAB-Simulink)

La simulation de défauts sur un cycle de fonctionnement est très complexe, nous allons donc ici choisir deux points de fonctionnement pour étudier les caractéristiques de la machine en cas de défauts. Le premier point correspond à un couple résistant égal à 2 Nm et la vitesse mécanique du rotor à 100 rad/s tandis que pour le deuxième point, le couple résistant est de 8 Nm et la vitesse mécanique du rotor est égale à 20 rad/s. Comme vu précédemment, les asservissements du courant et de la vitesse sont appliqués pour réaliser la simulation. Il faut noter que le couple de détente n'est pas pris en compte. Les résultats de simulation de la MCF 12/10 avec redondance sont montrés sur la figure 4.42 et sur la figure 4.43. Nous pouvons remarquer qu'à faible couple et à haute vitesse (figure 4.42), le courant de court-circuit est plus élevé que le courant normal dans la phase correspondante (phase A1 et phase A2 sont les phases correspondantes de deux étoiles). Ce courant élevé de court-circuit produit un couple résistant, dont la

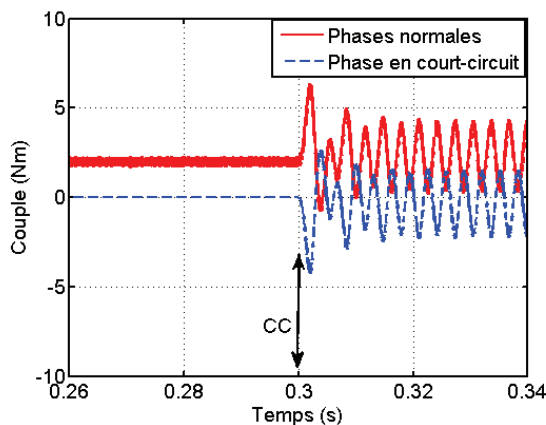
variation peut être considérée comme sinusoïdale. Même si la valeur moyenne de ce couple résistant est quasiment nulle [figure 4.42 (c)], elle conduit quand même à une forte ondulation de couple dans le couple total. En raison de la perturbation de couple, la vitesse elle aussi est perturbée par la présence d'un court-circuit d'une phase. Par contre, à faible vitesse et à couple élevé (figure 4.43), nous pouvons remarquer que le courant de court-circuit est considérablement plus faible que le courant normal. Ainsi, le couple résistant dû au courant de court-circuit lui aussi est faible. Par contre, la valeur moyenne de ce couple résistant est négative. Ceci est équivalent à une augmentation du couple résistant. Afin de maintenir le niveau de couple, il nous faut augmenter le courant dans les phases saines de manière à compenser ce couple résistant dû au courant de court-circuit.



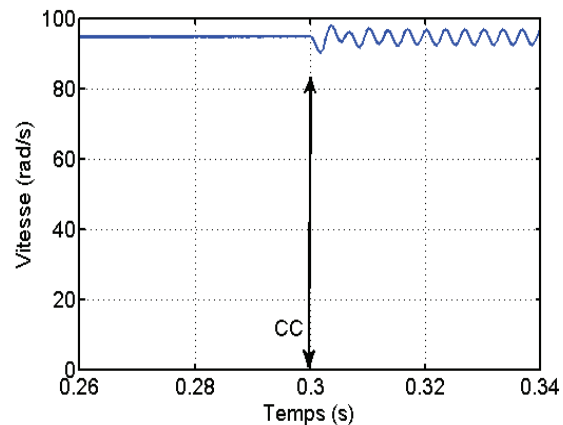
(a) courant normal et courant de court-circuit



(b) couple total



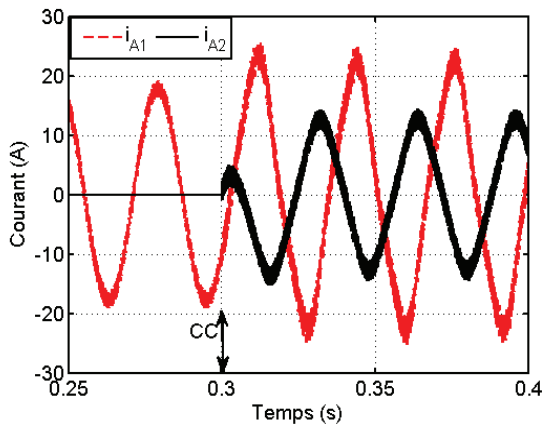
(c) couple dû aux phases saines et celui dû à la phase en court-circuit



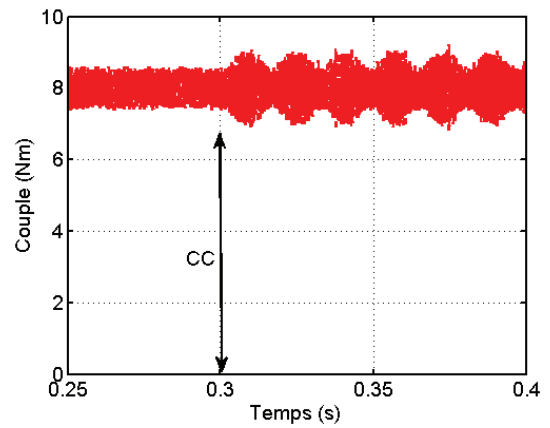
(d) vitesse

Figure 4.42 Courants, couple et vitesse avant et après une phase en court-circuit. Couple : 2 Nm, vitesse : 100 rad/s (résultats simulés).

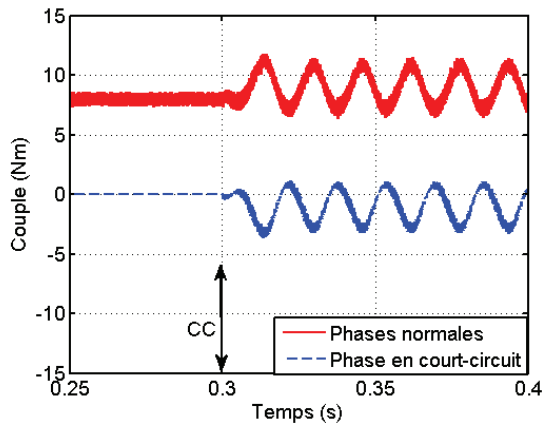
4.4 Modèle couplé : défaillance-thermique d'une MCF 12/10 avec redondance



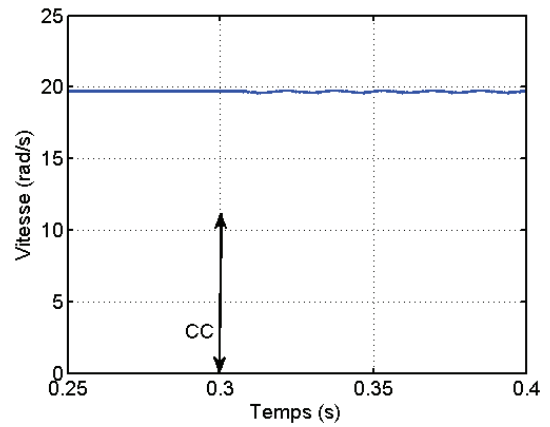
(a) courant normal et courant de court-circuit



(b) couple total



(c) couple dû aux phases saines et celui dû à la phase en court-circuit



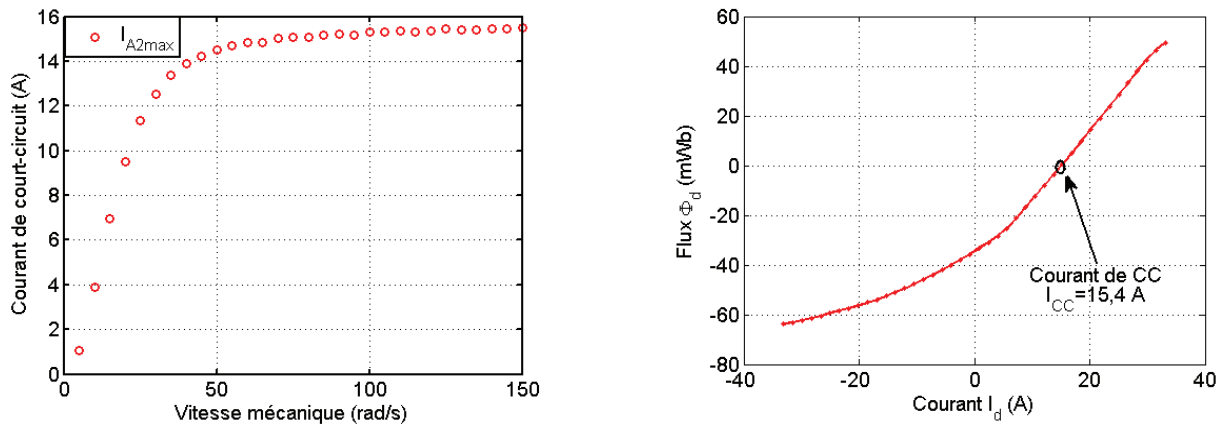
(d) vitesse

Figure 4.43 Courants, couple et vitesse avant et après une phase en court-circuit. Couple : 8 Nm, vitesse : 20 rad/s (résultats simulés).

Afin de prédire le courant de court-circuit maximal de la MCF avec redondance, nous avons aussi calculé, par la simulation, l'amplitude du courant de court-circuit en fonction de la vitesse mécanique du rotor, dont le résultat est montré sur la figure 4.44 (a). À faible vitesse, le courant de court-circuit augmente fortement avec l'augmentation de la vitesse mécanique du rotor. Tandis qu'à haute vitesse, le courant de court-circuit tend vers une constante. Ceci peut être expliqué par l'éq. 4.43 qui est une simplification de l'éq. 4.15. Ici, nous supposons que une phase entière est en court-circuit.

$$I_{CC} \approx \frac{|\omega \Phi_{max}|}{\sqrt{(R_0)^2 + (\omega L_0)^2}} \quad \text{Eq. 4.43}$$

Si la vitesse (ω) est tellement faible que $\omega L_0 \ll R_0$, le courant de court-circuit est approximativement égal à $\omega \Phi_{max}/R_0$, tandis que si la vitesse est suffisamment élevée pour que $R_0 \ll \omega L_0$, le courant de court-circuit est approximativement égal à Φ_{max}/L_0 . Par conséquent, à basses vitesses, le courant de court-circuit augmente avec l'augmentation de la vitesse. Par contre, à hautes vitesses, l'influence de résistance est négligeable devant celle de l'inductance et le courant de court-circuit ne dépend que du flux à vide et de l'inductance propre. Ainsi, à hautes vitesses, le courant de court-circuit lui aussi est indépendant de la vitesse mécanique du rotor.



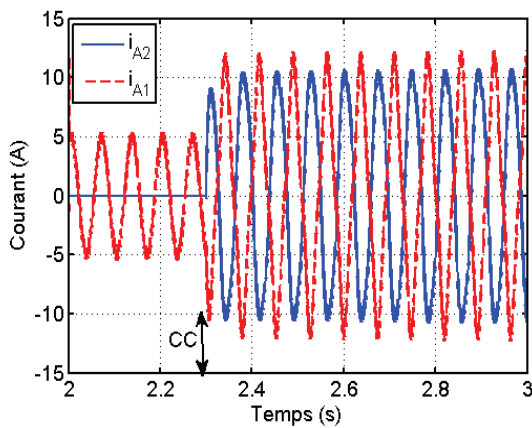
(a) résultats simulés sur l'amplitude du courant de court-circuit en fonction de la vitesse (b) résultats numériques sur le flux Φ_d en fonction du courant I_d

Figure 4.44 Calculs analytiques et numériques du courant de court-circuit de la MCF avec redondance

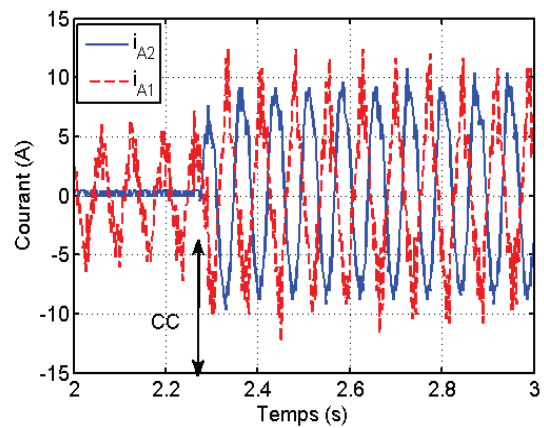
Afin de vérifier les résultats obtenus par la simulation précédente via la méthode des EF 2D (ANSYS), nous alimentons les phases avec un courant I_d (voir la partie 7.2.2) et, nous calculons le flux dans l'axe d en fonction de ce courant I_d . Sachant qu'à hautes vitesses, l'influence résistive est négligeable devant celle inductive et si le flux dans l'axe d est nul ($\Phi_{max} - L_d I_d = 0$, Φ_{max} est l'amplitude du flux à vide), le courant I_d peut donc être considéré comme le courant de court-circuit. Après les calculs numériques par la méthode des EF 2D [figure 4.44 (b)], nous avons trouvé lorsque le courant I_d est égal à 15,4 A, le flux dans l'axe d est quasiment nul. Par conséquent, nous pouvons constater que le courant de court-circuit est approximativement égal à 15,4A. Cette valeur correspond à la valeur obtenue par des calculs analytiques [figure 4.44 (a)]. Ici, il faut aussi noter que les courants de court-circuit obtenus analytiquement ou numériquement sont récupérés lorsque le régime de la machine est permanent et leurs valeurs sont les valeurs maximales.

4.4.3 Vérification expérimentale

La machine utilisée pour les essais expérimentaux est celle montrée sur la figure 7.2. Deux correcteurs sont appliqués pour contrôler les courants et la vitesse de la machine, dont le schéma bloc est identique à celui montré sur la figure 4.22. Le couple résistant est égal à 4 Nm et la vitesse de consigne est de 10 rad/s pour la simulation aussi bien que pour les essais. Les résultats de la simulation et ceux expérimentaux sont montrés sur la figure 4.45 et sur la figure 4.46.

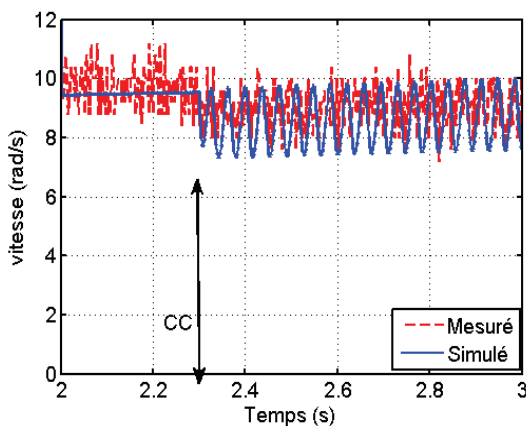


(a) résultats simulés

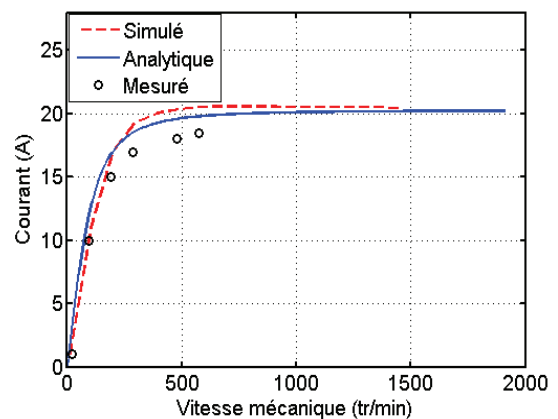


(b) résultats mesurés

Figure 4.45 Courant dans la phase saine et courant de court-circuit avant et après une phase en court-circuit de la MCF 12/10 avec redondance.



(a) vitesse



(b) courant de court-circuit

Figure 4.46 Vitesse mécanique avant et après le court-circuit d'une phase et amplitude du courant de court-circuit en fonction de la vitesse mécanique du rotor de la MCF 12/10 avec redondance.

Un bon accord entre les résultats de la simulation et ceux mesurés est observé. Comme dans les études

précédentes, en raison du courant de court-circuit, la vitesse est perturbée. Le courant de court-circuit dépend fortement de la vitesse mécanique du rotor à faibles vitesses tandis qu'à hautes vitesses, ce n'est plus le cas. Pour la machine en question, le courant de court-circuit maximal est approximativement égal à 20 A. Ceci pourrait poser des problèmes thermiques pour la machine en cas de court-circuit. Car le fort courant de court-circuit signifie de fortes pertes Joule ainsi qu'une forte augmentation des températures, qui pourrait dans certains cas endommager les isolants ou les aimants permanents. Comme mentionné précédemment, nous allons dans la suite développer un modèle thermique afin d'étudier l'influence d'une phase en court-circuit sur les caractéristiques thermiques de la MCF avec redondance.

4.4.4 Modèles thermiques statiques (analytique et EF 3D) de la MCF en cas de défaut

4.4.4.1 Modèles des pertes en cas de défauts

La procédure de la modélisation thermique de la MCF avec redondance en mode de défauts est similaire à celle montrée sur la figure 3.36. La seule différence est que les courants normaux et le courant de court-circuit sont inconnus. Par conséquent, il nous faut utiliser les modèles de défauts afin d'obtenir toutes les informations (amplitude, fréquence, phase) des courants en présence du court-circuit dans une phase. Une fois que nous avons tous les courants, nous pouvons utiliser la méthode des EF 2D pour calculer les pertes fer et les pertes Joule. Celles-ci serviront dans le modèle thermique comme les sources de chaleur à évaluer la variation des températures en cas de défauts. Ce modèle couplé sera détaillé dans la suite de ce chapitre.

Dans cette partie, les modèles thermiques et électromagnétiques sont fondés sur le prototype précédent, dont les paramètres sont donnés dans le tableau 7.2. Les courants dans les phases saines ainsi que celui de court-circuit sont obtenus par la simulation et vérifiés par les essais expérimentaux comme vu précédemment. Avec les courants obtenus, nous pouvons donc calculer les pertes Joule (P_j) en cas d'une phase en court-circuit de la MCF avec redondance, dont l'expression générale s'écrit comme suit :

$$P_j = 3RI_{eff}^2 + RI_{CC}^2 \quad Eq. 4.44$$

Où R est la résistance d'une phase ; nous considérons que les résistances des phases saines sont identiques à celle de la phase en court-circuit. I_{eff} et I_{CC} sont respectivement le courant normal efficace et le courant de court-circuit efficace.

Pour les pertes fer, nous utilisons les courants dans les phases saines et celui de la phase en court-circuit obtenus précédemment pour alimenter la machine. En utilisant le modèle EF 2D de la MCF 12/10 avec redondance, nous pouvons obtenir les deux composantes de l'induction (B_r et B_θ) dans chaque élément de maillage. En appliquant l'eq. 3.21, nous pouvons donc obtenir les pertes fer statoriques et rotoriques de la machine en cas d'une phase en court-circuit. Les pertes de la machine sans défauts sont calculées avec la même méthode. Ici, la vérification sur un cycle de fonctionnement est considérablement complexe, nous allons aussi choisir deux points de fonctionnement, l'un est faible couple et haute vitesse (point *I*) tandis que l'autre est haut couple et faible vitesse (point *II*). Le point *I* correspond à un couple de 4 Nm et à une

4.4 Modèle couplé : défaillance-thermique d'une MCF 12/10 avec redondance

vitesse de consigne de 1000 tr/min tandis qu'au point *II*, le couple est de 8Nm et la vitesse est de 100 tr/min. Après les calculs analytiques et numériques, nous avons les pertes Joule et les pertes fer en mode sain aussi bien qu'en mode de défauts, dont les résultats sont montrés dans le tableau 4.3. Nous avons remarqué qu'au point *I*, les pertes Joule (238,5 W) en mode de défaut sont quasiment 12 fois plus élevées que celles en mode sain (19,9 W). Tandis qu'au point *II*, les pertes Joule (208,4 W) en mode de défaut ne sont que 2,4 fois plus élevées que celles (86 W) en mode sain. Dans tous les cas, nous pouvons constater qu'il y aura une forte augmentation des pertes Joule en cas d'une phase en court-circuit. Quant aux pertes fer, les pertes fer en mode de défaut sont sensiblement égales à celles en mode sain pour le point *I* aussi bien que pour le point *II*.

Tableau 4.3 Pertes Joule et pertes fer statoriques et rotoriques pour deux points de fonctionnement de la MCF avec redondance

	Mode sain		Mode de défauts	
	Point I	Point II	Point I	Point II
Vitesse du rotor (tr/min)	1000	100	1000	100
Couple électromagnétique (Nm)	4	8	4	8
Courant normal efficace (A)	3,54	7,36	9,2	11
Courant de court-circuit efficace (A)	0	0	14	5,5
Pertes Joule (W) (3 phases saines)	19,9	86	134,6	192,4
Pertes Joule (W) (1 phase en court-circuit)	0	0	103,9	16
Pertes Joule totales (W)	19,9	86	238,5	208,4
Pertes fer rotoriques (W)	2,5	0,1	2,6	0,13
Pertes fer statoriques (W)	8,7	0,27	8,9	0,28
Pertes fer totales (W)	11,2	0,37	11,5	0,41

4.4.4.2 Modèle thermique 3D du réseau de résistances thermiques

Sachant que la machine utilisée pour l'application VSV est courte, c'est le même cas pour le prototype, ainsi, les influences des têtes des bobines sur les résultats thermiques pourraient être importantes. Pour mieux évaluer les évolutions des températures de la MCF 12/10 avec redondance en cas de défauts, nous allons dans la suite établir un modèle thermique 3D de résistances thermiques. Pour ce faire, nous avons appliqué les mêmes méthodes que celles étudiées pour les MRV (voir la partie 3.3) et MCF avec redondance sans défauts (voir la partie 4.1). Après les calculs des résistances thermiques dues à la conduction, à la convection et au rayonnement, nous pouvons finalement obtenir le modèle thermique 3D du réseau de résistances thermiques de la MCF 12/10 avec redondance, qui est montré sur la figure 4.47 (b) et la description des résistances thermiques est donnée dans le tableau 4.4. Comme mentionné

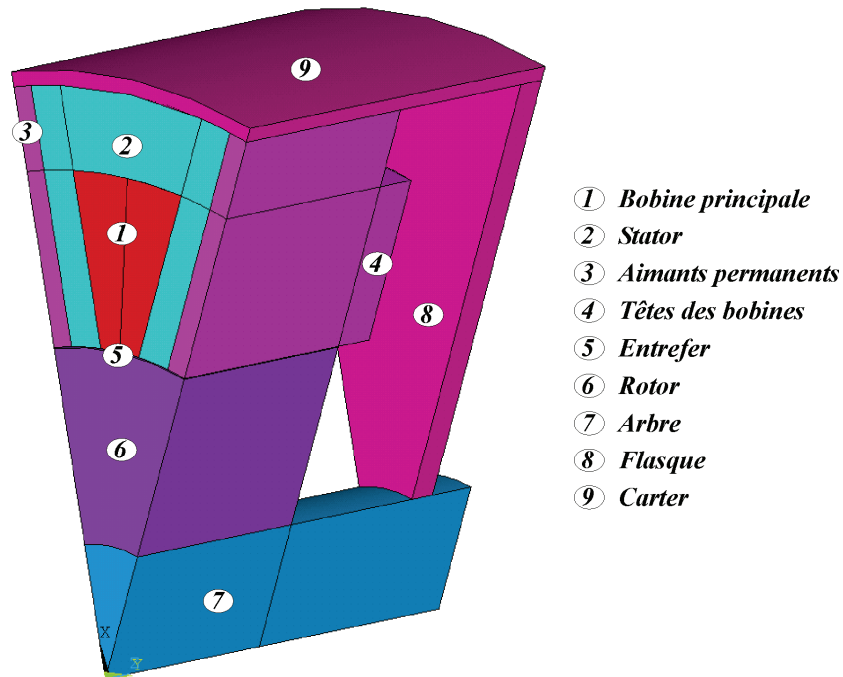
précédemment, les trajectoires des flux thermiques sont symétriques, nous utilisons donc juste une encoche pour représenter toute la machine. Nous n'étudions que deux points de fonctionnement et nous considérons que le régime de la machine pour chaque point de fonctionnement est permanent. Par conséquent, le modèle thermique statique sera suffisant pour évaluer les températures de la machine en cas de défauts. En utilisant les pertes obtenues précédemment et en appliquant l'éq. 4.3, nous pouvons calculer analytiquement les températures de la MCF avec redondance en mode sain ainsi qu'en mode de défauts.

Tableau 4.4 Résistances thermiques de différentes composantes de la MCF avec redondance

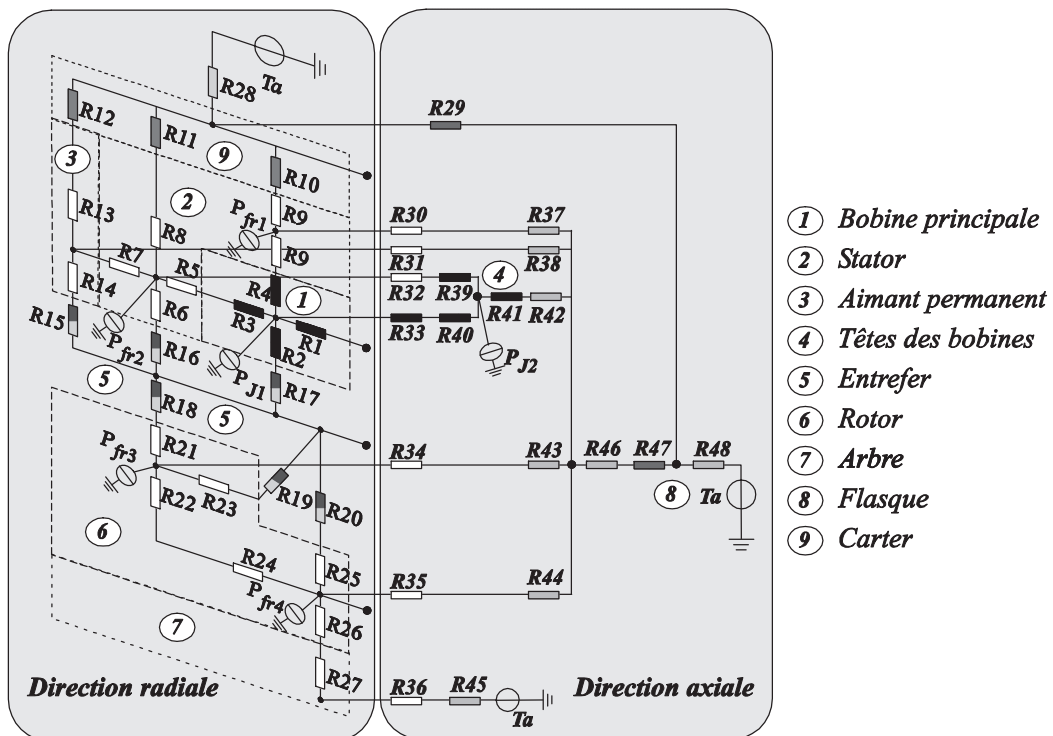
	Direction radiale	Direction axiale
Bobine statorique	$R1-R4$	$R33$
Dent statorique	$R5-R8$	$R32$
Culasse statorique	$R9$	$R30$
Carter	$R10-R12$	$R29, R47$
Aimant permanent	$R13-R14$	$R31$
Tête de bobine	$R39, R41$	$R40$
Dent rotorique	$R21-R23$	$R34$
Culasse rotorique	$R24-R26$	$R35$
Arbre	$R27$	$R36$
Entrefer	$R15-R20$	-
Cavité de la tête de bobine	-	$R37-R38, R42-R44, R46$
Surface du carter	$R28$	$R48$

P_{J1} et P_{Jl} représentent respectivement les pertes Joule dans la bobine principale et celles dans la tête de bobine liée à cette bobine principale, P_{fr1} et P_{fr2} concernent respectivement les pertes fer dans la culasse statorique et celles dans la dent statorique tandis que P_{fr3} et P_{fr4} sont respectivement les pertes fer dans la dent rotorique et celles dans la culasse rotorique. Dans les aimants permanents, les flasques, le carter ainsi que l'arbre, nous considérons qu'il n'y a pas de pertes. Sur la figure 4.47 (b), à cause de la complexité de ce modèle, nous n'avons illustré que la demi-encoche de la bobine principale. Pourtant, la connexion des résistances thermiques dans la bobines redondante sera similaire à celle de la bobine principale, la différence principale est qu'il n'y a pas de pertes Joule dans la bobine redondante ni dans sa tête de bobine. Pour les calculs des résistances thermiques, nous pouvons appliquer l'éq. 3.22.

4.4 Modèle couplé : défaillance-thermique d'une MCF 12/10 avec redondance



(a) Structure tridimensionnelle de la MCF 12/10 avec redondance



(b) réseau de résistances thermiques de la MCF 12/10 avec redondance

Figure 4.47 Structure tridimensionnelle et modèle thermique statique de la MCF 12/10 avec redondance.

4.4.4.3 Vérifications numériques et expérimentales

Le modèle thermique 3D numérique est également établi, ses paramètres thermiques sont obtenus avec la même méthode que celle du modèle thermique du réseau de résistances thermiques. Supposons que pour chaque point de fonctionnement, le régime de la machine est permanent. Par conséquent, afin de modéliser l'ensemble de l'entrefer et le rotor, nous avons appliqué la même méthode comme montrée sur la figure 3.47 et nous avons donc obtenu un rotor équivalent comme montré sur la figure 4.49 (a) et (b). Les résultats de ces deux modèles pour le point II sont montrés dans le tableau 4.5. Nous avons remarqué qu'aussi bien en mode sain qu'en mode de défaut, la température maximale se trouve toujours sur la tête de bobine de la phase saine. Par contre, la température minimale se trouve sur la surface externe des flasques. Nous devons déclarer que dans les simulations thermiques pour la machine en question, une forte augmentation de température est observée pour le point I, dont la valeur a dépassée 300°C (la limite de température pour la plupart des matériaux isolants utilisés pour les machines électriques). Ceci signifie que pour certains points de fonctionnement, s'il y a un court-circuit dans la phase, la machine ne pourrait pas fonctionner en mode dégradé. Il est donc essentiel de prédire la température en mode de défauts pour les applications critiques même dans la phase de la conception préliminaire. Une bonne conception en mode sain ne pourrait pas répondre au cahier des charges en cas de défaut.

Tableau 4.5 Résultats analytiques, numériques et mesurés des températures des différentes composantes de la MCF 12/10 avec redondance (en °C).

Localisation	Mode sain			Mode de défaut		
	Analytique	EF 3D	Mesuré	Analytique	EF 3D	Mesuré
Tête de bobine (Phase saine)	94	86	95	148	139	151
Tête de bobine (Phase en CC)	66	68	70	119	115	121
Température minimale (flasque)	48	46	50	70	68	72

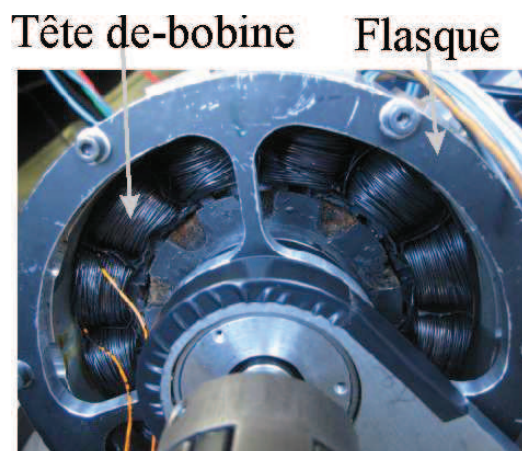


Figure 4.48 Structure de la MCF 12/10 avec redondance pour les essais thermiques.

4.4 Modèle couplé : défaillance-thermique d'une MCF 12/10 avec redondance

Afin de mesurer la température de la MCF 12/10 avec redondance en mode sain aussi bien qu'en mode de défauts, nous disposons d'une caméra thermique Fluke Ti20, dont la précision est de $\pm 2^\circ\text{C}$ et la plage de température est de -10°C à 350°C . Comme mentionné précédemment, en régime permanent, la température maximale se trouve souvent sur la tête de bobine. Ainsi, afin de visualiser les températures sur les têtes de bobines, des trous sont prévus dans les flasques (figure 4.48). De plus, les flasques sont peints en noir pour éviter la réflexion, qui perturbe la mesure de la caméra thermique. Afin d'éviter l'influence de la constante de temps thermique, les images sont prises lorsque le régime permanent thermique de la machine est établi. La distribution des températures dans les têtes des bobines est obtenue par la caméra thermique est illustrée sur la figure 4.49 (c) et sur la figure 4.49 (d). La température ambiante est de 22°C . En mode sain, la température maximale dans les têtes de bobine est de 95°C tandis qu'en mode de défauts, la température maximale est de 151°C . Les températures minimales sur la machine en mode sain ainsi qu'en mode de défauts sont respectivement de 49°C et de 70°C . Un bon accord est observé entre les résultats obtenus par les modèles thermiques du réseau de résistances thermiques, par la méthode des EF 3D et par les mesures.

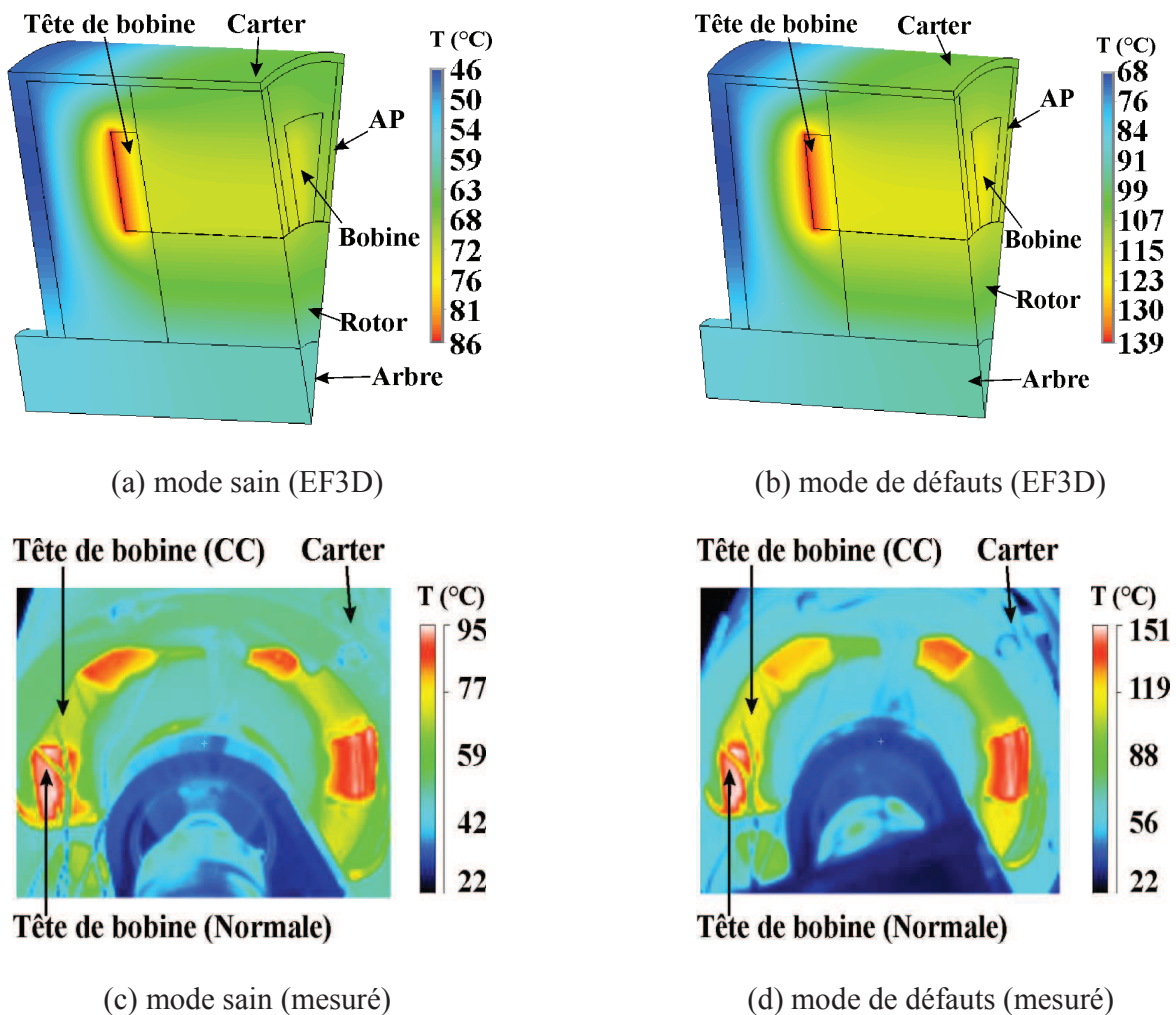


Figure 4.49 Distribution des Températures de la MCF 12/10 redondante en mode sain et de défaut.

4.4.5 Conclusion

Dans cette partie, un modèle de défaut (une phase en court-circuit) de la MCF 12/10 avec redondance est présenté. Ce modèle permet de calculer le courant de court-circuit ainsi que les courants dans les phases saines, la vitesse et le couple. Les courants dans les phases saines et celui en court-circuit sont utilisés dans le modèle électromagnétique (EF 2D) de manière à calculer les pertes Joule et les pertes fer statoriques et rotoriques. Les résultats numériques ont montré qu'afin de maintenir le couple et la vitesse inchangés en cas du court-circuit, les pertes Joule ont été augmentées considérablement tandis que les pertes fer restent quasiment inchangées.

Afin de prédire l'évolution des températures en cas de défaut, un modèle thermique 3D du réseau de résistances thermiques est mis en place. Les pertes Joule et les pertes fer obtenues précédemment sont utilisées comme les sources de chaleur pour calculer les températures de différentes composantes de la machine. Les résultats obtenus par le modèle thermique du réseau de résistances thermiques sont validés par un modèle thermique EF 3D ainsi que par essais thermiques. Comme dans les parties précédentes, il est aussi possible d'étendre les modèles thermiques statiques 3D aux modèles thermiques transitoires en ajoutant des capacités thermiques des composantes de la machine.

Ce qui a été développé nous permet de coupler les modèles de défauts avec les modèles thermiques afin que nous puissions prévoir l'évolution des températures en cas de défauts. Ceci est essentiel pour les applications critiques, car des machines conçues en mode sain ne pourraient pas répondre au cahier des charges en cas de défauts. Il est donc important de prédire l'évolution des températures due aux défauts dès les premières phases de conception.

4.5 Etude comparative des défauts entre les MCF redondantes avec double et simple couche

Dans cette partie, les études comparatives entre les MCF avec 12 encoches et 10 pôles (MCF 12/10), avec double couche et simple couche sont effectuées. Les vues en coupe de ces deux machines sont illustrées sur la figure 4.50, la différence entre les deux structures est que la machine avec double couche a deux couches de bobines appartenant à deux phases différentes logées la même encoche. Par contre, la machine avec simple couche, chaque encoche est réservée entièrement à une seule phase. Pour la machine avec double couche aussi bien que pour celle avec simple couche, les phases A1, B1 et C1 sont les phases principales tandis que les phases A2, B2 et C2 sont les phases redondantes. En mode sain, seules les phases principales fonctionnent. Par contre, en mode de défaut, nous avons deux cas à traiter : le premier cas est le défaut sur l'ouverture des phases tandis que le deuxième cas est le défaut sur le court-circuit des phases. Comme nous l'avons déjà discuté précédemment, le premier cas n'est pas grave pour les machines avec redondance, car nous pouvons ouvrir toutes les phases principales et alimenter toutes les phases redondantes et la continuité de l'alimentation de la machine peut être garantie. Ainsi, dans cette partie, nous n'allons pas traiter les problèmes de circuit-ouvert. Par contre, dans le deuxième cas, des phases principales sont en court-circuit, nous ne pouvons pas simplement ouvrir les phases en court-circuit car le court-circuit intrinsèque de la bobine ne peut pas être enlevé par l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur. De plus, la réaction entre la force électromotrice (FEM) et le courant de court-circuit dans les phases en court-circuit va produire un couple résistant, il peut générer une forte ondulation de couple si le défaut n'est pas symétrique. Par conséquent, le couple, les courants dans les phases saines ainsi que la vitesse de la machine peuvent être fortement perturbés. Afin d'étudier l'influence du court-circuit sur les performances électromagnétiques de la machine ainsi que de trouver des moyens pour limiter les courants de court-circuit, la comparaison entre les MCF avec double couche et simple couche sera détaillée dans la suite de cette partie.

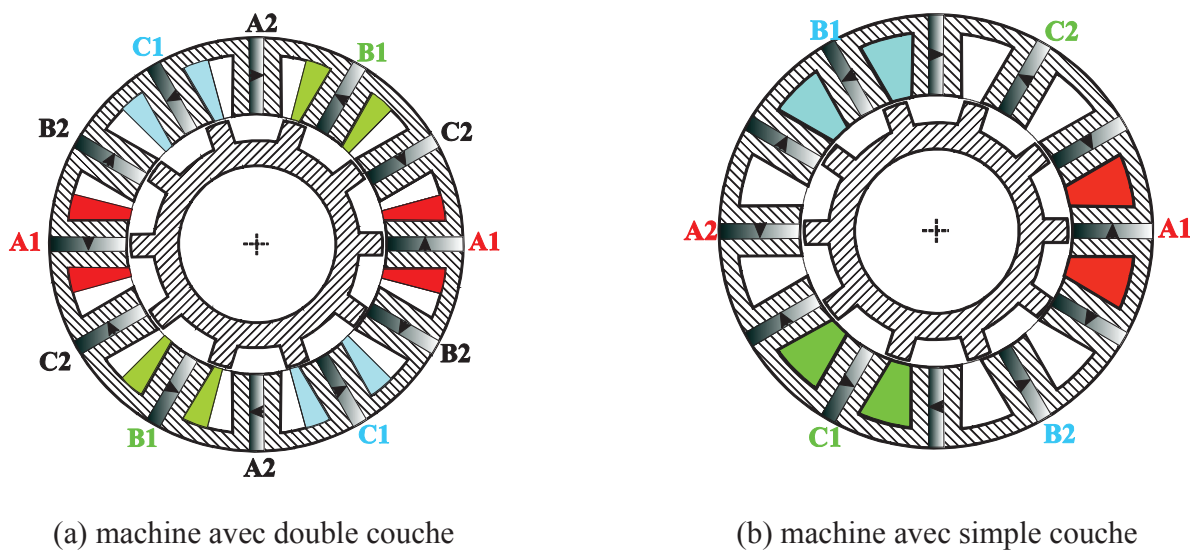


Figure 4.50 Vues en coupe des MCF avec double couche et simple couche, seules les phases principales

sont représentées.

4.5.1 Couple moyen et ondulation de couple

Le couple moyen et l'ondulation de couple de ces deux machines en fonction de la densité du courant efficace sont calculés par la méthode des EF 2D et les résultats sont illustrés à la figure 4.51. En tenant en compte la saturation, au fur et à mesure de l'augmentation de la densité de courant, la MCF avec simple couche pourrait saturer plus vite que la MCF avec double couche. A des densités faibles de courant, les deux machines produisent le même couple moyen. Par contre, avec l'augmentation de la densité de courant, l'écart entre les couples moyens devient de plus en plus grand et la MCF avec simple couche produit des couples moyens plus faibles que ceux de la MCF avec double couche, tandis que son ondulation de couple est aussi plus faible (figure 4.51).

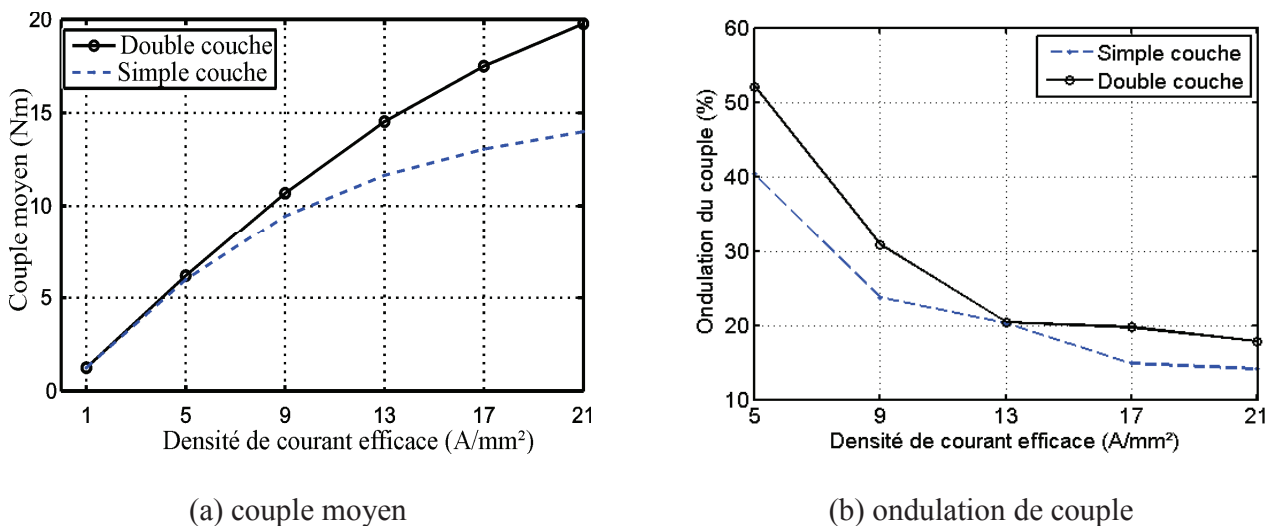


Figure 4.51 Couple moyen et ondulation de couple en fonction de la densité du courant efficace des MCF avec double couche et simple couche.

4.5.2 Inductances propres et mutuelles, L_d et L_q

La seule différence entre les deux machines (figure 4.50) est le nombre de couches dans une encoche. Les distributions du flux à vide de ces deux machines sont identiques. Ce qui nous intéresse le plus pour les calculs des inductances est le flux dû à une phase alimentée à courant constant. Les résultats obtenus par la méthode des EF 2D sont montrés sur la figure 4.52. Ici, les aimants permanents des machines sont enlevés artificiellement afin que l'on puisse mieux analyser la distribution de flux dû à une phase alimentée. Il est intéressant de remarquer que pour le même nombre de spires et le même courant, les

4.5 Etude comparative entre les MCF avec double et simple couches

lignes des flux de la MCF avec simple couche sont plus concentrées que celles de la MCF avec double couche (figure 4.52).

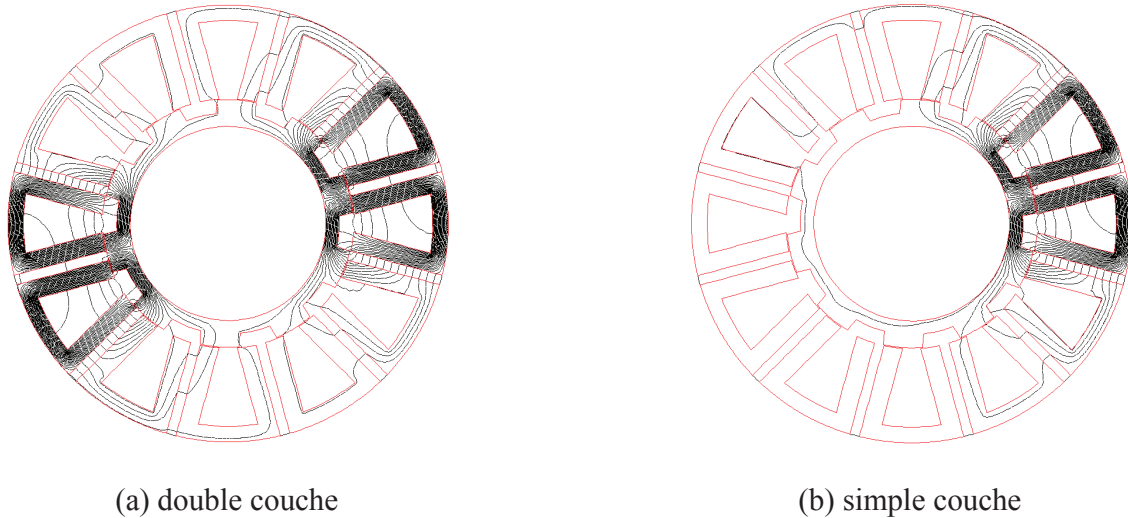


Figure 4.52 Distributions de flux des MCF avec la phase A1 alimentée avec un courant constant. Les aimants permanents sont enlevés et remplacés par l'air.

Nous allons dans la suite calculer analytiquement les inductances propres des deux machines. En se basant sur les trajectoires des flux sur la figure 4.52, nous pouvons dessiner la trajectoire de flux en commun pour les deux machines et établir un schéma réductant équivalent pour la position donnée comme sur la figure 4.53.

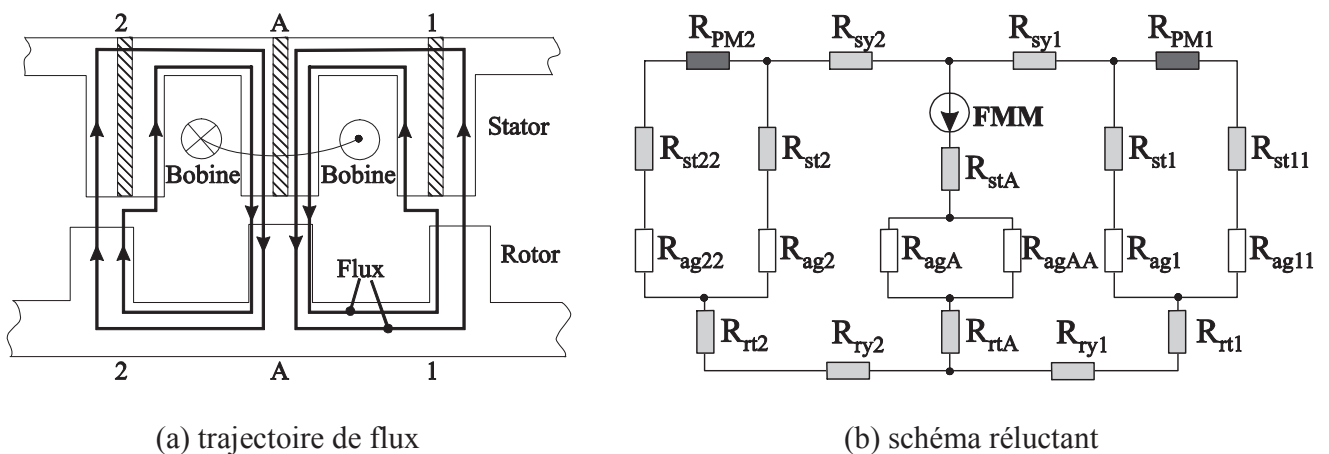


Figure 4.53 La trajectoire de flux des MCF avec simple ou double couche avec une phase alimentée et son schéma réductant équivalent.

Pour la MCF 12/10 avec double couche, les deux dents de la phase A sont symétriques [figure 4.53 (a)]. Ceci ne représente qu'une moitié d'une phase et elle est tout à fait identique à l'autre moitié. Par conséquent, la force magnétomotrice (FMM) dans le schéma réductant équivalent est égale à $NI/2$ (N est le

nombre de spires d'une phase, I est le courant d'une phase, ici, le courant est constant) pour la MCF avec double couche tandis que pour celle avec simple couche, la FMM est égale à NI . L'expression générale des réluctances sur la figure 4.53 (b) peut s'établir comme

$$\mathcal{R}_i = \frac{1}{\mu_r \mu_0} \frac{l}{S} \quad \text{Eq. 4.45}$$

Où μ_r et μ_0 sont respectivement la perméabilité relative et la perméabilité de l'air, l et S sont respectivement la longueur et l'air de section de la trajectoire de flux.

Pour simplifier, nous allons considérer que la partie 1 sur la figure 4.53 (a) est identique à la partie 2, ainsi, nous pouvons finalement obtenir la réluctance équivalent (\mathcal{R}_{eq}) d'une phase comme

$$\mathcal{R}_{eq} = \left\{ \mathcal{R}_{stA} + \frac{\mathcal{R}_{agA} \cdot \mathcal{R}_{agAA}}{\mathcal{R}_{agA} + \mathcal{R}_{agAA}} + \mathcal{R}_{rtA} + \frac{1}{2} [\mathcal{R}_{ry1} + \mathcal{R}_{rt1} + \frac{(\mathcal{R}_{st1} + \mathcal{R}_{ag1})(\mathcal{R}_{st11} + \mathcal{R}_{ag11} + \mathcal{R}_{PM1})}{\mathcal{R}_{st1} + \mathcal{R}_{ag1} + \mathcal{R}_{st11} + \mathcal{R}_{ag11} + \mathcal{R}_{PM1}} + \mathcal{R}_{sy1}] \right\} \quad \text{Eq. 4.46}$$

Où

Réluctances des dents statoriques	: $\mathcal{R}_{stA}, \mathcal{R}_{st1}$ et \mathcal{R}_{st11} ,
Réluctance de la culasse statorique	: \mathcal{R}_{sy1} ,
Réluctances de l'entrefer	: $\mathcal{R}_{agA}, \mathcal{R}_{agAA}, \mathcal{R}_{ag1}$ et \mathcal{R}_{ag11} ,
Réluctances des dents rotoriques	: \mathcal{R}_{rtA} et \mathcal{R}_{rt1} ,
Réluctance de la culasse rotorique	: \mathcal{R}_{ry1} ,
Réluctance de l'aimant permanent	: \mathcal{R}_{PM1} .

Sachant que le flux d'une spire (ϕ), la réluctance d'une phase (\mathcal{R}), l'inductance d'une phase (L) et le nombre de spire d'une phase ont la relation suivante comme suit :

$$NI = \mathcal{R}\phi \quad \text{Eq. 4.47}$$

$$LI = N\phi \quad \text{Eq. 4.48}$$

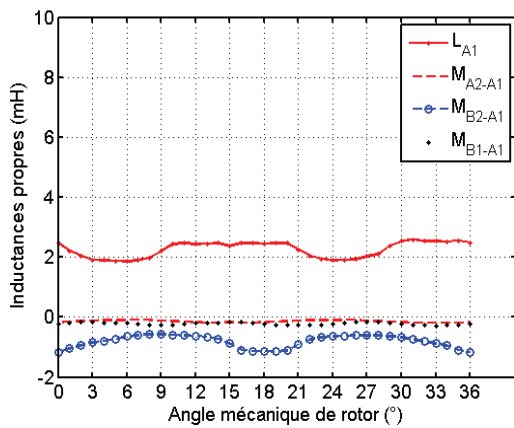
Nous pouvons donc obtenir l'expression de l'inductance d'une phase pour les deux machine comme ci-dessous :

$$\begin{cases} L_{double} = \frac{(N)^2}{2\mathcal{R}_{eq}} & \text{pour la machine avec double couche} \\ L_{simple} = \frac{N^2}{\mathcal{R}_{eq}} & \text{pour la machine avec simple couche} \end{cases} \quad \text{Eq. 4.49}$$

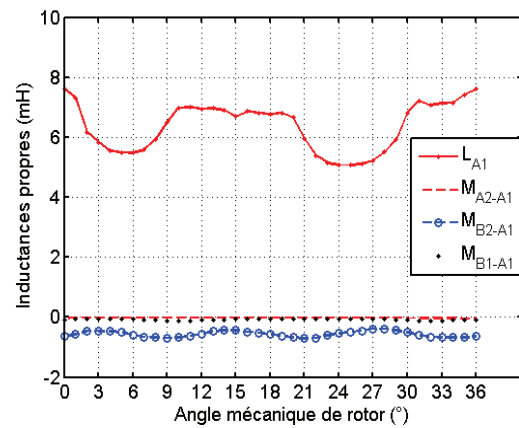
Nous avons trouvé que l'inductance propre de la machine avec double couche (L_{double}) est théoriquement 2 fois plus faible que celle de la machine avec simple couche (L_{simple}). Par contre, pour les inductances mutuelles entre phases pour les deux MCF, nous pouvons constater que la MCF avec simple

4.5 Etude comparative entre les MCF avec double et simple couches

couche a des inductances plus faibles que celles de la MCF avec double couche parce que sur la figure 4.52, il y a visiblement plus de flux mutuels entre phases dans la MCF avec double couche que dans la MCF avec simple couche. L'eq. 4.49 correspond à une position donnée, afin de calculer les inductances en fonction de la position du rotor, nous allons utiliser la méthode des EF 2D. Les inductances pour différentes positions du rotor sont illustrées sur la figure 4.54. Nous avons remarqué que les inductances propres de la MCF 12/10 avec simple couche sont approximativement 3 fois plus élevées que celles de la MCF 12/10 avec double couche au lieu de 2 fois comme prévu analytiquement. Cela pourrait être dû au fait que, analytiquement, nous considérons que tous les flux ne traversent que les dents adjacentes, alors qu'il y a un peu de flux qui traversent aussi les autres dents. Les inductances mutuelles de la MCF 12/10 avec simple couche sont quasiment égales à la moitié de celles de la MCF 12/10 avec double couche.

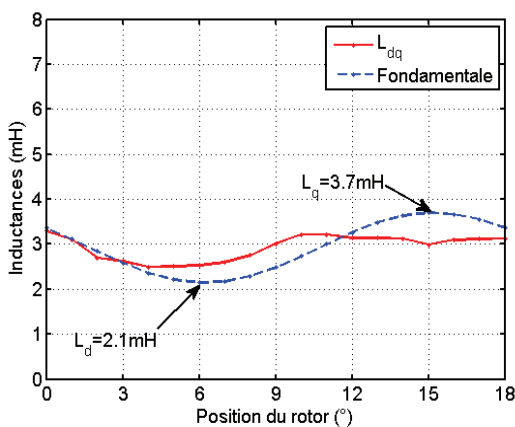


(a) inductances de la MCF avec double couche

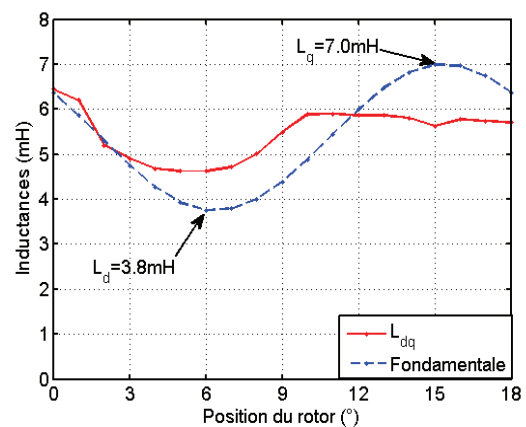


(b) inductances de la MCF avec simple couche

Figure 4.54 Les inductances propres et mutuelles pour différentes angles mécaniques du rotor.



(a) inductance de la MCF avec double couche



(b) inductance de la MCF avec simple couche

Figure 4.55 Calculs des inductances L_d et L_q des machines avec double couche et avec simple couche.

En utilisant l'eq. 7.8, nous pouvons aussi calculer L_d et L_q . Pour différentes positions mécaniques du rotor, les inductances obtenues sont illustrées sur la figure 4.55. Après la décomposition en Série de Fourier, nous pouvons finalement obtenir les inductances L_d et L_q des deux machines. Nous remarquons que, comme pour les inductances propres, les inductances L_d et L_q de la MCF 12/10 avec simple couche sont aussi quasiment 2 fois plus élevées que celles de la MCF 12/10 avec double couche.

4.5.3 Modèle de défauts sur 3 phases en court-circuit

En se basant sur les paramètres obtenus numériquement (les inductances), nous nous intéressons dans la suite à la comparaison de la capacité de tolérance aux défauts entre les deux MCF. Le défaut qui sera traité dans cette partie est le court-circuit dans les trois phases principales. Pour s'assurer la continuité de fonctionnement de la machine, les trois phases redondantes sont alimentées. Le circuit équivalent pour les trois phases principales en court-circuit est illustré ci-dessous :

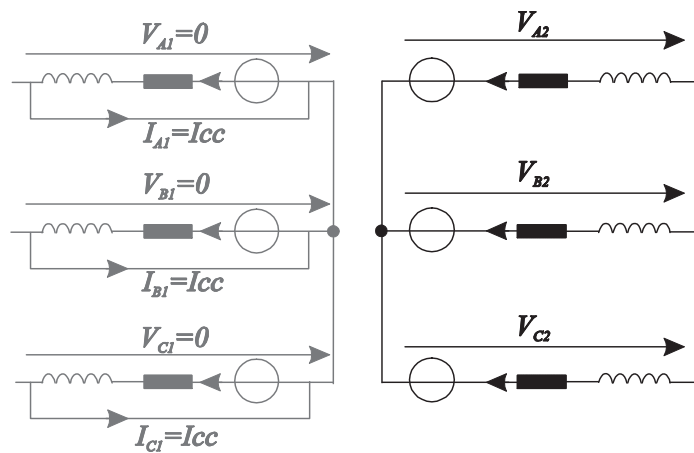


Figure 4.56 Le circuit équivalent pour les trois phases principales en court-circuit des MCF avec double couche et simple couche.

Dans la suite, nous allons développer un modèle de défauts dans le plan abc. Nous pouvons prendre en compte facilement les inductances mutuelles entre les phases redondantes et les phases principales (les phases sont connectées en étoile, les inductances mutuelles mentionnées sont les inductances mutuelles entre les deux étoiles). Il faut noter que les inductances utilisées correspondent à leurs valeurs moyennes. Puisque les variations des inductances en fonction de la position du rotor ne sont pas importantes, les résultats obtenus en utilisant les valeurs moyennes des inductances sont crédibles. Ceci sera vérifié dans la partie suivante.

Les deux neutres des deux étoiles sont considérés comme isolés et inaccessibles, les relations entre les courants des phases principales et des phases redondantes peuvent donc s'établir comme suit :

$$i_{A1} + i_{B1} + i_{C1} = 0 \text{ et } i_{A2} + i_{B2} + i_{C2} = 0 \quad \text{Eq. 4.50}$$

4.5 Etude comparative entre les MCF avec double et simple couches

Comme pour la partie précédente, dans laquelle une phase de la machine avec redondance est en court-circuit, nous pouvons utiliser l'éq. 4.6 afin d'obtenir le modèle électrique de la machine, dont les termes sont des matrices comme ci-dessous :

$$[R] = \begin{bmatrix} R_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.51}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_0 & M_0 & M_0 & M_1 & M_2 & M_2 \\ M_0 & L_0 & M_0 & M_2 & M_1 & M_0 \\ M_0 & M_0 & L_0 & M_2 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_2 & L_0 & M_0 & M_0 \\ M_2 & M_1 & M_2 & M_0 & L_0 & M_0 \\ M_2 & M_2 & M_1 & M_0 & M_0 & L_0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.52}$$

$$[\Phi_a] = \begin{bmatrix} \Phi_{aA1} \\ \Phi_{aB1} \\ \Phi_{aC1} \\ \Phi_{aA2} \\ \Phi_{aB2} \\ \Phi_{aC2} \end{bmatrix} = \hat{\Phi}_a \begin{bmatrix} \cos(p\theta) \\ \cos(p\theta - 2\pi/3) \\ \cos(p\theta + 2\pi/3) \\ \cos(p\theta) \\ \cos(p\theta - 2\pi/3) \\ \cos(p\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.53}$$

$$[i] = \begin{bmatrix} i_{A1} \\ i_{B1} \\ i_{C1} \\ i_{A2} \\ i_{B2} \\ i_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{max} \cos(p\theta + \pi/2 - \psi) \\ I_{max} \cos(p\theta + 2\pi/3 + \pi/2 - \psi) \\ I_{max} \cos(p\theta - 2\pi/3 + \pi/2 - \psi) \\ ? \\ ? \\ ? \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 4.54}$$

Où M_0 est la valeur moyenne de l'inductance mutuelle entre les phases d'une même étoile comme la phase $A1$ et la phase $B1$, M_1 est la valeur moyenne de l'inductance mutuelle entre les phases correspondantes des deux étoiles comme la phase $A1$ et la phase $A2$, M_2 est la valeur moyenne de l'inductance mutuelle entre les phases non-correspondantes de deux étoiles comme la phase $A1$ et la phase $B2$. Pour les phases en court-circuit, les tensions de sortie dans l'éq. 4.6 sont nulles.

Pour simplifier la stratégie de commande, nous considérons que les phases principales sont toujours alimentées et à un certain moment, nous court-circuitons les trois phases redondantes. Ceci ne va pas changer les résultats de simulation, car les deux étoiles sont quasiment identiques. En tant qu'exemple, nous prenons la phase $A2$ pour calculer les courants de court-circuit. Avec la convention générateur, nous

obtenons l'expression de la FEM de la phase A2 comme suit :

$$e_{A2} = p\Omega \frac{d\Phi_{A2}}{d\theta_e} = \left\{ R_{A2}i_{A2} + L_{A2} \frac{di_{A2}}{dt} + M_0 \frac{di_{B2}}{dt} + M_0 \frac{di_{C2}}{dt} + M_1 \frac{di_{A1}}{dt} + M_2 \frac{di_{B1}}{dt} + M_2 \frac{di_{C1}}{dt} \right\} \quad \text{Eq. 4.55}$$

Sachant que la somme des trois courants d'une même étoile est nulle, nous pouvons obtenir

$$e_{A2} = R_{A2}i_{A2} + L_{cs} \frac{di_{A2}}{dt} + M \frac{di_{A1}}{dt} \quad \text{Eq. 4.56}$$

Avec $L_{cs} = L_{A2} - M_0$ (inductance cyclique) et $M = M_1 - M_2$. En supplant que $e_{A2} = e_{A1}$ (ce qui est validé par la méthode des EF 2D) et que l'angle de défluxage est nul, nous pouvons établir l'expression du courant de court-circuit :

$$i_{A2}(t) = \left\{ \frac{MI_{A1}}{L_{cs}[\omega^2 + (1/\tau)^2]} \left[\omega \left(\frac{1}{\tau} + \frac{E_{A1}}{MI_{A1}} \right) \cos(\omega t) + \left(\omega^2 - \frac{E_{A1}}{MI_{A1}\tau} \right) \sin(\omega t) \right] - \frac{MI_{A1}\omega}{L_{cs}[\omega^2 + (1/\tau)^2]} \left(\frac{1}{\tau} + \frac{E_{A1}}{MI_{A1}} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \right\} \quad \text{Eq. 4.57}$$

Avec $e_{A1}(t) = E_{A1} \cos(\omega t + \pi/2)$, $i_{A1}(t) = I_{A1} \cos(\omega t + \pi/2)$, $\tau = L_{cs}/R_{A2}$ (constante de temps électrique) et ω (vitesse électrique du rotor). Après le court-circuit, la machine entre en régime permanent et $e^{-\frac{t}{\tau}} \rightarrow 0$, nous pouvons aussi simplifier l'expression du courant de court-circuit par

$$i_{A2}(t) = K[A \cos(\omega t) + B \sin(\omega t)] \quad \text{Eq. 4.58}$$

Avec $K = \frac{MI_{A1}}{L_{cs}[\omega^2 + (1/\tau)^2]}$, $A = \omega \left(\frac{1}{\tau} + \frac{E_{A1}}{MI_{A1}} \right)$ et $B = \left(\omega^2 - \frac{E_{A1}}{MI_{A1}\tau} \right)$. Nous pouvons enfin obtenir

$$i_{A2}(t) = K\sqrt{A^2 + B^2} \cos(\omega t + \varphi) \quad \text{Eq. 4.59}$$

où $\varphi = \arctan(B/A)$. Les trois phases redondantes sont symétriques, ainsi, les courants des deux autres phases en court-circuit ont la même amplitude comme celle de la phase A2 mais avec un déphasage de $2\pi/3$.

Si nous considérons que les résistances et les inductances mutuelles entre phases des différentes étoiles ainsi que les pertes fer de la machine sont nulles, nous avons donc un déphasage $\varphi = 0$ et nous pouvons simplifier l'expression eq. 4.59 par

$$i_{A2}(t) = \frac{E_{A1}}{L_{cs}\omega} \cos(\omega t) \quad \text{Eq. 4.60}$$

Dans ce cas, nous remarquons que les courants de court-circuit auront un décalage de $\pi/2$ par rapport aux FEM. Par conséquent, le couple résistant moyen produit par les trois phases en court-circuit sera nul.

4.5 Etude comparative entre les MCF avec double et simple couches

Par contre, en pratique, les résistances et les inductances mutuelles ne sont pas nulles, le couple résistant produit par les phases en court-circuit n'est donc pas négligeable, il peut être calculé par

$$T_{cc}(t) = (e_{A_2B_2C_2}^t \cdot i_{A_2B_2C_2}) / \Omega \quad \text{Eq. 4.61}$$

En se basant sur les expressions des courants en court-circuit, nous pouvons finalement établir l'expression du couple résistant (T_{cc}) comme ci-dessous :

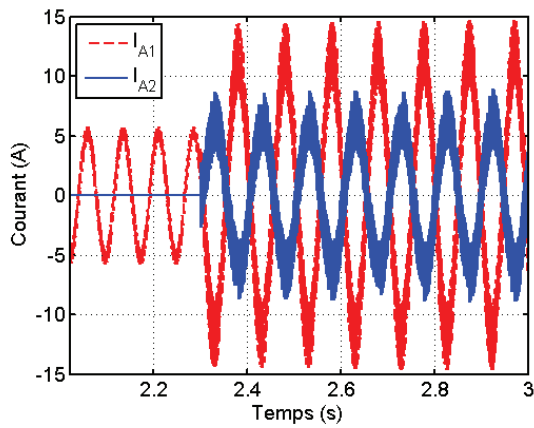
$$T_{cc}(t) = -\frac{3K\sqrt{A^2 + B^2}E_{A1}}{2\Omega} \sin(\varphi) \quad \text{Eq. 4.62}$$

4.5.4 Simulation et validation expérimentale

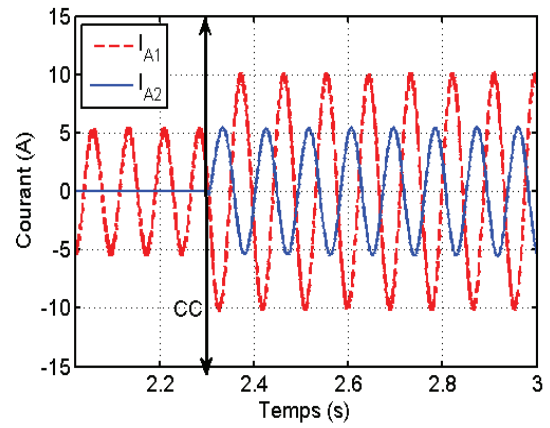
Afin d'analyser l'influence du couple résistant produit par les courants de court-circuit sur les courants des phases saines, sur la vitesse et sur le couple produit, nous avons effectué des simulations sous MATLAB-Simulink. Le schéma de contrôle est identique à celui montré sur la figure 4.22. Dans la simulation, un couple résistant de 4 Nm et une vitesse mécanique de 10 rad/s sont imposés. Nous allons aussi imposer que le couple et la vitesse doivent être maintenus constants même en présence du court-circuit des trois phases redondantes. Les résultats des courants dans les phases saines et dans les phases en court-circuit, de la vitesse, du couple total, du couple dû aux trois phases saines ainsi que de celui dû aux trois phases en court-circuit avant et après le court-circuit sont montrés sur la figure 4.57. Nous avons remarqué qu'en cas de court-circuit, le courant normal et celui de court-circuit de la MCF avec double couche sont plus élevés que ceux de la MCF avec simple couche. La vitesse et le couple chutent fortement dans la MCF avec double couche aussi bien que dans la MCF avec simple couche. Mais les diminutions du couple et de la vitesse dans la MCF avec double couche sont plus fortes. Afin de compenser le couple résistant de manière que le couple total soit maintenu constant, les courants dans les phases saines doivent augmenter pour produire plus de couple et, plus ce couple résistant est élevé, plus nous devons augmenter les courants dans les phases saines.

Afin de prédire le courant de court-circuit maximal, nous avons calculé analytiquement le courant de court-circuit en fonction de la vitesse mécanique pour les MCF avec double couche et simple couche. Ceci est vérifié par la simulation ainsi que par des essais (seulement pour la MCF avec double couche). Au fur et à mesure de l'augmentation de la vitesse, l'influence des résistances et des inductances mutuelles non-correspondantes entre les deux étoiles sont de plus en plus faibles et le courant de court-circuit maximal peut être obtenu à partir de l'expression eq. 4.60. Ce qui signifie que le courant de court-circuit dépend directement du flux à vide et de l'inductance cyclique à hautes vitesses (figure 4.58).

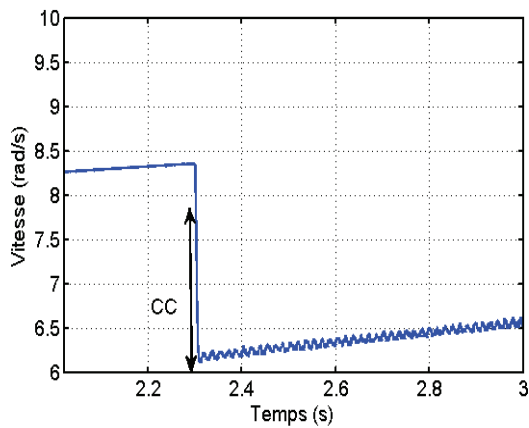
Le flux à vide de la MCF avec double couche est identique à celui de la MCF avec simple couche, tandis que les inductances propres de la MCF avec double couche sont deux fois plus élevées. Ainsi, le courant de court-circuit de la MCF avec simple couche est approximativement deux fois plus faible que celui de la MCF avec double couche.



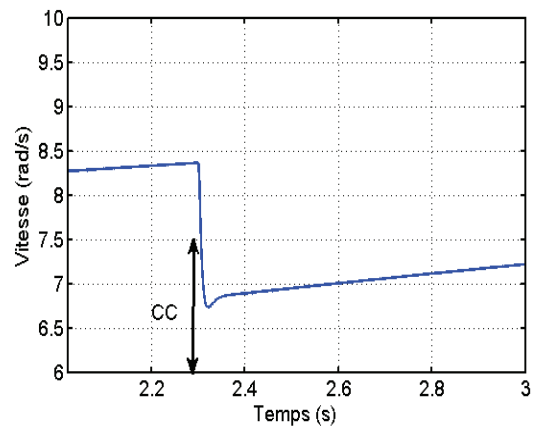
(a) courants dans les phases saines et en court-circuit de la MCF avec double couche



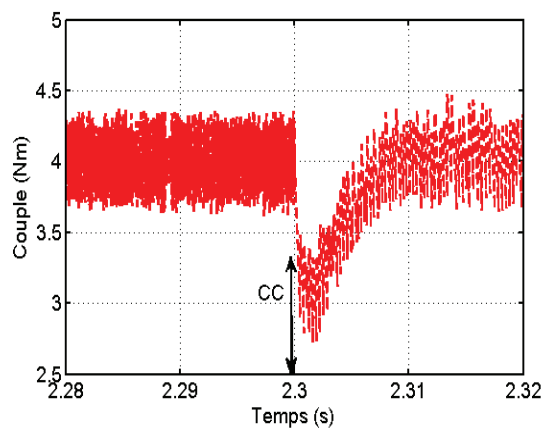
(b) courants dans les phases saines et en court-circuit de la MCF avec simple couche



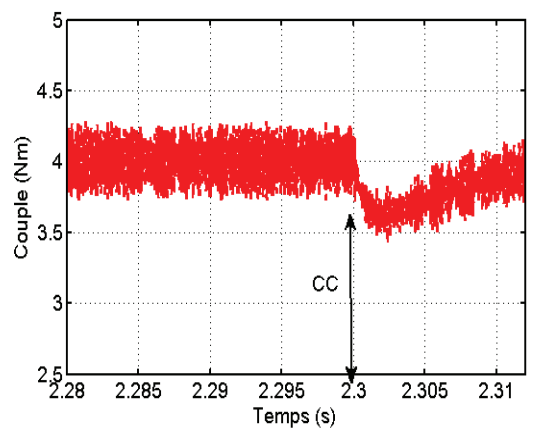
(c) vitesse de la MCF avec double couche



(d) vitesse de la MCF avec simple couche

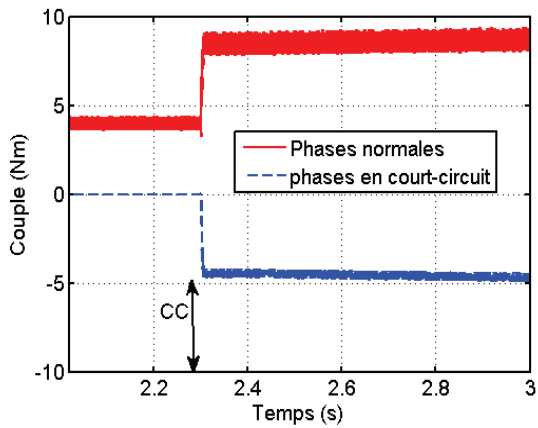


(e) couple de la MCF avec double couche

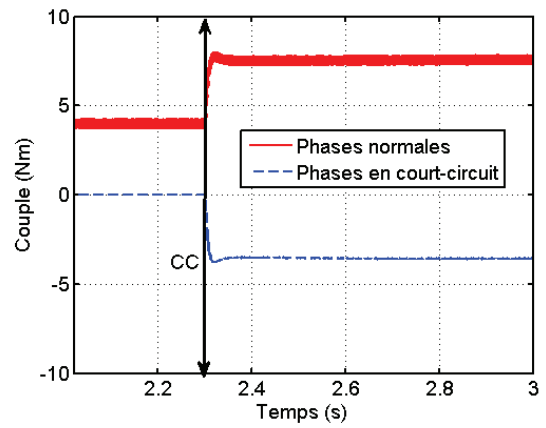


(f) couple de la MCF avec simple couche

4.5 Etude comparative entre les MCF avec double et simple couches

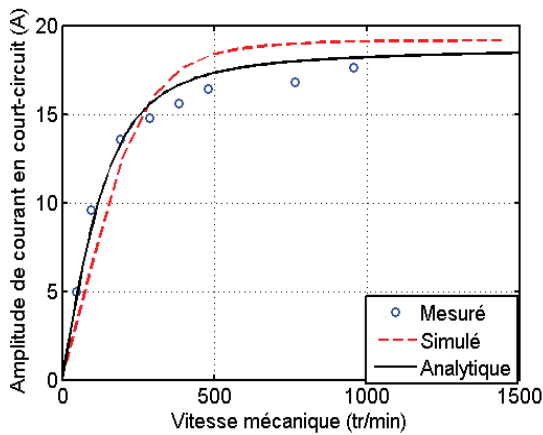


(g) couple dû aux courants des phases saines et celui des phases en court-circuit de la MCF avec double couche

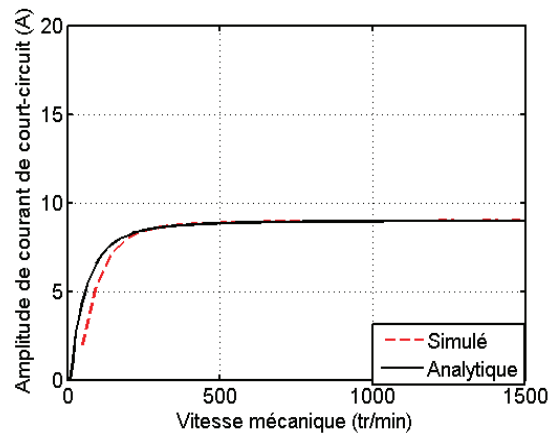


(h) couple dû aux courants des phases saines et celui des phases en court-circuit de la MCF avec simple couche

Figure 4.57 Comparaison entre la machine avec double couche et simple couche du courant de court-circuit, de la vitesse, du couple total ainsi que des couples dus aux courants des phases saines et a ceux des phases en court-circuit.



(a) MCF avec double couche



(b) MCF avec simple couche

Figure 4.58 Le courant de court-circuit en fonction de la vitesse pour les MCF avec double couche et simple couche. Ici, trois phases (phases A2, B2 et C2) sont en court-circuit.

4.5.5 Couple résistant dû aux courants de court-circuit

Le couple résistant pour différentes vitesses peut être obtenu avec la transformation de Park. Pour ce faire, nous pouvons appliquer une expression générale du couple sans prendre en compte du couple de détente :

$$C = \frac{3}{2}p[\widehat{\Phi}_a I_q + (L_d - L_q)I_d I_q] \quad \text{Eq. 4.63}$$

Sachant que les trois phases redondantes sont en court-circuit (les tensions de sortie sont nulles, voir la figure 4.56), nous pouvons donc constater que les tensions v_d et v_q sont nulles et nous allons obtenir

$$v_d = 0 = R i_d - \omega L_q i_q \quad \text{Eq. 4.64}$$

$$v_q = 0 = R i_q + \omega L_d i_d + \omega \widehat{\Phi}_a \quad \text{Eq. 4.65}$$

A partir des expressions eq. 4.64 et eq. 4.65, nous pouvons obtenir les courants I_d et I_q en régime permanent :

$$I_d = -\frac{\omega^2 L_q \widehat{\Phi}_a}{R^2 + \omega^2 L_d L_q} \quad \text{Eq. 4.66}$$

$$I_q = -\frac{R \omega \widehat{\Phi}_a}{R^2 + \omega^2 L_d L_q} \quad \text{Eq. 4.67}$$

Nous obtenons enfin le couple résistant dû aux trois phases en court-circuit :

$$C = -\frac{3}{2}pR\omega\widehat{\Phi}_a \frac{R^2 + \omega^2 L_q}{(R^2 + \omega^2 L_d L_q)^2} \quad \text{Eq. 4.68}$$

Les résultats sur les couples résistants produits par les courants de court-circuit en fonction de la vitesse mécanique, obtenus par les simulations sous MATLAB-Simulink et par l'eq. 4.68, sont illustrés à la figure 4.59. A faible vitesse, le couple résistant augmente avec la croissance de la vitesse, tandis qu'à haute vitesse, il diminue et tend vers une valeur constante avec l'augmentation de la vitesse.

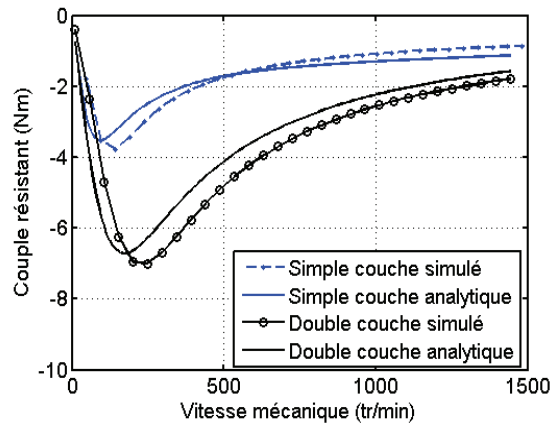


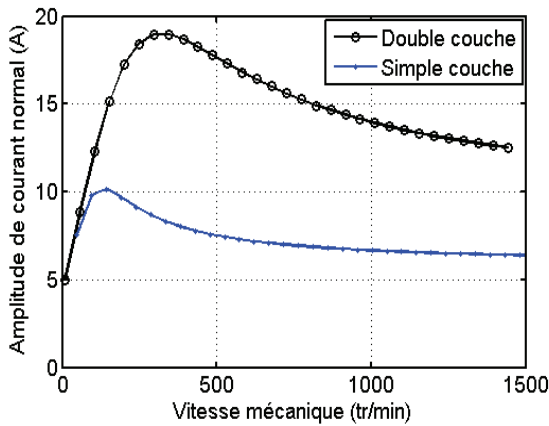
Figure 4.59 Couple résistant produit par les trois phases en court-circuit pour la machine avec double couche ainsi que celle avec simple couche. Ici, trois phases (phases A2, B2 et C2) sont court-circuitées.

4.5.6 Pertes Joule dues aux courants de court-circuit

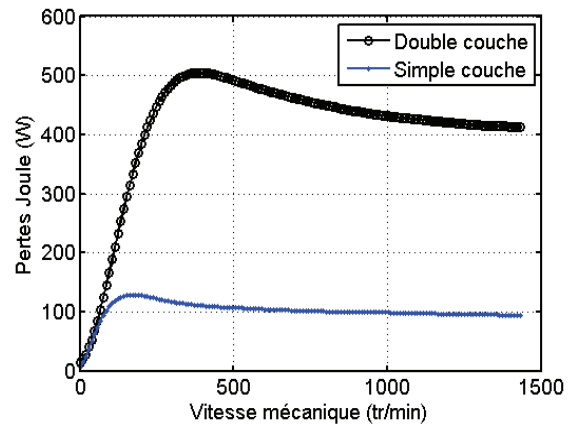
Afin de compenser le couple résistant produit par les trois phases en court-circuit et de maintenir un couple total moyen constant, les trois courants dans les phases saines doivent eux aussi varier avec la vitesse du rotor. L'allure du courant d'une phase saine en fonction de la vitesse mécanique est montrée sur la figure 4.60 (a). Nous avons remarqué qu'au fur et à mesure que la vitesse augmente, le couple résistant et le courant correspondant augmentent jusqu'à leur valeur maximale. Ensuite, ils commencent à diminuer pour tendre vers des valeurs constantes lorsque la vitesse de la machine tend vers l'infini. Puisque les pertes par effet Joule dépendent des courants dans les phases saines aussi bien que dans les phases en court-circuit, les courants obtenus nous permettent donc de calculer les pertes par effet Joule :

$$P_J = 3R(I_{eff}^2 + I_{cc}^2) \quad \text{Eq. 4.69}$$

Où I_{eff} et I_{cc} sont respectivement les courants efficaces dans les phases saines et dans les phases en court-circuit. Les pertes par effet Joule en fonction de la vitesse sont données sur la figure 4.60 (b). Nous avons remarqué que sur toute la plage de la vitesse, les pertes par effet Joule de la MCF avec double couche sont toujours plus élevées que celles de la MCF avec simple couche. L'écart entre les pertes des deux machines est considérablement grand, ce qui rend la MCF avec simple couche très avantageuse en cas de court-circuit.



(a) courants maximaux dans les phases saines



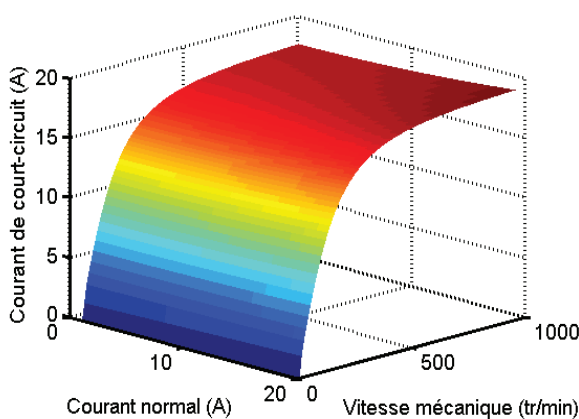
(b) pertes Joule

Figure 4.60 Courants maximaux dans les phases saines afin de maintenir le couple total constant (résultats simulés) et pertes par effet Joule en fonction de la vitesse mécanique. Ici, trois phases (phases A2, B2 et C2) sont court-circuitées.

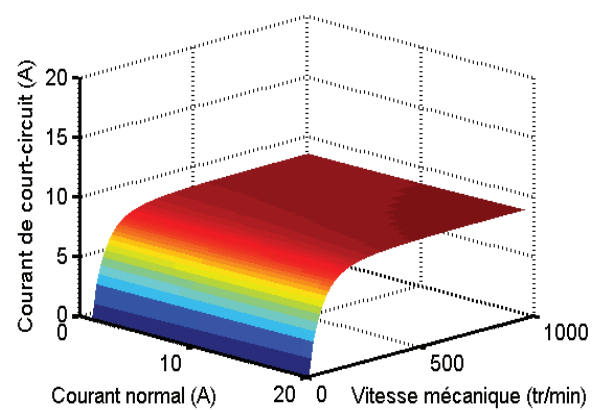
4.5.7 Influences des paramètres sur le courant de court-circuit

4.5.7.1 Courants dans les phases saines

Les influences des courants dans les phases saines et de la vitesse sur la valeur maximale du courant de court-circuit sont aussi étudiées, les résultats sont montrés sur la figure 4.61.



(a) MCF avec double couche



(b) MCF avec simple couche

Figure 4.61 Courant de court-circuit maximal en fonction du courant normal maximal et de la vitesse mécanique.

Nous avons remarqué que l'amplitude du courant normal n'intervient pas de manière significative dans les amplitudes du courant de court-circuit, car les inductances mutuelles entre les phases saines et celles entre les phases en court-circuit sont très faibles devant les inductances propres.

4.5.7.2 Angle de défluxage (ψ)

Dans les études précédentes, tous les calculs sont sous l'hypothèse que l'angle de défluxage est nul ($\psi = 0^\circ$), ceci signifie que le courant dans l'axe d est aussi nul ($I_d = 0$). Sachant qu'avec le défluxage, nous pouvons diminuer le flux dû aux aimants permanents, le courant de court-circuit pourrait donc être diminué. Nous allons donc étudier l'influence de l'angle de défluxage sur le courant de court-circuit. Comme les études précédentes, nous considérons que les trois phases principales sont en court-circuit et les trois phases redondantes sont alimentées afin de s'assurer la continuité du fonctionnement de la machine. En se basant sur l'éq. 4.56, en régime permanent, nous pouvons donc établir l'expression du courant de court-circuit avec un angle de défluxage non-nul :

$$i_{A2}(t) = \left\{ -\frac{E_{A1}}{R_{A2}^2 + \omega^2 L_{CS}^2} [R_{A2} \sin(\omega t) - \omega L_{CS} \cos(\omega t)] - \frac{M I_{A1} \omega}{R_{A2}^2 + \omega^2 L_{CS}^2} [R_{A2} \cos(\omega t - \psi) + \omega L_{CS} \sin(\omega t - \psi)] \right\} \quad \text{Eq. 4.70}$$

Avec $e_{A1}(t) = E_{A1} \cos(\omega t + \pi/2)$ et $i_{A1}(t) = I_{A1} \cos(\omega t + \pi/2 - \psi)$. Sachant que les courants dans les phases saines ont une influence très légère sur les courants de court-circuit, nous considérons donc que I_{A1} est constant et égal à 10 A. En utilisant l'éq. 4.70, nous avons obtenu l'amplitude du courant de court-circuit en fonction de l'angle de défluxage et de la vitesse mécanique, dont les résultats analytiques sont donnés sur la figure 4.62. Pour la MCF avec double couche aussi bien que pour la MCF avec simple couche, lorsque l'angle de défluxage est égal à $\psi = 90^\circ$, l'amplitude du courant de court-circuit est minimale. Ceci est tout à fait logique, car avec un angle de défluxage de 90° , nous défluxons le plus la machine et le flux dû aux aimants permanents est le plus faible.

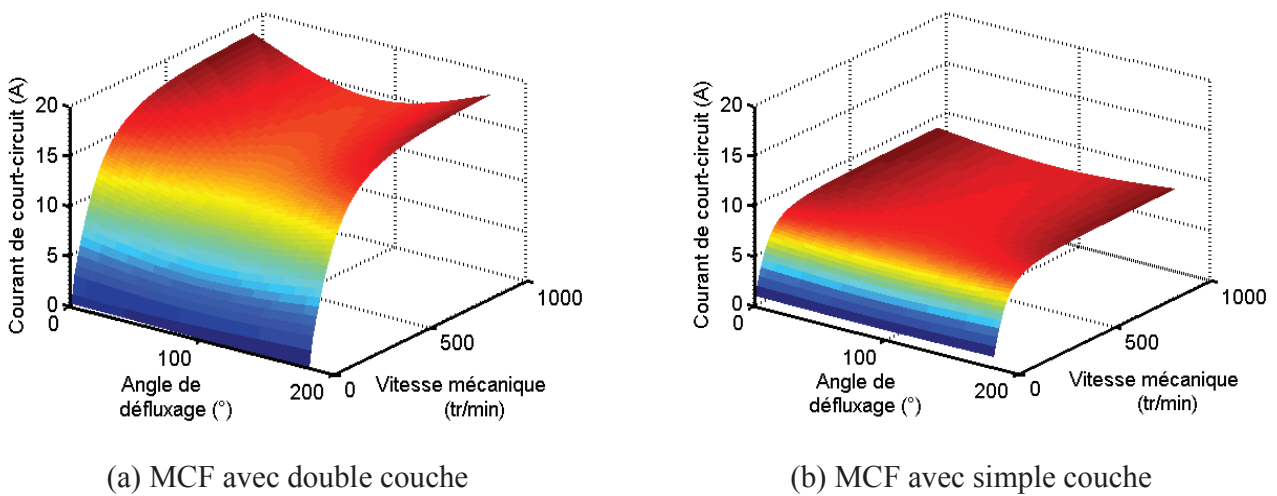


Figure 4.62 Courant de court-circuit maximal en fonction de l'angle de défluxage et de la vitesse mécanique.

En régime permanent comme dans l'expression eq. 4.70, si nous considérons que R_{A2} , L_{CS} et I_{A1} sont constants. L'influence de l'angle de défluxage sur les courants de court-circuit est liée directement à la somme des inductances mutuelles M . Si les inductances mutuelles sont nulles, même si nous défluxons la machine, il n'y aura pas de flux dû au courant I_d traversant les aimants dans les phases en court-circuit. Par conséquent, les flux dus aux aimants permanents ne peuvent pas être diminués. Afin de vérifier ceci, nous allons dans la suite augmenter artificiellement M en gardant invariables les autres paramètres. Les courants de court-circuit maximaux peuvent aussi être calculés en utilisant l'expression eq. 4.70. Les résultats analytiques sont montrés sur la figure 4.63. Par rapport à la figure 4.62, nous avons remarqué que sans défluxage, l'augmentation des inductances mutuelles dans la MCF avec double couche ou dans celle avec simple couche va augmenter l'amplitude du courant de court-circuit. Par contre, en cas de défluxage, l'amplitude du courant de court-circuit diminue de manière significative. Surtout lorsque l'angle de défluxage est $\psi = 90^\circ$, le courant de court-circuit atteint la valeur minimale. Ceci peut être expliqué par la raison suivante, si les inductances mutuelles sont élevées, en cas de défluxage, nous pouvons avoir plus de flux dû au courant I_d traversant les aimants dans les phases en court-circuit, il va diminuer les flux dus aux aimants permanents. Par conséquent, le courant de court-circuit peut lui aussi être diminué.

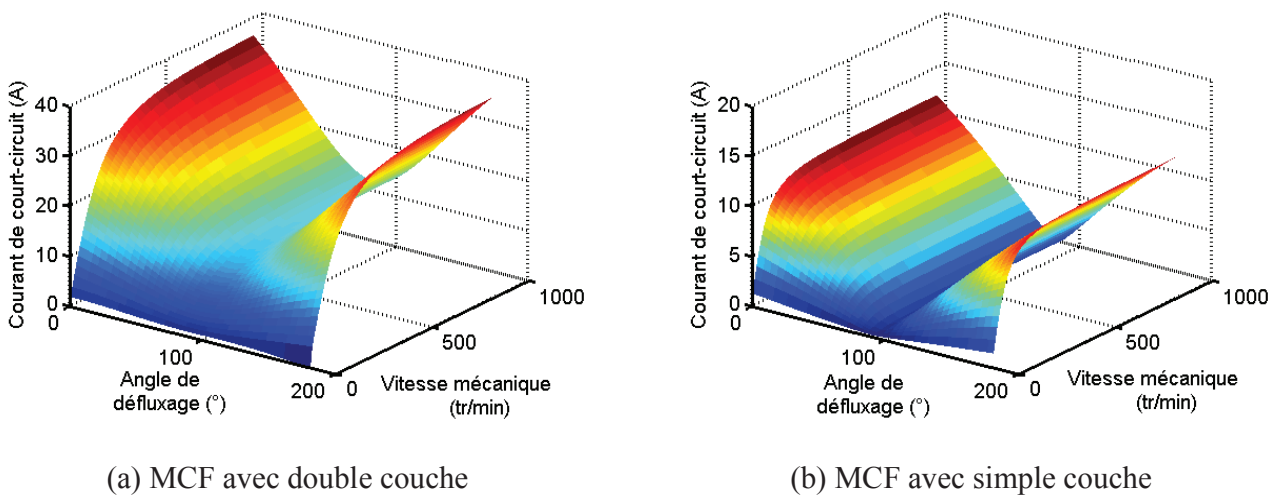


Figure 4.63 Courant de court-circuit maximal en fonction de l'angle de défluxage et de la vitesse mécanique pour une M 10 fois plus élevée.

4.5.8 Conclusion

La comparaison entre les MCF avec double couche et simple couche est effectuée dans cette partie, ces deux machines ont les mêmes stator et rotor. La différence entre les deux machines réside dans leurs bobines, pour la MCF avec double couche, chaque dent statorique est bobinée par une bobine et dans une encoche, il existe deux bobines appartenant à deux phases différentes tandis que pour la MCF avec simple couche, les dents statoriques sont alternativement bobinées. De plus, dans chaque encoche, la bobine appartient à une seule phase. Cette structure de simple couche évite tous les contacts physiques entre les bobines, ce qui rend difficile la propagation des défauts d'une phase à l'autre. Ainsi, la capacité de tolérance aux défauts pourrait être renforcée par rapport à la MCF avec double couche. Par contre, au niveau du couple moyen, la MCF avec simple couche produit moins de couple à des densités de courant élevées à cause de sa plus forte saturation.

Nos études ont aussi montré qu'avec le même nombre de spires d'une phase, les inductances propres, l'inductance L_d et l'inductance L_q de la MCF avec simple couche sont quasiment deux fois plus élevées. Par contre, ses inductances mutuelles sont quasiment deux fois plus faibles que celles de la MCF avec double couche. Ce qui rend, en cas de court-circuit, la MCF avec simple couche plus avantageuse. Les raisons sont suivantes. Premièrement, si les inductances mutuelles plus faibles, les couplages magnétiques entre les phases sont plus faibles. Ainsi, les phases en défaut vont peu influencer les phases saines. Deuxièmement, si les inductances propres ou l'inductance L_d et l'inductance L_q plus élevées, en cas de court-circuit, le courant de court-circuit sera plus faible et le couple résistant produit par les phases en court-circuit sera aussi plus faible. Afin de maintenir le couple total moyen inchangé, l'augmentation des courants dans les phases saines est également plus faible.

Les influences des paramètres tels que les courants dans les phases saines, l'angle de défluxage et les

inductances mutuelles sur les courants de court-circuit sont étudiées, les résultats ont montré que les courants dans les phases saines influencent peu les amplitudes des courants de court-circuit. Quant à l'angle de défluxage, son influence dépend de l'inductance mutuelle M . Plus la valeur de M est élevée, plus cette influence est forte.

Chapitre 5.

Etude sur la tolérance aux défauts d'une machine à commutation de flux (MCF) hexa-phasée

L'objectif de ce chapitre est d'étudier la fiabilité d'une machine à commutation de flux (MCF) hexa-phasée. Celle-ci est obtenue d'une MCF triphasée avec redondance, pour laquelle le bobinage statorique a été divisé en deux ensembles triphasés indépendants. Comme mentionné précédemment, dans la MCF 12/10 triphasée avec redondance, en mode sain, seules les phases principales sont alimentées et les phases redondantes sont ouvertes. Ceci est une stratégie de commande robuste, qui pourra augmenter la fiabilité de la machine. Mais l'inconvénient de ce type de machine est d'avoir une ondulation de couple relativement élevée. Nous savons que dans les machines électriques alimentées avec des courants sinusoïdaux, généralement, plus le nombre de phases est élevé, moins l'ondulation de couple est forte. De plus, au fur et à mesure que le nombre de phases augmente, avec la même puissance totale, nous pouvons diminuer aussi la puissance apparente nominale par phase de notre onduleur, car la puissance apparente par phase est divisée par le nombre de phases [53].

Dans le même but d'augmenter la fiabilité de la machine en présence de défauts en minimisant l'ondulation de couple, nous souhaitons donc proposer d'utiliser toutes les phases de la MCF 12/10 triphasée avec redondance, qui deviendra une machine hexa-phasée. Ceci est réalisable, car nous pouvons appliquer la loi de Plus Petit Commun Multiple (PPCM) comme décrit par l'eq. 4.30. Si toutes les dents statoriques sont utilisées, nous avons le nombre de dents statoriques $N_s = 12$ et le nombre de dents rotoriques $N_r = 10$. Par voie de conséquence, $PPCM(N_s, N_r) = 60$. Cette machine peut donc avoir 6 phases, dont les valeurs $q = 6$ et $k = 1$. Les autres combinaisons entre le nombre de dents statoriques et le nombre de dents rotoriques pourraient être appliquées, telles que $N_s = 6$ et $N_r = 5$, $N_s = 24$ et $N_r = 20$, etc. Bien évidemment, différentes combinaisons vont influencer les performances électromagnétiques, thermiques ou bien mécaniques. Dans ce chapitre, afin de mieux correspondre aux études précédentes et de comparer les différences entre la MCF triphasée avec redondance et la MCF hexa-phasée, nous allons donc

choisir la MCF 12/10 hexa-phasée pour les études suivantes. Généralement, pour diminuer l'influence de la force radiale déséquilibrée s'exerçant au rotor, il est conseillé de doubler le nombre de dents statoriques et rotoriques de la MCF 12/10 avec simple couche pour les applications industrielles [58].

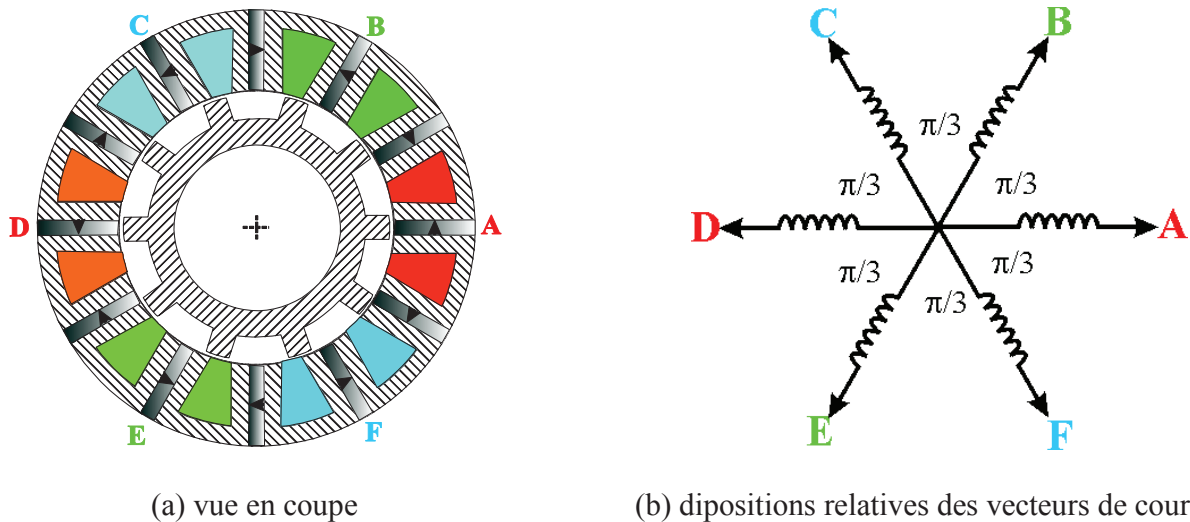


Figure 5.1 Vue en coupe et les dispositions relatives des vecteurs de courant de la MCFx hexa-phasée.

Dans la partie 4.5, nous avons montré que la MCF 12/10 redondante avec simple couche est plus performante que la MCF 12/10 redondante avec double couche en présence de défauts, tels que des phases en court-cuit. Car, l'avantage de la structure avec simple couche réside dans le fait que les couplages magnétiques entre les phases peuvent être minimisés et le contact physique entre les bobines de différentes phases est nul. De plus, dans le cas d'un bobinage à simple couche, les inductances propres de la machine sont augmentées et le courant de court-circuit maximal peut être minimisé. Ainsi, la possibilité de la propagation des défauts entre phases est diminuée de manière significative. Forts de ce constat, nous allons dans la suite utiliser une MCF 12/10 hexa-phasée, dont le type de bobine est de simple couche. La vue en coupe de la machine en question est illustrée sur la figure 5.1 (a). Le diagramme vectoriel de cette machine est montré sur la figure 5.1 (b). Nous remarquons que, pour la MCF 12/10 hexa-phasée, l'angle de décalage entre les phases est de $\pi/3$ au lieu de $2\pi/3$ pour les machines triphasées. Pour simplifier, les phases comme A et B, B et C, etc. sont nommées les **phases adjacentes**, les phases telles que A et D, B et F, etc. sont nommées les **phases opposées** tandis que les phases telles que A et C, B et D, etc. sont nommées les **phases non-adjacentes et non-opposées**.

5.1 Caractérisation préalable de la MCF 12/10 hexa-phasée

5.1.1 Schéma de contrôle

Au lieu d'utiliser deux onduleurs triphasés comme ceux utilisés pour alimenter la MCF 12/10 avec redondance, nous allons utiliser un onduleur hexa-phasé pour alimenter la MCF 12/10 hexa-phasée. Le type de convertisseur dans ce mémoire est un convertisseur de pont complet. Par rapport au convertisseur de demi-pont, l'avantage du pont complet est que chaque phase peut être commandée indépendamment. Par conséquent, en cas de défauts, des phases ouvertes ou en court-circuit, les autres phases peuvent fonctionner normalement [56]. En effet, nous n'avons pas besoin de satisfaire la contrainte stipulant que la somme des courants est nulle ($\Sigma i = 0$) et les amplitudes et les phases des courants peuvent être maintenues constantes même en cas de défauts. Durant le processus après défauts, cette structure de convertisseur nous permet d'avoir plus de choix de manière à compenser les pertes du couple électromagnétique et de la vitesse due aux défauts. Par exemple, nous pouvons optimiser les amplitudes et les phases des courants normaux afin de minimiser l'ondulation de couple, maximiser le couple moyen ou minimiser les pertes Joule, etc. Bien évidemment, par rapport au convertisseur de demi-pont, notre convertisseur sera plus coûteux : il a deux fois plus de bras d'onduleur, c'est-à-dire plus de transistors et de diodes. En revanche, d'après les études menées par Dai Prè [56], en raison de la diminution de la puissance apparente par phase, le convertisseur du pont complet peut utiliser des transistors à faible puissance et donc faible coût. Ainsi, l'augmentation du coût final de ce genre de convertisseur est assez faible par rapport au convertisseur du demi-pont. Pour répondre aux différents cahiers des charges, nous avons différents choix des convertisseurs en fonction du niveau de fiabilité que la machine doit avoir.

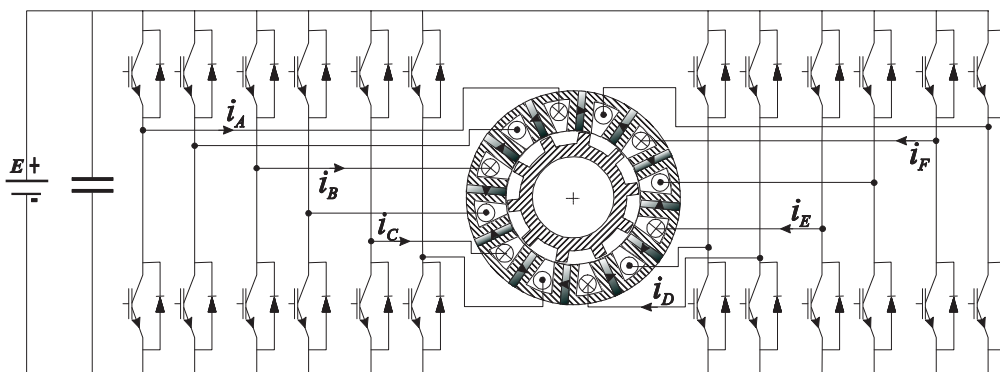


Figure 5.2 Schéma de contrôle de la MCF hexa-phasée (pont complet).

5.1.2 Couple et ondulation de couple

En utilisant le convertisseur précédent, nous allons alimenter la MCF 12/10 hexa-phasée avec des

courants sinusoïdaux, dont l'expression s'écrit selon l'eq. 5.2. Les paramètres de la MCF hexa-phasée sont quasiment identiques à ceux de la MCF 12/10 redondante donnés dans le tableau 7.2. Un modèle EF 2D est réalisé pour évaluer les performances électromagnétiques de la MCF hexa-phasée. Le couple moyen et l'ondulation de couple en fonction de la densité du courant efficace sont montrés sur la figure 5.3, tandis que le couple instantané en fonction de la densité de courant et de la position du rotor, ainsi que le couple de détente sont montrés sur la figure 5.4.

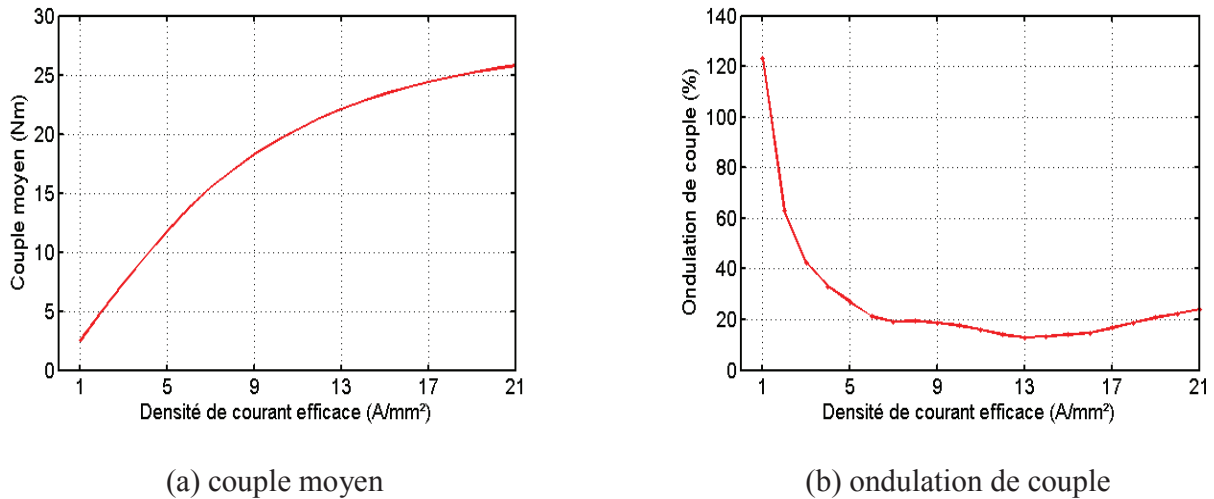


Figure 5.3 Couple moyen et ondulation de couple en fonction de la densité du courant efficace de la MCF hexa-phasée.

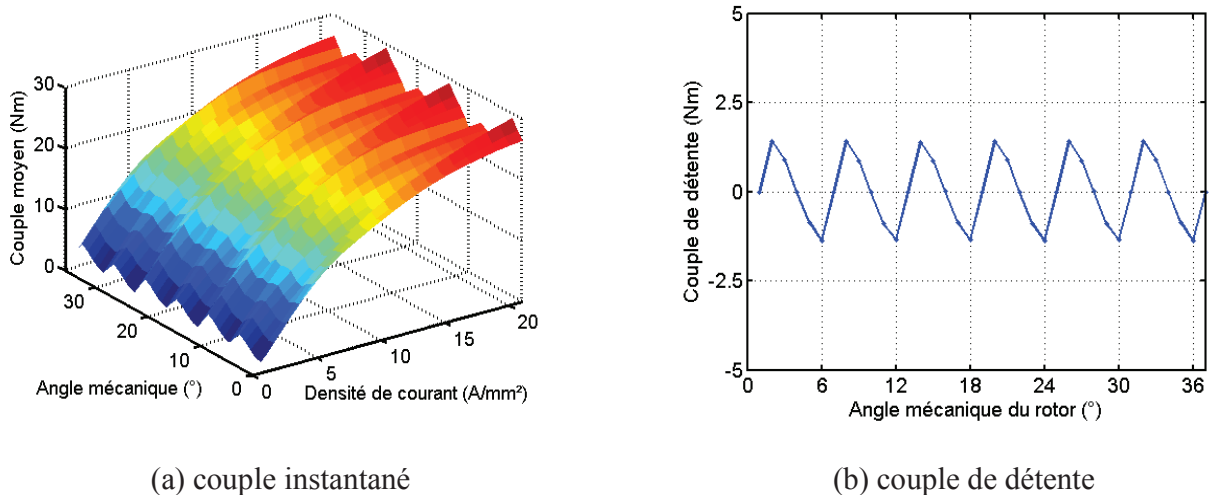


Figure 5.4 Couple instantané en fonction de la densité du courant efficace et de la position du rotor et couple de détente en fonction de la position.

5.1 Caractérisation préalable de la MCF 12/10 hexa-phasée

Nous remarquons que l'ondulation de couple de cette machine a une tendance décroissante avec l'augmentation de la densité de courant. Nous pouvons aussi constater qu'avec l'augmentation du nombre de phases, l'ondulation de couple hybride (couple produit par la réaction entre la force électromotrice et le courant induit) est faible. Par conséquent, l'ondulation de couple sur toute la plage de la densité de courant est principalement due au couple de détente. Ceci explique pourquoi le niveau d'ondulation de couple entre la MCF hexa-phasée et celui de la MCF triphasée redondante sont similaires [figure 4.51 (b) et figure 5.3 (b)].

5.1.3 Inductances propres et mutuelles

Avec les paramètres géométriques donnés dans le tableau 7.2 et en utilisant la méthode des EF 2D, nous pouvons aisément obtenir les flux à vide de la MCF 12/10 hexa-phasée, dont les résultats numériques sont montrés sur la figure 5.5 (a). Nous avons remarqué que l'amplitude de chaque flux est quasiment identique et vaut environ 52 mWb. De plus, entre les flux de deux phases adjacentes, il y a un angle de déphasage de 6 degrés mécaniques. Sachant que le nombre de paires de pôles est $N_r = 10$, l'angle de déphasage électrique est de 60 degrés. L'analyse harmonique sur la figure 5.5 (b) a montré que dans le flux à vide, les composantes harmoniques sont faibles devant le fondamental. Ainsi, ce ne sera pas absurde de négliger les composantes harmoniques dans nos études préliminaires. Dans la suite de ce rapport, seul le fondamental sera pris en compte.

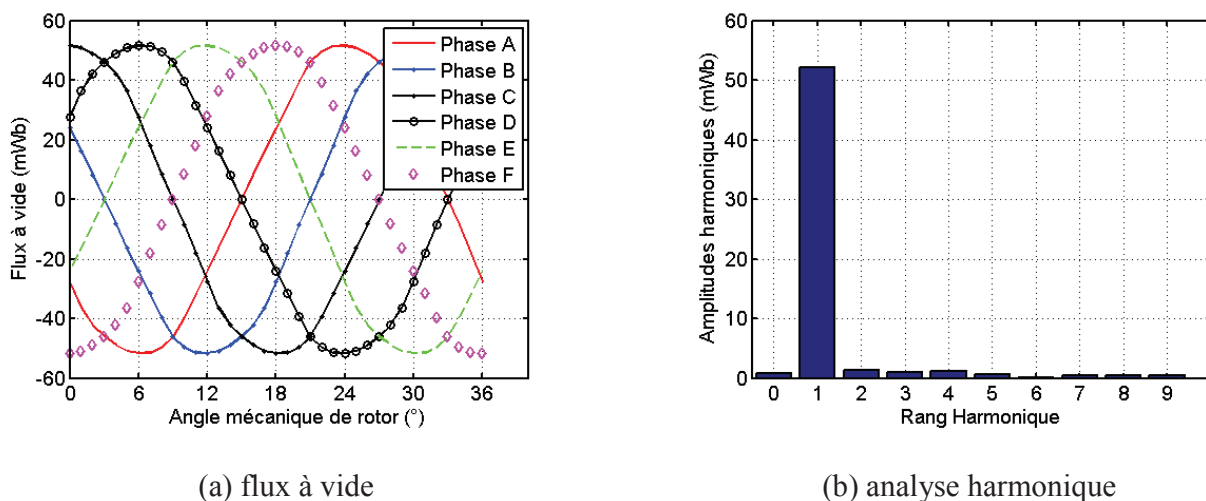


Figure 5.5 Flux à vide de la MCF hexa-phasée et ses analyses harmoniques.

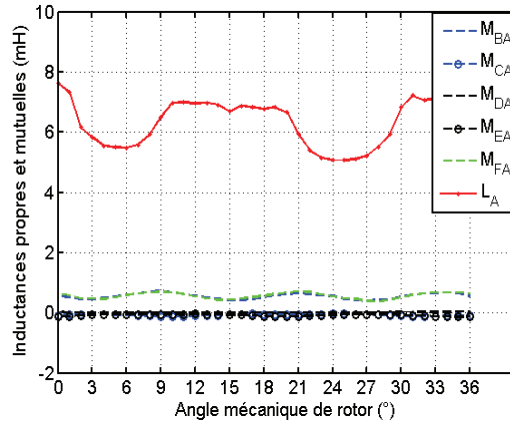


Figure 5.6 Inductances propres et mutuelles de la MCF hexa-phasée.

$$[L] = \begin{bmatrix} L_0 & M_0 & M_1 & M_2 & M_1 & M_0 \\ M_0 & L_0 & M_0 & M_1 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_0 & L_0 & M_0 & M_1 & M_2 \\ M_2 & M_1 & M_0 & L_0 & M_0 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_1 & M_0 & L_0 & M_0 \\ M_0 & M_1 & M_2 & M_1 & M_0 & L_0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 5.1}$$

$L_0 = 6,4 \text{ mH}$: Inductance propre,

$M_0 = 0,6 \text{ mH}$: inductance mutuelle entre les **phases adjacentes**,

$M_1 = -0,08 \text{ mH}$: inductance mutuelle entre les **phases non-adjacentes et non-opposées**,

$M_2 = 0,02 \text{ mH}$: inductance mutuelle entre les **phases opposées**.

Les inductances propres et mutuelles (eq. 5.1) de la MCF hexa-phasée sont obtenues par des calculs EF 2D et les résultats sont montrés sur la figure 5.6. Comme mentionné dans les études précédentes, nous savons que la machine avec simple couche a des inductances propres plus élevées que celles de la machine avec double couche, tandis que ses inductances mutuelles sont plus faibles. Pour la MCF hexa-phasée, d'après les résultats numériques, nous pouvons constater que les inductances mutuelles sont négligeables devant les inductances propres. Ceci est encore un avantage de la MCF avec simple couche par rapport à la MCF avec double couche, car l'isolation magnétique et physique entre phases rend la propagation des défauts entre phases difficile. Ainsi, la fiabilité de la machine est élevée.

5.2 Défauts sur l'ouverture des phases d'une MCF hexa-phasée

Dans la suite de ce chapitre, nous allons tout d'abord traiter les problèmes des défauts sur des phases ouvertes, par exemple, une, deux ou trois phases ouvertes. Théoriquement, pour une machine hexaphasée, nous pouvons maintenir la continuité de fonctionnement de la machine même si le nombre de phases perdues est de trois, la seule condition dans ce cas, c'est qu'il n'y a pas deux phases opposées ouvertes. Si c'est le cas, le fonctionnement de la machine sera fortement dégradé. Ceci sera détaillé un peu plus loin dans ce chapitre.

Les expressions matricielles sans défluxage des FEM $[e_6(t)]$, des courants $[i_6(t)]$, des résistances $[R]$ et des tensions $[v_6(t)]$ s'écrivent comme dans l'éq. 5.2 et dans l'éq. 5.3.

$$\left\{ \begin{array}{l} [e_6(t)] = \begin{bmatrix} e_a(t) \\ e_b(t) \\ e_c(t) \\ e_d(t) \\ e_e(t) \\ e_f(t) \end{bmatrix} = E_{max} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \pi/2) \\ \cos(\omega t + \pi/2 - 2\pi/6) \\ \cos(\omega t + \pi/2 - 4\pi/6) \\ \cos(\omega t + \pi/2 - 6\pi/6) \\ \cos(\omega t + \pi/2 - 8\pi/6) \\ \cos(\omega t + \pi/2 + 2\pi/6) \end{bmatrix} \\ [i_6(t)] = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_d(t) \\ i_e(t) \\ i_f(t) \end{bmatrix} = I_{max} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \pi/2) \\ \cos(\omega t + \pi/2 - 2\pi/6) \\ \cos(\omega t + \pi/2 - 4\pi/6) \\ \cos(\omega t + \pi/2 - 6\pi/6) \\ \cos(\omega t + \pi/2 - 8\pi/6) \\ \cos(\omega t + \pi/2 + 2\pi/6) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad \text{Eq. 5.2}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} [R] = \begin{bmatrix} R_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_0 \end{bmatrix} \\ [v_6(t)] = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \\ v_d(t) \\ v_e(t) \\ v_f(t) \end{bmatrix} = V_{max} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \pi/2 - \delta) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3 + \pi/2 - \delta) \\ \cos(\omega t - 2\pi/3 + \pi/2 - \delta) \\ \cos(\omega t + \pi/2 - \delta) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3 + \pi/2 - \delta) \\ \cos(\omega t - 2\pi/3 + \pi/2 - \delta) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad \text{Eq. 5.3}$$

$$\text{avec } R_0 = 0,53 \, \Omega \text{ et } V_{max} = 27 \, V$$

Avec l'éq. 5.2, en mode sain, l'expression générale du couple électromagnétique de la machine hexaphasée s'écrit comme ci-dessous :

$$C(t) = [e_6(t)]^t i_6(t) / \Omega \quad \text{Eq. 5.4}$$

Où Ω est la vitesse mécanique du rotor. En utilisant le diagramme vectoriel montré sur la figure 5.1 (b) et les flux à vide illustrés sur la figure 5.5 (a), nous pouvons déduire le couple électromagnétique en utilisant deux systèmes triphasés représentant la machine hexaphasée comme suit :

$$C(t) = \frac{[e_{ACE}(t)]^t i_{ACE}(t)}{\Omega} + \frac{[e_{BDF}(t)]^t i_{BDF}(t)}{\Omega} \quad \text{Eq. 5.5}$$

En utilisant la transformation de Park, nous pouvons obtenir finalement le couple instantané en fonction du temps, dont l'expression s'écrit comme l'éq. 5.6. Nous pouvons remarquer que, sans tenir compte du couple de détente, le couple instantané de la MCF hexaphasée est quasiment constant (indépendant du temps).

$$C(t) = 3E_{max}I_{max}/\Omega \quad \text{Eq. 5.6}$$

5.2.1 Une phase ouverte

Dans la suite de cette partie, afin d'étudier l'influence des défauts sur les caractéristiques de la MCF 12/10 hexa-phasée et afin d'appliquer des stratégies de commande pour compenser la dégradation des performances, nous allons utiliser la commande d'autopilotage pour contrôler la machine. Avec le convertisseur du pont complet, nous pouvons contrôler indépendamment chaque courant sans influencer les autres. Le schéma de contrôle d'autopilotage de la MCF 12/10 hexa-phasée est similaire à celui montré sur la figure 3.22.

A présent, nous considérons qu'une phase (la phase F, par exemple) est ouverte et que les cinq autres phases sont maintenues inchangées. Les amplitudes et le déphasage entre les phases sont constants. Ainsi, nous pouvons obtenir le couple en cas de l'ouverture d'une phase en utilisant les expressions des FEM et des courants données par l'éq. 5.2 :

$$\begin{aligned} C(t) &= \frac{[e_{ACE}(t)]^t i_{ACE}(t)}{\Omega} + \frac{[e_{BDF}(t)]^t i_{BDF}(t)}{\Omega} - \frac{e_F(t) i_F(t)}{\Omega} \\ &= \frac{3E_{max}I_{max}}{\Omega} - \frac{E_{max}I_{max}}{\Omega} \left[\cos \left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{3} \right) \right] \\ &= \frac{E_{max}I_{max}}{2\Omega} \left[5 - \cos \left(2\omega t + \frac{\pi}{3} \right) \right] \end{aligned} \quad \text{Eq. 5.7}$$

Nous remarquons ici que si nous gardons les courants dans les phases saines (les amplitudes et les

5.2 Défauts sur l'ouverture des phases d'une MCF hexa-phasée

phases) identiques à leurs valeurs initiales, nous allons avoir une chute de couple [ϵ en pourcentage (%)] comme suit :

$$\epsilon = \left[1 - \left(\frac{5E_{max}I_{max}}{2\Omega} \right) \div \left(\frac{3E_{max}I_{max}}{\Omega} \right) \right] \cdot 100\% = 16,7\% \quad Eq. 5.8$$

Sachant que le couple de détente est déjà négligé, l'ondulation de couple due à l'ouverture d'une phase peut s'établir ci-dessous :

$$\Delta C = \frac{C_{max} - C_{min}}{C_{moyen}} \cdot 100\% = \left\{ \left(\frac{3E_{max}I_{max}}{\Omega} - \frac{2E_{max}I_{max}}{\Omega} \right) \div \left(\frac{5E_{max}I_{max}}{2\Omega} \right) \cdot 100\% \right\} = 40\% \quad Eq. 5.9$$

Pour réaliser les simulations en présence de défauts, les modèles électriques et mécaniques de la MCF hexa-phasée sont identiques à ceux décrits par l'eq. 4.6 et l'eq. 4.14. En utilisant l'autopilotage de la MCF hexa-phasée et en se basant sur le schéma de contrôle sur la figure 5.2, nous avons obtenu les couples avant et après l'ouverture d'une phase, qui sont illustrés sur la figure 5.7 (a) ("CO" veut dire Circuit Ouvert).

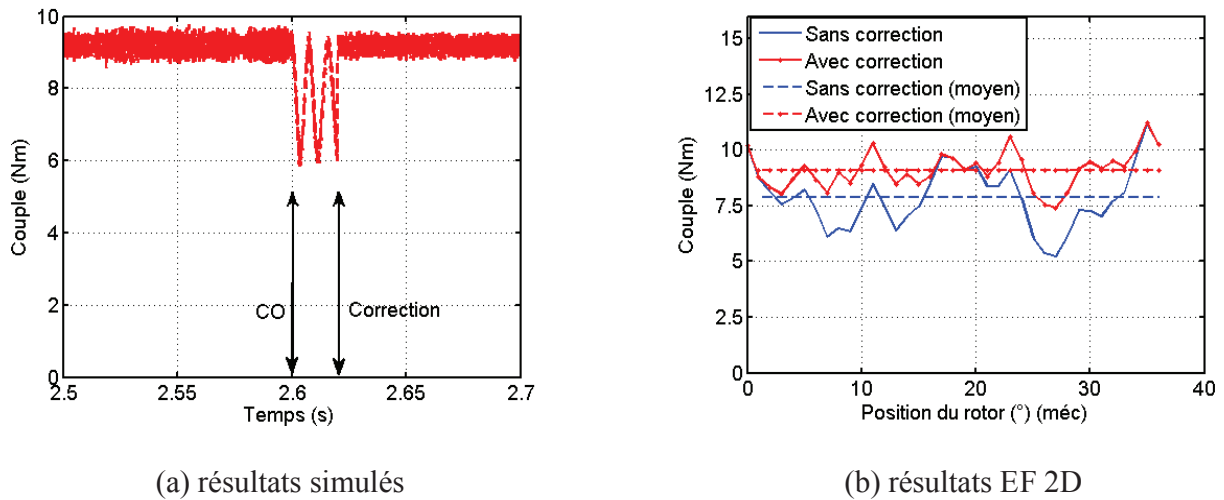


Figure 5.7 Couple instantané avant et après l'ouverture de la phase F, la correction est utilisée afin de compenser les défauts.

Comme mentionné précédemment, en cas d'une phase ouverte, sans tenir compte du couple de détente, l'ondulation de couple est principalement due aux défauts. En gardant les courants dans les phases saines identiques avant et après l'ouverture d'une phase, nous avons réussi à calculer le couple instantané en fonction de la position du rotor par la méthode des EF 2D. Pour ce faire, nous utilisons les cinq courants dans les phases saines, dont les expressions sont identiques à celles de l'eq. 5.2. Faisons tourner le rotor, nous pouvons donc obtenir le couple instantané en fonction de la position du rotor, dont les résultats numériques sont illustrés sur la figure 5.7 (b). Un très bon accord est observé entre les résultats analytiques et numériques. La différence ici est due au fait que nous avons négligé le couple de détente dans les

simulations. La vitesse en fonction du temps avant et après l'ouverture d'une phase est illustrée sur la figure 5.12.

Nous pouvons conclure qu'en cas d'une phase ouverte, si nous gardons tous les courants dans les phases saines identiques avant et après cette ouverture de la phase, nous aurons une forte chute de couple de 16,7% du couple initial, une forte augmentation de l'ondulation de couple ainsi qu'une forte chute de la vitesse. Afin de maintenir le couple moyen et la vitesse inchangés et de minimiser l'ondulation de couple, l'idée ici est de faire varier les amplitudes ou les phases des courants normaux. D'après le diagramme vectoriel des courants sur la figure 5.1, nous savons que, sans défluxage, les couples créés par la phase C [$C_C(t)$] et par la phase F [$C_F(t)$] devront être identiques et ils peuvent être calculés comme suit :

$$C_F(t) = \frac{E_{max}I_{max}}{\Omega} \cos^2 \left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{10\pi}{6} \right) = C_C(t) = \frac{E_{max}I_{max}}{\Omega} \cos^2 \left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{6} \right) \quad Eq. 5.10$$

$$\text{avec } \cos \left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{10\pi}{6} \right) = -\cos \left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{6} \right)$$

En s'inspirant de ceci, nous pouvons donc augmenter deux fois le courant de la phase C tout en gardant les quatre autres phases saines inchangées, de manière à ce que la chute du couple moyen soit minimisée. Les résultats analytiques et numériques après la modification précédente sont illustrés sur la figure 5.7 (a) et (b), où nous remarquons que le couple moyen et l'ondulation de couple sont maintenus quasiment identiques avant et après l'ouverture de la phase F. Ainsi, en présence de l'ouverture d'une phase de la MCF hexa-phasée, cette correction est donc très efficace pour remédier aux défauts. Par contre, il est aussi important de noter que ce genre de correction est considérablement exigeant pour l'onduleur de la machine. Car en cas normal, nous n'avons utilisé qu'une moitié de sa puissance apparante tandis qu'en cas de défauts, nous devons augmenter au moins deux fois le courant d'une phase. Par conséquent, l'onduleur de la machine doit être conçu de manière qu'il peut tenir deux fois d'augmentation du courant nominal. De plus, cette manipulation va augmenter sans doute les pertes Joule de la machine. En cas normal ou de défauts, les pertes Joule s'établissent comme suit :

$$\begin{cases} P_J = 6RI_{eff}^2 & \text{en cas normal} \\ P_J = 4RI_{eff}^2 + R(2I_{eff})^2 = 8RI_{eff}^2 & \text{en cas d'une phase ouverte} \end{cases} \quad Eq. 5.11$$

Nous avons remarqué qu'après la correction, une augmentation de 33,3% de pertes Joule a été observée. Pour la même machine, la variation de température est quasiment proportionnelle aux pertes ; nous pouvons donc constater que l'augmentation de la température pourrait être de 33,3%. Cette augmentation de température pourrait être très dangereuse pour la machine. Il est donc essentiel de prévoir une marge de manière que la limite de température ne soit pas atteinte même avec cette augmentation de pertes.

Par rapport à la MCF 12/10 avec redondance, étudiée précédemment, la MCF 12/10 hexa-phasée est avantageuse du point de vue thermique. Les raisons sont les suivantes. En cas normal, nous considérons que les deux machines ne sont pas encore saturées. Alors, pour atteindre le même couple nominal, le courant d'une phase de la MCF 12/10 avec redondance est quasiment deux fois plus élevé que celui de la

5.2 Défauts sur l'ouverture des phases d'une MCF hexa-phasée

MCF 12/10 hexa-phasée. Par conséquent, avec la même résistance d'une phase, les pertes Joule de la MCF 12/10 avec redondance sont quasiment deux fois plus élevées que celles de la MCF 12/10 hexa-phasée. Si maintenant, nous considérons qu'il y a une phase ouverte, comme mentionné précédemment, pour la MCF 12/10 avec redondance, les pertes Joule ne vont pas changer. Car nous ouvrons les phases de l'étoile principale et, nous utilisons l'étoile redondante. Par contre, pour la MCF hexa-phasée, il y a une augmentation des pertes Joule de 33,3%. En comparant les deux pertes Joule, nous pouvons constater que même si avec une augmentation de 33,3%, les pertes Joule de la MCF 12/10 hexa-phasée ($8RI_{eff}^2$) sont considérablement plus faibles que celles de la MCF 12/10 avec redondance ($12RI_{eff}^2$).

Pour des applications, dont l'exigence sur l'ondulation de couple n'est pas forte, nous aurons un autre choix afin de minimiser les pertes Joule en maintenant le couple moyen inchangé. C'est d'augmenter 1,2 fois toutes les amplitudes des courants sains en gardant leurs phases inchangées. Ainsi, les pertes Joule ne sont égales qu'à $7,2 RI_{eff}^2$. De plus, la taille de l'onduleur peut être diminuée, car le courant n'est que 1,2 fois le courant nominal. Par contre, avec cette manipulation, l'ondulation de couple reste à un niveau relativement élevé. De toute manière, avec la MCF hexa-phasée, nous aurons plus de degrés de liberté pour réagir en présence de défauts. Pour les différentes applications, nous pouvons aussi choisir différentes stratégies de commande, ceci dépendra des exigences des applications.

5.2.2 Deux phases ouvertes

5.2.2.1 Deux phases adjacentes (E et F) ouvertes

Pour la machine hexa-phasée étudiée, en cas de deux phases ouvertes, nous avons trois cas à traiter. Le premier cas concerne deux phases adjacentes ouvertes. Vue le diagramme vectoriel du courant sur la figure 5.1 (b), les phases adjacentes sont A et B, B et C ainsi que C et D, etc. Le deuxième cas est celui de deux phases opposées ouvertes, telles que les phases A et D, B et E ainsi que C et F. Troisième cas, les phases non-opposées et non-adjacentes, telles que les phases A et C, A et E ainsi que C et E, etc. Nous allons tout d'abord étudier le cas dans lequel deux phases adjacentes ouvertes : E et F sont. En faisant l'hypothèse du premier harmonique, l'expression du couple après deux phases adjacentes ouvertes s'écrit:

$$C(t) = \frac{[e_{ABC}(t)]^t i_{ABC}(t)}{\Omega} + \frac{(e_D)(i_D)}{\Omega} = \frac{E_{max} I_{max}}{2\Omega} [4 + \cos(2\omega t - \pi)] \quad Eq. 5.12$$

D'après l'éq. 5.12, nous pouvons constater qu'après les ouvertures de deux phases, si nous gardons tous les courants constants sans faire aucune correction, nous aurons une chute de couple de 33,3% et une ondulation de couple de 50%. Les résultats analytiques sont montrés sur la figure 5.8 (a), qui sont en accord avec les résultats numériques montrés sur la figure 5.8 (b). La chute du couple moyen et l'augmentation de l'ondulation de couple sont vérifiées. Comparé les expressions eq. 5.7 et eq. 5.12, nous avons également remarqué qu'en réalité, la valeur crête-à-crête du couple après les ouvertures des deux phases adjacentes est quasiment identique à celle d'une seule phase ouverte. Par conséquent, en raison

d'un plus faible couple moyen, l'ondulation de couple de deux phases ouvertes est plus élevée que celle avec une seule phase ouverte (voir l'eq. 5.9).

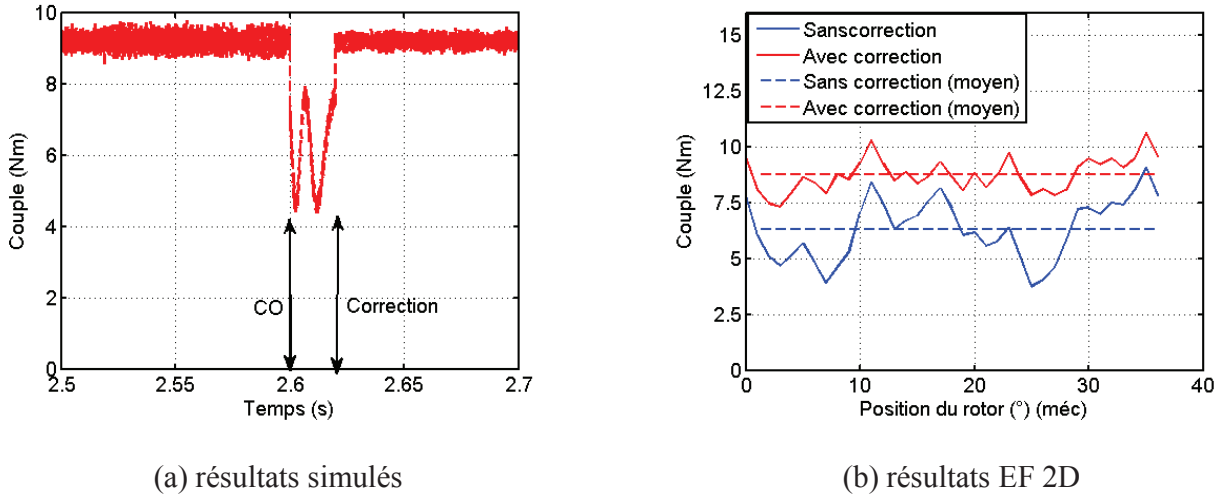


Figure 5.8 Couple instantané avant et après les ouvertures des phases (E et F), la correction est utilisée afin de compenser les défauts.

Comme la partie précédente dans laquelle une seule phase est ouverte, afin de corriger les défauts dus aux ouvertures des deux phases, nous pouvons aussi augmenter deux fois les amplitudes des courants dans les phases B et C en gardant les autres courants inchangés. Les résultats analytiques et numériques sur la figure 5.8 ont montré que'avec cette méthode de correction, nous pouvons non seulement maintenir le couple moyen inchangé, mais aussi minimiser l'ondulation de couple. Bien évidemment, comme mentionné précédemment, le prix de cette méthode est d'augmenter les pertes Joule et d'utiliser un onduleur plus gros. Après la correction, nous aurons des pertes Joule de $10RI_{eff}^2$ au lieu de $6RI_{eff}^2$ en cas normal. Par contre, en comparaisons avec la MCF 12/10 triphasée avec redondance, il est encore avantageux d'utiliser la MCF 12/10 hexa-phasée. Car même si avec la forte augmentation des pertes Joule, elles restent encore en-dessous de $12RI_{eff}^2$.

5.2.2.2 Deux phases non-opposées et non-adjacentes ouvertes (D et F)

Pour le cas où deux phases non-opposées et non-adjacentes ouvertes, nous prenons les phases D et F comme exemple. Ainsi, après l'ouverture de ces deux phases, l'expression du couple instantané devient comme ci-dessous:

$$C(t) = \frac{[e_{AC}(t)]^t i_{ACE}(t)}{\Omega} + \frac{(e_B)(i_B)}{\Omega} = \frac{E_{max} I_{max}}{2\Omega} \left[4 + \cos \left(2\omega t + \frac{\pi}{3} \right) \right] \quad Eq. 5.13$$

En comparaison avec deux phases adjacentes ouvertes, nous avons trouvé que pour deux phases non-adjacentes et non-opposées ouvertes, les niveaux de chute du couple moyen et d'augmentaion de

5.2 Défaits sur l'ouverture des phases d'une MCF hexa-phasée

l'ondulation de couple sont quasiment identiques dans les deux cas. La seule différence est qu'il y a un déphasage de $4\pi/3$ entre les deux couples instantanés. Les allures des couples instantanés analytiques et numériques sont similaires à celles montrées à la figure 5.8.

5.2.2.3 Deux phases opposées (C et F) ouvertes

Si maintenant nous considérons que deux phases opposées sont ouvertes, en tant qu'exemple, nous prenons la phase C et la phase F. L'expression du couple électromagnétique dû à ces deux phases ouvertes s'établit comme suit:

$$\begin{aligned}
 C(t) &= \frac{[e_{ACE}(t)]^t i_{ACE}(t)}{\Omega} + \frac{[e_{BDF}(t)]^t i_{BDF}(t)}{\Omega} - \frac{(e_C)(i_C)}{\Omega} - \frac{(e_F)(i_F)}{\Omega} \\
 &= \left\{ \frac{3E_{max}I_{max}}{\Omega} - \frac{E_{max}I_{max}}{\Omega} \cos^2 \left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{10\pi}{6} \right) - \frac{E_{max}I_{max}}{\Omega} \cos^2 \left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{6} \right) \right\} \quad Eq. 5.14 \\
 &= \frac{E_{max}I_{max}}{\Omega} \left[2 - \cos \left(2\omega t - \frac{\pi}{3} \right) \right]
 \end{aligned}$$

La chute du couple moyen (33,3%) est identique aux deux cas précédents. Par contre, concernant l'ondulation de couple, une très forte augmentation est observée (100%). Ceci est deux fois plus élevée que celles dues à deux phases adjacentes et deux phases non-adjacentes et non-opposées. Ici, si nous n'augmentons que les amplitudes des courants mais en gardant leurs phases, nous pouvons certainement augmenter le couple moyen, mais le problème est que nous ne pouvons pas minimiser l'ondulation de couple. De plus, comme nous pouvons le voir sur la figure 5.9, les quatre phases ne peuvent plus établir un système symétrique car les déphasages angulaires entre les phases ne sont plus identiques. La machine ne peut donc pas démarrer, elle devient dans un sens une machine biphasée. Afin de maximiser le couple moyen en minimisant l'ondulation de couple, nous proposons donc non seulement d'augmenter les amplitudes des deux courants mais aussi de faire varier leurs phases. La méthode est illustrée sur la figure 5.9.

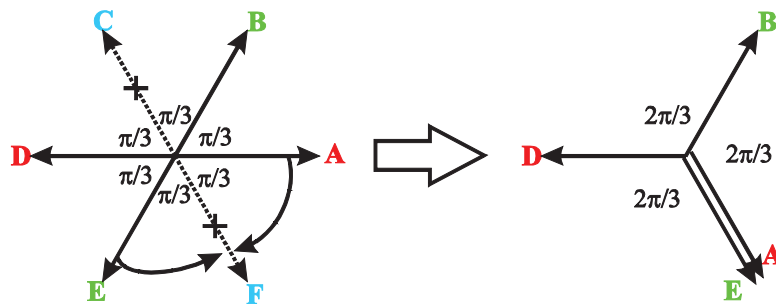


Figure 5.9 Correction des défauts pour la MCF hexa-phasée avec deux phases opposées ouvertes.

Nous gardons les phases des courants i_B et i_D inchangées tout en multipliant 2 fois leurs amplitudes.

Ensuite, le courant i_E et le courant i_A se déplacent vers i_F en augmentant 2 fois leurs amplitudes (nous alimentons les phases A et E avec le courant i_F mais avec une amplitude deux fois plus élevée). Après cette modification, nous pouvons donc obtenir un système semblable à un système triphasé classique, dont les déphasages angulaires entre phases sont identiques et égaux à $2\pi/3$.

Après le changement comme mentionné précédemment, les expressions des courants des quatre phases saines deviennent comme suit:

$$\begin{cases} i_A(t) = i_E(t) = 2I_{max} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{10\pi}{6}\right) \\ i_B(t) = 2I_{max} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{6}\right) \\ i_D(t) = 2I_{max} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{6}\right) \end{cases} \quad \text{Eq. 5.15}$$

Sachant que les FEM restent inchangées, avec les courants précédents, le couple électromagnétique peut donc s'écrire comme ci-dessous :

$$\begin{aligned} C(t) &= \frac{(e_A)(i_A)}{\Omega} + \frac{(e_B)(i_B)}{\Omega} + \frac{(e_D)(i_D)}{\Omega} + \frac{(e_E)(i_E)}{\Omega} \\ &= \frac{3E_{max}I_{max}}{\Omega} - \frac{2E_{max}I_{max}}{\Omega} \cos^2\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{10\pi}{6}\right) \\ &\quad + \frac{2E_{max}I_{max}}{\Omega} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{10\pi}{6}\right) \left[\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) + \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{8\pi}{6}\right) \right] \\ &= \frac{3E_{max}I_{max}}{\Omega} \end{aligned} \quad \text{Eq. 5.16}$$

Nous remarquons qu'après la correction, le couple moyen et l'ondulation de couple restent théoriquement identiques à ceux avant les ouvertures des phases C et F. Le résultat analytique est illustré sur la figure 5.10 (a), qui est vérifié par les calculs EF 2D comme nous pouvons le voir sur la figure 5.10 (b). Il faut noter que la différence entre les résultats analytiques et numériques est principalement due au fait de négliger aussi bien le couple de détente que la saturation dans la simulation analytique. Après tout, cette méthode est assez efficace si nous voulons maintenir le couple moyen en minimisant l'ondulation de couple. Par contre, l'inconvénient de cette méthode est que nous aurons une forte augmentation des pertes Joule, qui varient de $6RI_{eff}^2$ en cas normal à $16RI_{eff}^2$ en cas de défauts.

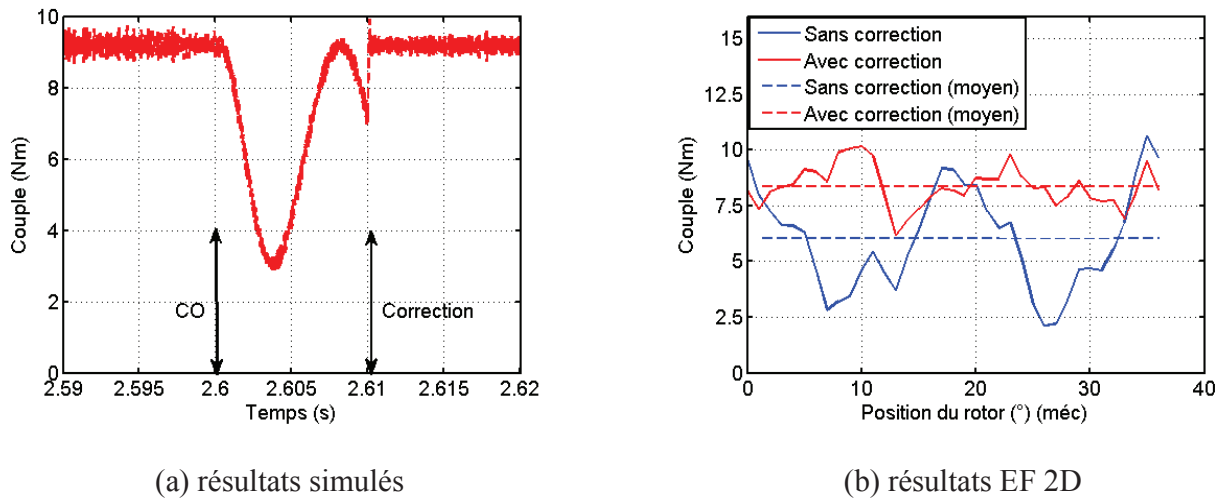


Figure 5.10 Couple avant et après les ouvertures des deux phases opposées, la correction par la modification des phases et des amplitudes des courants dans les phases saines est appliquée.

Il est aussi possible de diminuer les pertes Joule au prix d'une diminution du couple moyen. Par exemple, si nous voudrions garder $12RI_{eff}^2$ comme la limite maximale des pertes Joule pour les défauts d'ouverture des phases ou, si nous voudrions minimiser l'ondulation de couple, l'amplitude de courant sera limitée à $\sqrt{3}I_{max}$. Avec cette limite, le niveau d'ondulation de couple peut rester à un niveau aussi faible que celui vu sur la figure 5.10. Par contre, avec l'eq. 5.16, nous pouvons savoir que le couple moyen devient $3\sqrt{3}E_{max}I_{max}/(2\Omega)$, ce qui équivaut à une chute de couple moyen de 13,4%. Selon les exigences des différentes applications, cette méthode s'avoue relativement souple, nous pouvons choisir différentes stratégies de commande, qui dépendront du compromis entre le couple moyen, l'ondulation de couple et les pertes Joule acceptables.

5.2.3 Trois phases ouvertes

5.2.3.1 Sans phases opposées (D, E et F) ouvertes

Sachant que deux phases adjacentes ouvertes et deux phases non-opposées et non-adjacentes ouvertes, ont une influence sur le couple moyen, l'ondulation de couple et les pertes Joule quasiment identiques, par conséquent, pour la machine avec trois phases ouvertes, nous n'avons besoin que de traiter deux cas, soit sans ou avec deux phases opposées ouvertes. Pour simplifier, nous allons tout d'abord étudier le cas, où il n'y a pas de phases opposées ouvertes. Nous avons pris dans la suite les phases D, E et F comme exemple. En utilisant la méthode précédente, nous aurons un couple moyen de $3E_{max}I_{max}/2\Omega$ et une ondulation de couple identique à celle avant le défaut sans tenir compte du couple de détente. Afin de maintenir le couple moyen inchangé après les ouvertures des trois phases, nous pouvons augmenter deux fois les amplitudes des courants tout en gardant leurs phases inchangées. Les résultats analytiques et numériques avant et

après la correction sont illustrés sur la figure 5.11. Puisque les défauts sont symétriques, donc après les ouvertures des phases et la correction, la MCF 12/10 hexa-phasée devient la MCF 12/10 avec redondance, dans laquelle seule une moitié est alimentée. Le seul problème est que nous avons une forte augmentation des pertes Joule, en passant de $6RI_{eff}^2$ en cas normal à $12RI_{eff}^2$ en cas de défaut. Cette augmentation n'a pas encore excédé $12RI_{eff}^2$, la correction est donc faisable. La variation de vitesse avant et après les ouvertures des phases est illustrée sur la figure 5.12, nous remarquons une forte chute de vitesse après l'ouverture des phases. Nous pouvons conclure que plus le nombre d'ouvertures des phases est nombreux, plus la chute de vitesse est forte.

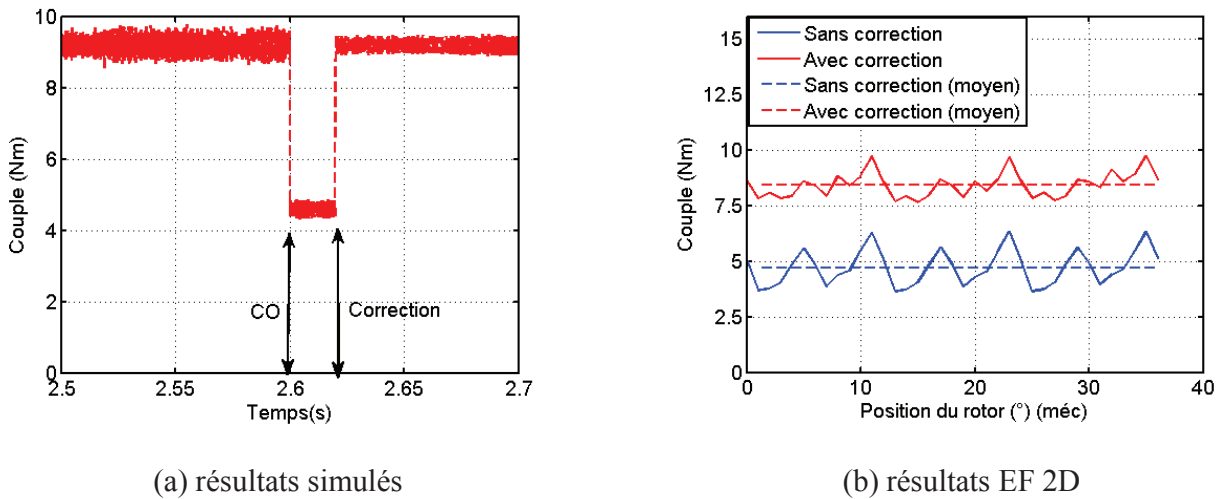


Figure 5.11 Couple avant et après les ouvertures de trois phases. Pas de phases opposées ouvertes, la correction est utilisée afin de compenser les défauts.

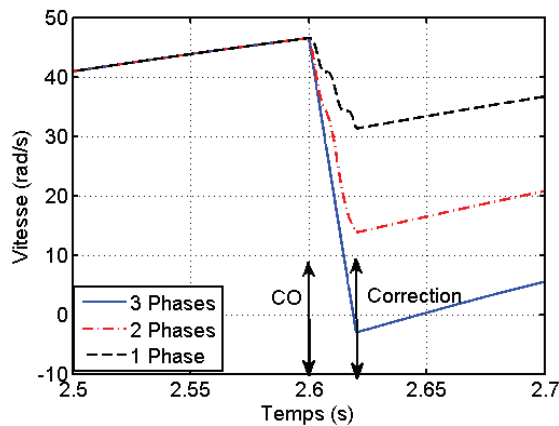


Figure 5.12 Vitesses avant et après les ouvertures des phases de la MCF hexa-phasée.

5.2.3.2 Avec phases opposées (C, E et F) ouvertes

Dans le cas suivant, nous avons aussi trois phases ouvertes. Par contre, parmi elles, il y a deux phases opposées ouvertes telles que les phases C, E et F (figure 5.15). Nous avons deux choix pour remédier aux défauts, la première correction, comme nous avons vu précédemment, consiste à garder les phases des courants, mais en doublant leurs amplitudes afin d'obtenir un couple moyen le plus proche possible de la valeur initiale. La deuxième correction, est d'à la fois augmenter les amplitudes des courants et de faire varier leurs phases. Dans la suite, nous étudions tout d'abord la première correction, avec laquelle le couple après le défaut s'écrit comme ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 C(t) &= \frac{(e_A)(i_A)}{\Omega} + \frac{(e_B)(i_B)}{\Omega} + \frac{(e_D)(i_D)}{\Omega} \\
 &= \left\{ \frac{2E_{max}I_{max}}{\Omega} \left[\cos^2 \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) + \cos^2 \left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{6} \right) + \cos^2 \left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{6\pi}{6} \right) \right] \right\} \quad Eq. 5.17 \\
 &= \frac{2E_{max}I_{max}}{\Omega} \left[\frac{3}{4} + \sqrt{3} \sin(\omega t) \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \right]
 \end{aligned}$$

D'après l'éq. 5.17, le couple moyen en cas d'ouverture de trois phases (deux phases opposées) est quasiment égal à la moitié du couple avant défauts. Par contre, une forte augmentation de l'ondulation de couple est observée, qui est égale à 115,7% du couple moyen. Si nous n'augmentons que les amplitudes des courants dans les phases saines comme dans les parties précédentes, nous pouvons maintenir le couple moyen mais nous risquons d'avoir une ondulation de couple beaucoup trop importante. Les résultats analytiques et numériques sont montrés sur la figure 5.13.

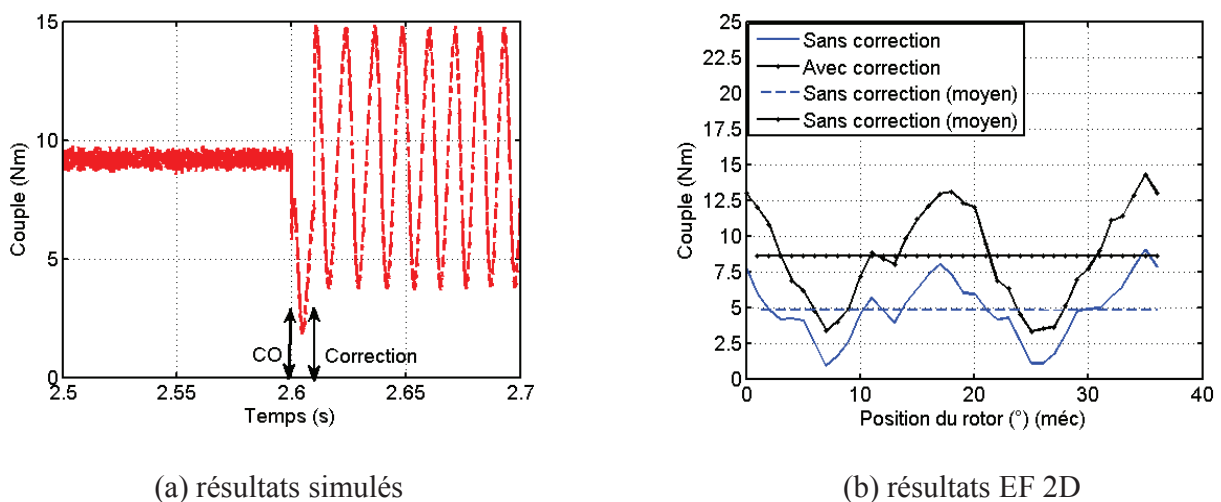


Figure 5.13 Couple avant et après l'ouverture des trois phases, dont deux phases opposées ouvertes. La correction (varier les amplitudes en gardant les phases inchangées) est utilisée afin de compenser les défauts.

Il est évident que l'ondulation de couple est très élevée même si la correction est appliquée. Ceci rend la vitesse bien perturbée après le défaut. Comme dans la partie sur deux phases opposées ouvertes, ici, après les trois phases ouvertes, le système devient asymétrique. Par conséquent, au moment de défauts, lorsque la vitesse s'annule, la machine risque de ne pas redémarrer. Nous avons aussi remarqué que le couple moyen obtenu par les calculs EF 2D est légèrement plus faible que celui obtenu par la simulation analytique.

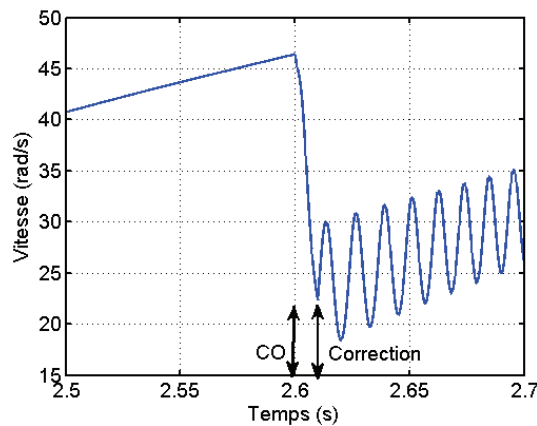


Figure 5.14 Vitesse avant et après l'ouverture des trois phases, dont deux phases opposées ouvertes. La correction (varier les amplitudes en gardant les phases inchangées) est utilisée afin de compenser les défauts

S'inspirant des études pour deux phases opposées ouvertes, la deuxième correction est de faire varier les phases des courants en augmentant aussi leurs amplitudes, de manière que l'ondulation de couple soit minimisée. La méthode se décrit comme ci-dessous :

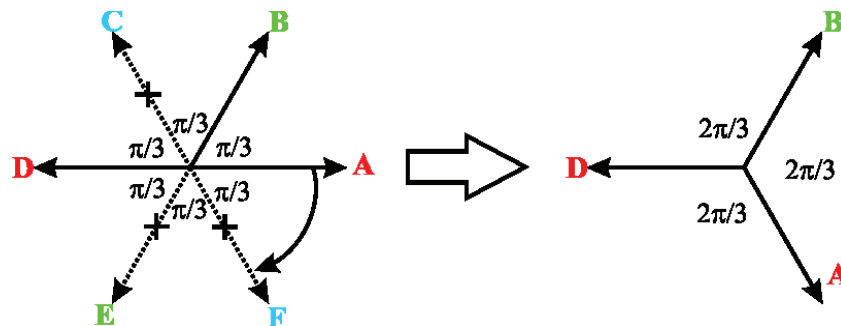


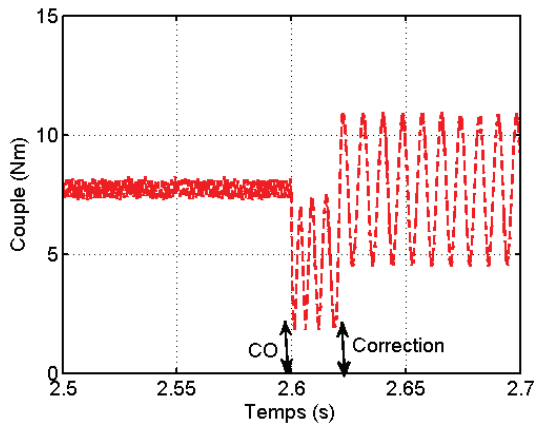
Figure 5.15 Correction des défauts pour la MCF hexa-phasée avec trois phases ouvertes, dont deux phases sont opposées.

5.2 Défauts sur l'ouverture des phases d'une MCF hexa-phasée

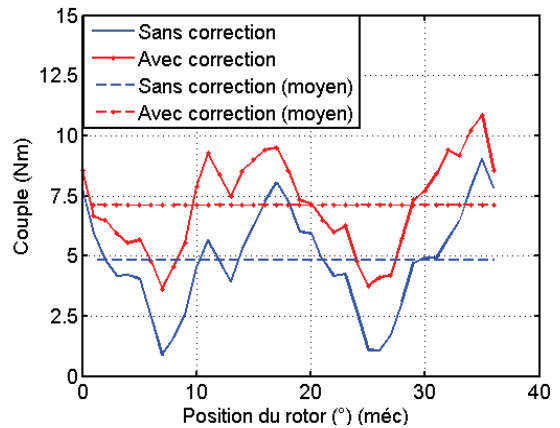
Nous avons augmenté deux fois les amplitudes de tous les courants dans les phases saines. De plus, nous avons gardé les phases des courants i_B et i_D en déplaçant le courant i_A vers le courant i_F . Par voie de conséquence, nous avons obtenu un système similaire à un système triphasé conventionnel. Après cette modification, le couple s'écrit comme suit:

$$\begin{aligned}
 C(t) &= \frac{(e_A)(i_A)}{\Omega} + \frac{(e_B)(i_B)}{\Omega} + \frac{(e_D)(i_D)}{\Omega} \\
 &= \left\{ \frac{3E_{max}I_{max}}{\Omega} + \frac{2E_{max}I_{max}}{\Omega} \left[-\cos^2 \left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{6} \right) + \cos \left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{6} \right) \cos \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) \right] \right\} \quad Eq. 5.18 \\
 &= \frac{E_{max}I_{max}}{\Omega} \left[\frac{3}{2} + 2\sin^2(\omega t) \right]
 \end{aligned}$$

Nous avons donc un couple moyen de $5E_{max}I_{max}/(2\Omega)$ et une ondulation de couple de 80%, ceci est vérifié par les résultats analytiques et numériques comme sur la figure 5.16. Il est évident que cette méthode ne nous permet pas de maintenir le couple moyen, car il y a une chute de 16,7% du couple moyen après la correction. Mais il est aussi évident que nous pouvons diminuer considérablement l'ondulation de couple (80% du couple moyen par rapport à 115,7% avec la correction sans varier les phases des courants). De plus, puisqu'après la correction, notre machine devient comme un système triphasé classique, nous n'aurons donc pas de problème de démarrage.



(a) résultats simulés



(b) résultats EF 2D

Figure 5.16 Couple avant et après l'ouverture des trois phases, dont deux phases opposées sont ouvertes. La correction (varier les amplitudes et les phases) est utilisée afin de compenser les défauts.

5.3 Défauts sur le court-circuit des phases de la MCF hexa-phasée

Pour la MCF 12/10 hexa-phasée aussi bien que pour la MCF 12/10 avec redondance dans les parties précédentes, nous pouvons constater que, par rapport à des phases en court-circuit, les problèmes sur l'ouverture des phases sont relativement moins sévères. En effet, pour les phases ouvertes, nous pouvons maintenir le couple moyen constant en augmentant les courants dans les phases saines. De plus, les phases ouvertes n'auront plus d'influence sur les phases saines. Par contre, pour la MCF 12/10 hexa-phasée avec des phases en court-circuit, il y aura une chute dans le couple moyen. Plus les phases en court-circuit sont nombreuses, plus cette chute du couple moyen est forte. En raison de la réaction entre le courant de court-circuit et la force électromotrice, il y aura aussi un couple résistant dû aux phases en court-circuit, dont le signe est opposé au couple électromagnétique produit par les phases saines. L'influence de ce couple produit par les courants de court-circuit est comme si le couple résistant total a augmenté.

Par rapport à des phases ouvertes, nous devons augmenter davantage les courants dans les phases saines, l'objectif est de compenser à la fois ce couple résistant et la diminution du couple moyen dus à la présence de court-circuit. En raison du couplage magnétique entre phases, les courants induits dans les phases en court-circuit, qui sont souvent asymétriques, vont aussi perturber les phases saines. Par conséquent, augmenter seulement les courants dans les phases saines ne pourrait pas compenser complètement l'influence de court-circuit sur les performances de la machine. Comme nous avons étudié dans les parties sur des phases ouvertes, nous utiliserons aussi le convertisseur sur la figure 5.2 pour alimenter la machine. Dans cette partie, nous considérons aussi que chaque phase peut être contrôlée indépendamment même si des phases sont en court-circuit. L'autopilotage en abc est mis en œuvre pour contrôler la MCF hexa-phasée, dont le schéma bloc est identique à celui montré sur la figure 3.22. Nous allons dans la suite étudier l'influence des différents types de court-circuit sur les performances de la MCF hexa-phasée.

5.3.1 Une phase en court-circuit

Dans cette partie, en tant qu'exemple, nous considérons que la phase F est en court-circuit entre les deux sorties et que les cinq autres phases sont saines. La matrice des inductances propres et mutuelles de la MCF 12/10 hexa-phasée à simple couche est donnée par l'éq. 5.1. Les inductances mutuelles M_1 et M_2 sont très faibles et quasiment négligeables devant L_0 et M_0 . Les matrices des résistances et des FEM sont données par l'éq. 5.2 et l'éq. 5.3. En présence de court-circuit dans la phase F, les matrices des tensions et des courants sont données par l'éq. 5.19.

$$[i_6(t)] = \begin{bmatrix} I_{max} \cos(\omega t + \pi/2) \\ I_{max} \cos(\omega t + \pi/2 - 2\pi/6) \\ I_{max} \cos(\omega t + \pi/2 - 4\pi/6) \\ I_{max} \cos(\omega t + \pi/2 - 6\pi/6) \\ I_{max} \cos(\omega t + \pi/2 - 8\pi/6) \\ i_F(t) \end{bmatrix} \text{ et } [v] = V_{max} \begin{bmatrix} \cos(p\theta + \pi/2 - \delta) \\ \cos(p\theta + 2\pi/3 + \pi/2 - \delta) \\ \cos(p\theta - 2\pi/3 + \pi/2 - \delta) \\ \cos(p\theta + \pi/2 - \delta) \\ \cos(p\theta + 2\pi/3 + \pi/2 - \delta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 5.19}$$

Où $i_F(t)$ est le courant de court-circuit dans la phase F. En négligeant les inductances mutuelles M_1 et M_2 , nous pouvons donc obtenir la relation entre la force électromotrice (FEM) à vide (e_F) due aux aimants permanents et le courant de court-circuit (i_F), dont l'expression s'écrit comme suit :

$$e_F + R_0 i_F + L_0 \frac{di_F}{dt} + M_0 \frac{di_A}{dt} + M_0 \frac{di_E}{dt} = v_F = 0 \text{ avec } e_F = p\Omega \frac{d\Phi_0}{d\theta_e} \quad \text{Eq. 5.20}$$

Où Φ_0 est le flux à vide d'une phase, i_A et i_E sont les courants dans les phases A et E. Supposons que les courants dans les phases saines sont inchangés en présence de court-circuit dans la phase F (commande en courant) et connaissant l'expression des courants (voir l'eq. 5.2), nous avons donc la relation entre les trois courants i_A , i_C et i_E comme suit :

$$i_A + i_C + i_E = 0 \quad \text{Eq. 5.21}$$

Sachant que l'expression de la FEM ne change pas en cas de court-circuit, nous pouvons donc déduire l'expression du courant de court-circuit dans la phase F comme ci-dessous :

$$i_F(t) = \left\{ k e^{-\frac{R_0 t}{L_0}} - \frac{E_{max}}{R_0^2 + (L_0 \omega)^2} \left[R_0 \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) + L_0 \omega \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \right] - \frac{\omega M_0 I_{max}}{R_0^2 + (L_0 \omega)^2} \left[R_0 \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) - L_0 \omega \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \right] \right\} \quad \text{Eq. 5.22}$$

Où ω est la vitesse électrique, k est une constante à calculer, qui dépend de la condition initiale du courant dans la phase F avant le court-circuit. Nous pouvons donc obtenir l'expression de k comme suit :

$$k = -\frac{\sqrt{3}}{2} I_{max} + \frac{1}{R_0^2 + (L_0 \omega)^2} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} R_0 (E_{max} - \omega M_0 I_{max}) - \frac{1}{2} L_0 \omega [(E_{max} + \omega M_0 I_{max})] \right] \quad \text{Eq. 5.23}$$

En régime permanent, nous pouvons simplifier l'expression du courant de court-circuit par :

$$i_F(t) = -\frac{\omega}{\sqrt{R_0^2 + (L_0 \omega)^2}} \left[\Phi_{max} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6} - \varphi\right) - M_0 I_{max} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right] \quad \text{Eq. 5.24}$$

Avec $E_{max} = \omega \Phi_{max}$ et $\varphi = \text{atan}(\omega L_0 / R_0)$. Finalement, l'expression du courant de court-circuit s'écrit

5.3 Défauts sur le court-circuit des phases de la MCF hexa-phasée

comme suit :

$$i_F(t) = -\frac{\omega\chi}{\sqrt{R_0^2 + (L_0\omega)^2}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6} - \varphi - \varphi_1\right) \quad \text{Eq. 5.25}$$

Avec $\chi = \sqrt{\Phi_{max}^2 + (M_0 I_{max})^2} + \Phi_{max} M_0 I_{max}$ et $\varphi_1 = \text{acos}[(1 + \Phi_{max})/(2\chi)]$. Comme nous avons fait précédemment, si nous supposons que les inductances mutuelles entre phases et les résistances sont négligeables, l'expression du courant de court-circuit peut donc s'écrire :

$$i_F(t) = -\frac{\Phi_{max}}{L_0} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{2}\right) \quad \text{Eq. 5.26}$$

Nous avons remarqué qu'il y a un déphasage de $\pi/2$ entre le courant de court-circuit de la phase F et sa FEM, c'est-à-dire que le couple moyen dû au courant de court-circuit est nul tandis que la valeur instantanée varie dans le temps, dont l'expression s'écrit comme ci-dessous :

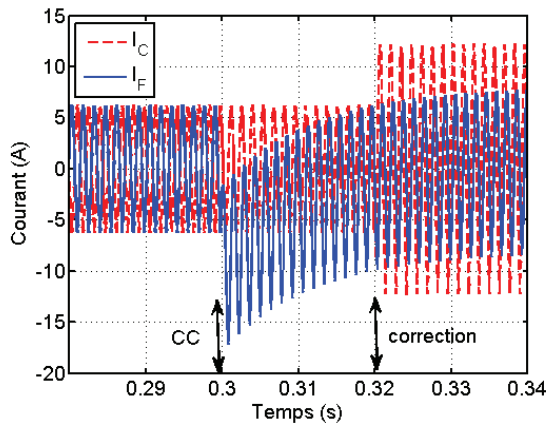
$$C_{CC}(t) = \frac{i_F(t)e_F(t)}{\Omega} = -\frac{\Phi_{max}^2}{2L_0} \cos\left(2\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad \text{Eq. 5.27}$$

L'amplitude du couple produit par le courant de court-circuit peut donc être déterminée par le flux à vide et l'inductance propre d'une phase. Comme nous avons vu dans la partie 4.5 sur la comparaison entre les MCF 12/10 redondante avec simple et double couches, nous avons aussi l'intérêt d'augmenter l'inductance propre, dont l'objectif est de diminuer le couple dû au courant de court-circuit. C'est la raison pour laquelle nous avons choisi la MCF 12/10 hexa-phasée avec simple couche pour nos études de défauts. Sachant que l'augmentation de l'inductance propre va diminuer le facteur de puissance, le compromis entre le facteur de puissance, les diminutions du courant de court-circuit et du couple résistant produit par ce courant de court-circuit doit donc être pris en compte. Ceci dépend de différentes applications que nous n'allons pas détailler dans ce mémoire.

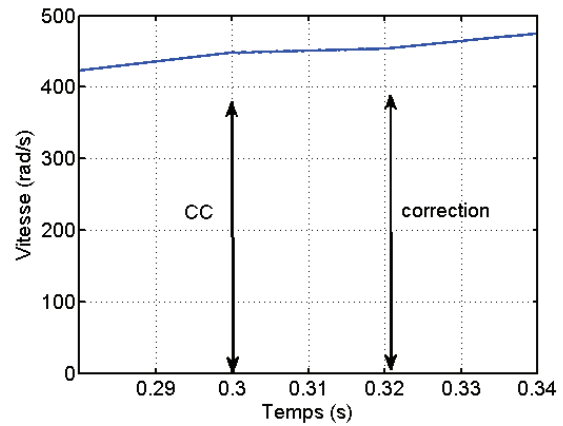
Similaire aux défauts tels que des phases ouvertes dans les parties précédentes, lorsqu'une phase est en court-circuit, elle ne peut plus produire un couple utile. Par contre, la différence de la présence d'un courant de court-circuit est qu'il y aura un couple résistant dû à ce courant de court-circuit, dont la variation en régime permanent est quasiment sinusoïdale mais avec une valeur moyenne non nulle. Par conséquent, afin de compenser l'influence du courant de court-circuit, nous aurons donc deux composantes à compenser. La première partie consiste à compenser la chute du couple utile due à la perte de la phase F, tandis que la deuxième partie consiste à compenser le couple résistant instantané dû au courant de court-circuit. Si nous faisons comme dans les parties précédentes en augmentant 2 fois le courant de la phase C, nous pouvons compenser uniquement la chute de couple utile due à la perte de la phase F. Pourtant, ce couple résistant dont la valeur moyenne non nulle et la variation sinusoïdale vont augmenter le niveau de l'ondulation de couple.

Dans la suite, nous allons présenter deux méthodes de correction. La première est de compenser

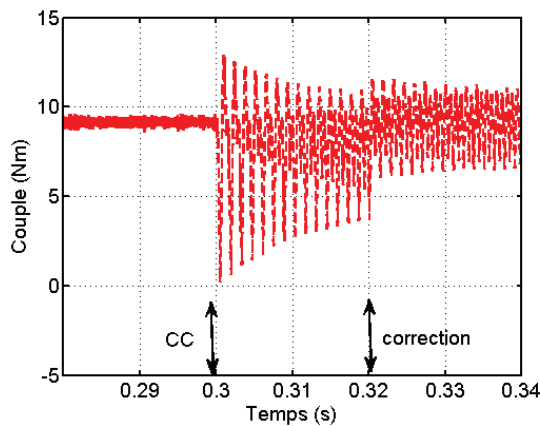
seulement la chute de couple due à la présence de court-circuit dans la phase F. Pour simplifier, nous la nommons correction *I*. La deuxième est de compenser à la fois la chute du couple moyen et de l'ondulation de couple due à la présence de court-circuit, nous la nommons correction *II*.



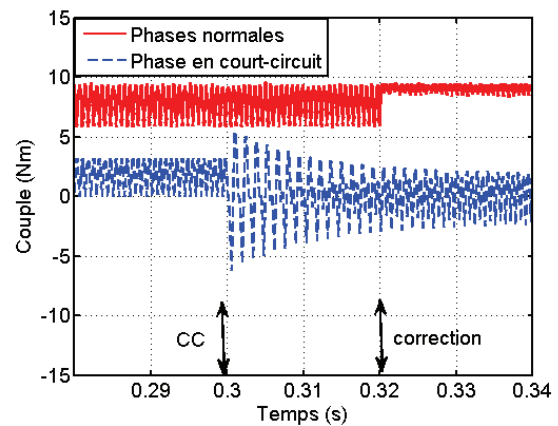
(a) courants I_C et I_F



(b) vitesse



(c) couple total



(d) couples dus aux phases saines et aux phases en court-circuit

Figure 5.17 Caractéristiques de la MCF hexa-phasée avant et après le court-circuit de la phase F. La correction *I* est appliquée.

Les résultats de simulation sont montrés sur la figure 5.17. Après la présence de court-circuit dans la phase F, il y a une chute du couple moyen et de la vitesse [voir (b) et (c)]. Concernant le courant i_F , sa valeur devient opposée à la valeur initiale [voir (a)]. En raison de ceci, un couple ondulé, dont la valeur moyenne est négative, est apparu après le court-circuit. Après la correction *I* mentionnée précédemment, nous avons obtenu un couple total, dont la valeur moyenne est légèrement inférieure à celle sans court-circuit. Car la valeur moyenne du couple résistant produit par le courant de court-circuit n'est pas nulle. Ceci est dû principalement aux résistances et inductances mutuelles. Nous avons aussi remarqué que

5.3 Défauts sur le court-circuit des phases de la MCF hexa-phasée

l'ondulation de couple est considérablement diminuée après la correction. Pourtant, par rapport à l'ondulation de couple avant le court-circuit, le niveau d'ondulation de couple après la correction reste encore assez élevée. C'est parce que nous n'avons pas encore compensé le couple résistant ondulé dû au courant de court-circuit de la phase F. L'amplitude de ce couple résistant est approximativement égale à $\Phi_{max}^2/(2L_0)$, tandis que sa fréquence est quasiment deux fois plus élevée que la fréquence électrique de la MCF hexa-phasée.

Pour compenser le couple résistant ondulé dû au courant de court-circuit, nous allons utiliser la correction II, dont le principe est décrit comme le suivant. En plus d'augmenter deux fois le courant dans la phase C, nous allons injecter encore une autre composante, dont la valeur est identique au courant de court-circuit dans la phase F. L'objectif de cette méthode est d'obtenir la relation suivante :

$$\frac{i_F(t)e_F(t)}{\Omega} + \frac{\Delta i_C(t)e_C(t)}{\Omega} = 0 \quad \text{Eq. 5.28}$$

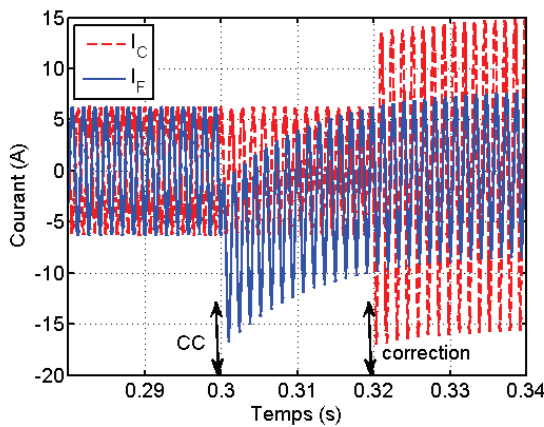
Où $\Delta i_C(t)$ est la composante du courant de la phase C [$i_C(t)$]. Sachant que $e_F(t) = -e_C(t)$, nous avons déduit que la composante de courant à ajouter $\Delta i_C(t)$ est identique au courant de court-circuit dans la phase F. Avec l'éq. 5.28, nous pouvons donc compenser le couple instantané produit par le courant de court-circuit.

En augmentant deux fois le courant dans la phase C et en injectant aussi une composante de courant mentionnée précédemment, nous avons obtenu les caractéristiques de la machine avant et après la présence de court-circuit dans la phase F. Les résultats de simulation sont montrés sur la figure 5.18. Nous avons remarqué qu'après la correction II, le couple total de la machine est quasiment identique à celui sans la présence de court-circuit. Par rapport à la figure 5.17 (a), l'amplitude du courant dans la phase C en ajoutant la composante $\Delta i_C(t)$ est légèrement plus élevée (de 12 A à 14,4 A). Pourtant, l'amplitude de ce courant reste encore beaucoup plus faible que la somme de l'amplitude de courant de la phase C ($2I_{max} = 12$ A) et l'amplitude de la composante $\Delta i_C(t)$ ($\Phi_{max}/L_0 = 8,02$ A). Ceci est principalement dû à l'angle de déphasage entre le courant de la phase C et la composante $\Delta i_C(t)$. Ainsi, les pertes Joule ne vont pas beaucoup augmenter après l'injection d'une composante $\Delta i_C(t)$ dans le courant de la phase C.

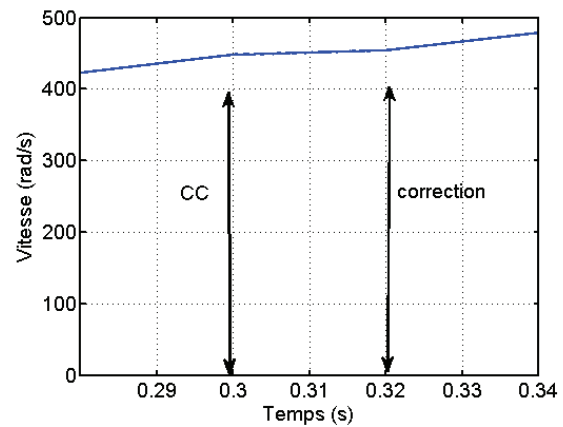
Nous pouvons conclure que la méthode d'injecter une composante de courant identique au courant de court-circuit est considérablement efficace. Pourtant, le problème de cette méthode est la surintensité dans la phase C. Comme dans les parties précédentes sur les défauts des phases ouvertes, cette surintensité signifie une forte augmentation des pertes Joule et une surchauffe de la phase C. Pour quantifier l'augmentation des pertes Joule, nous avons l'expression suivante :

$$\begin{cases} P_J = 6RI_{eff}^2 = 57 \text{ W} & \text{Mode sain} \\ P_J = 5RI_{eff}^2 + R(I_F/\sqrt{2})^2 = 64,5 \text{ W} & \text{CC sans correction} \\ P_J = 8RI_{eff}^2 + R(I_F/\sqrt{2})^2 = 93 \text{ W} & \text{CC avec correction I} \\ P_J = 4RI_{eff}^2 + R(I_F/\sqrt{2})^2 + R(\chi_1/\sqrt{2})^2 = 110 \text{ W} & \text{CC avec correction II} \end{cases} \quad \text{Eq. 5.29}$$

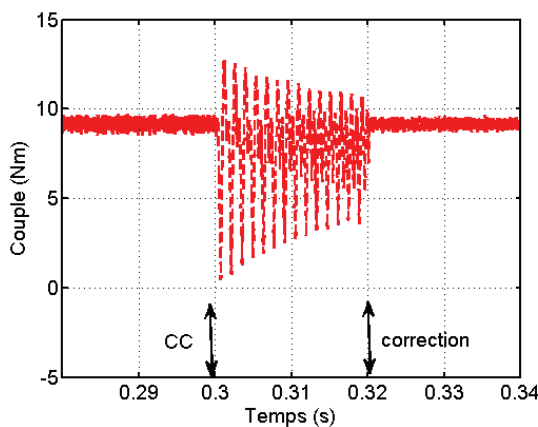
D'après l'éq. 5.29, nous avons observé qu'en cas de court-circuit sans correction, les pertes Joule augmentent 13% par rapport à celles en mode sain. Par contre, après la correction *I*, les pertes Joule sont fortement augmentées par rapport à la machine en court-circuit sans correction. En revanche, les pertes Joule après les corrections *I* et *II* sont relativement proches, seule 18% de différence est observée. Si après la correction *II*, la limite de température de la machine n'est pas dépassée, il est donc fortement conseillé d'appliquer cette méthode, car elle est très efficace sur la diminution de l'ondulation de couple en présence de court-circuit. Il faut noter que l'efficacité de cette méthode est fondée sur la bonne connaissance du courant de court-circuit, alors qu'en pratique, nous ne pouvons pas utiliser la sonde de courant pour mesurer le courant de court-circuit. Ainsi, en cas d'une phase en court-circuit, l'éq. 5.25 ou l'éq. 5.26 peut être appliquée comme la consigne de courant. Afin que toutes les consignes de courant soient indépendantes, il est donc aussi conseillé d'utiliser le convertisseur illustré sur la figure 5.2.



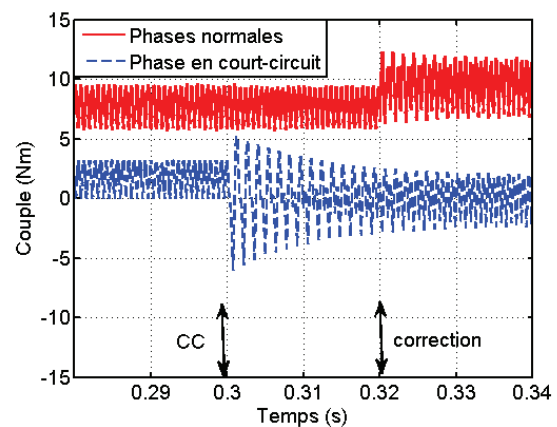
(a) courants I_C et I_F



(b) vitesse



(c) couple total



(d) couples dus aux phases saines et en court-circuit

Figure 5.18 Caractéristiques de la MCF hexa-phasée avant et après le court-circuit de la phase *F*. La correction *II* est appliquée.

5.3 Défaits sur le court-circuit des phases de la MCF hexa-phasée

La vérification numérique est également effectuée, dont le processus concret est le suivant. Les informations des courants sains et de court-circuit sont obtenus par les simulations sous MATLAB-Simulink, qui serviront dans le modèle EF 2D à calculer les couples en mode sain, en cas de court-circuit sans correction et avec correction. Dans cette partie, seule la correction II est appliquée. Les résultats numériques sont illustrés dans la figure 5.19. En présence de court-circuit dans la phase F, une forte chute de couple et une forte croissance de l'ondulation de couple ont apparus. Par contre, après la correction II , le couple instantané en fonction de la position du rotor est similaire à celui en mode sain aux niveaux du couple moyen ainsi que de l'ondulation de couple. Par rapport aux résultats illustrés sur la figure 5.18 (c), la différence est principalement due au fait que nous avons négligé le couple de détente dans la simulation analytique. Sinon, nous pouvons conclure que les résultats numériques sont en accord avec ceux analytiques.

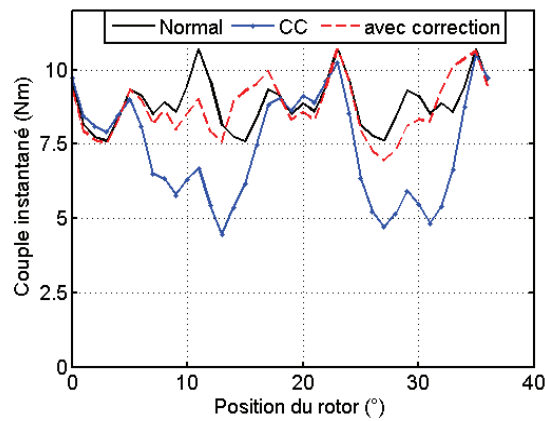


Figure 5.19 Couples instantanés de la MCF 12/10 hexa-phasée en cas normal, de court-circuit sans correction et avec correction. Ici, une phase en court-circuit, la correction II est appliquée.

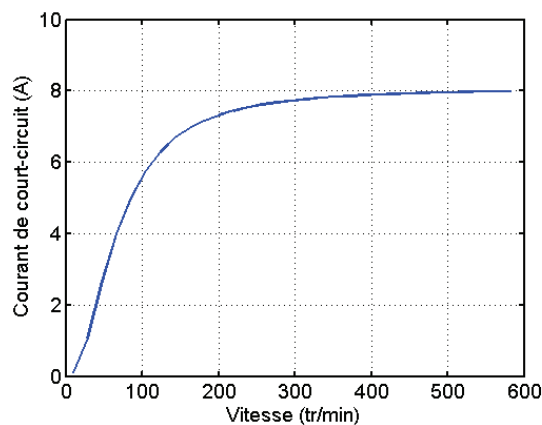


Figure 5.20 Amplitude du courant de court-circuit en fonction de la vitesse en cas d'une phase en court-circuit.

Comme nous l'avons étudié précédemment, il est important de prévoir le courant de court-circuit

maximal afin d'éviter l'effet destructif dû à la présence de court-circuit. Pour ce faire, nous fixons les valeurs des courants sains, en cas d'une phase en court-circuit, nous pouvons donc aisément obtenir l'amplitude du courant de court-circuit en fonction de la vitesse. Le résultat est montré sur la figure 5.20. Nous pouvons constater que l'amplitude du courant de court-circuit de la MCF 12/10 hexa-phasée est environ 8A. Ceci est quasiment identique à celui de la MCF 12/10 redondante avec simple couche, dont le résultat est illustré sur la figure 4.58 (b).

5.3.2 Deux phases en court-circuit

5.3.2.1 Deux phases adjacentes (E et F) en court-circuit

Dans cette partie, nous allons étudier trois cas en présence de court-circuit dans deux phases de la MCF 12/10 hexa-phasée, soit les deux phases adjacentes en court-circuit, les deux phases non-adjacente et non-opposées en court-circuit et les deux phases opposées en court-circuit. Dans cette partie, nous étudierons tout d'abord deux phases adjacentes en court-circuit, dont le diagramme vectoriel du courant est montré dans la figure 5.21. Comme nous l'avons étudié dans la partie précédente sur une phase en court-circuit, ici nous considérons que toutes les spires d'une même phase sont en court-circuit. Après la présence de court-circuit, les deux phases seront immédiatement ouvertes afin que les courants de court-circuit ne détruisent pas les transistors de l'onduleur. Dans cette partie, les court-circuits entre les phases ne sont pas pris en compte, car avec la structure de double couche, le contact physique entre les phases est minimisé.

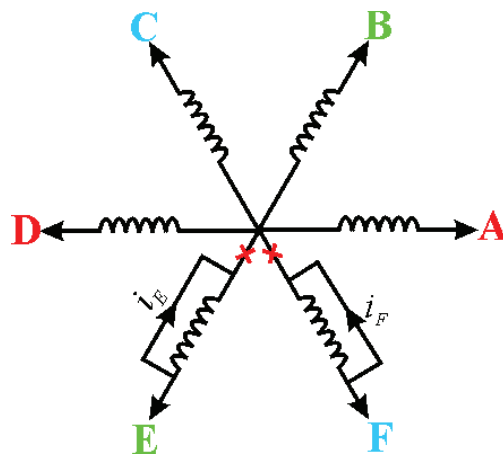


Figure 5.21 Diagramme vectoriel du courant en cas de deux phases (E et F) en court-circuit

Après la présence de court-circuit dans deux phases adjacentes, les expressions des courants et des tensions sous formes matricielles deviennent comme l'éq. 5.30.

5.3 Défaits sur le court-circuit des phases de la MCF hexa-phasée

$$[i_6(t)] = \begin{bmatrix} I_{max} \cos(\omega t + \pi/2) \\ I_{max} \cos(\omega t + \pi/2 - 2\pi/6) \\ I_{max} \cos(\omega t + \pi/2 - 4\pi/6) \\ I_{max} \cos(\omega t + \pi/2 - 6\pi/6) \\ i_E \\ i_F \end{bmatrix} \text{ et } [v] = V_{max} \begin{bmatrix} \cos(p\theta + \pi/2 - \delta) \\ \cos(p\theta + 2\pi/3 + \pi/2 - \delta) \\ \cos(p\theta - 2\pi/3 + \pi/2 - \delta) \\ \cos(p\theta + \pi/2 - \delta) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 5.30}$$

Où i_E et i_F sont les courants de court-circuit à déterminer. Lors d'un court-circuit, la tension de la phase en court-circuit s'annule. Nous pouvons donc aussi obtenir les relations entre les courants de court-circuit, les courants sains ainsi que les FEM à vide par l'expression suivante :

$$\begin{cases} e_E + R_0 i_E + L_0 \frac{di_E}{dt} + M_0 \frac{di_D}{dt} + M_0 \frac{di_F}{dt} = v_E = 0 \\ e_F + R_0 i_F + L_0 \frac{di_F}{dt} + M_0 \frac{di_A}{dt} + M_0 \frac{di_E}{dt} = v_F = 0 \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} e_E = p\Omega \frac{d\Phi_{0E}}{d\theta_e} \\ e_F = p\Omega \frac{d\Phi_{0F}}{d\theta_e} \end{cases} \quad \text{Eq. 5.31}$$

Pour résoudre l'éq. 5.31, nous pouvons tout d'abord la mettre sous la forme matricielle, dont l'expression s'écrit comme suit :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} -e_E - M_0 \frac{di_D}{dt} \\ -e_F - M_0 \frac{di_A}{dt} \end{bmatrix}}_{[E]} = \underbrace{\begin{bmatrix} R_0 & 0 \\ 0 & R_0 \end{bmatrix}}_{[R]} \underbrace{\begin{bmatrix} i_E \\ i_F \end{bmatrix}}_{[I]} + \underbrace{\begin{bmatrix} L_0 & M_0 \\ M_0 & L_0 \end{bmatrix}}_{[L]} \underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_E \\ i_F \end{bmatrix}}_{\frac{d([I])}{dt}} \quad \text{Eq. 5.32}$$

En connaissant les expressions des FEM des phases E et F ainsi que des courants des phases A et D, nous pouvons développer l'expression $[E]$ comme ci-dessous :

$$[E] = \begin{bmatrix} E_E \cos(\omega t + \varphi_1) \\ E_F \cos(\omega t + \varphi_2) \end{bmatrix}$$

$$\text{Avec } \begin{cases} E_E = -\sqrt{E_{max}^2 + (\omega M_0 I_{max})^2 - 2E_{max}\omega M_0 I_{max} \cos(\pi/6)} \\ E_F = -\sqrt{E_{max}^2 + (\omega M_0 I_{max})^2 - 2E_{max}\omega M_0 I_{max} \cos(5\pi/6)} \end{cases} \quad \text{Eq. 5.33}$$

$$\text{et } \begin{cases} \varphi_1 = -\arccos\left(\frac{E_E^2 + (\omega M_0 I_{max})^2 - E_{max}^2}{2E_E(\omega M_0 I_{max})}\right) \\ \varphi_2 = \pi - \arccos\left(\frac{E_F^2 + (\omega M_0 I_{max})^2 - E_{max}^2}{2E_F(\omega M_0 I_{max})}\right) \end{cases}$$

D'après l'éq. 5.33, sachant que l'inductance mutuelle entre les phases (M_0) est positive, le courant de la phase D s'oppose au flux de la phase E (effet défluxage) tandis que le courant de la phase A va augmenter le flux de la phase F ($E_E < E_F$). Par voie de conséquence, le courant de court-circuit de la phase F pourrait être plus élevé que celui de la phase E. Pour valider ceci, les amplitudes des deux courants de court-circuit i_E et i_F en fonction de la vitesse mécanique sont calculées analytiquement (voir l'éq. 5.40) et montrées sur

la figure 5.22. Nous avons remarqué que le courant de la phase F est plus élevé que celui de la phase E conformément à ce qui est déclaré précédemment. De plus, par rapport à ce que nous avons vu sur la figure 5.20, le courant I_F a augmenté légèrement en raison de l'inductance mutuelle M_0 . Ceci est important pour designer dans la suite la stratégie de commande, dont l'objectif est de compenser les perturbations dues aux courants de court-circuit car les composantes des courants à injecter dans les courants normaux seront différentes aux niveaux d'amplitudes et de phases.

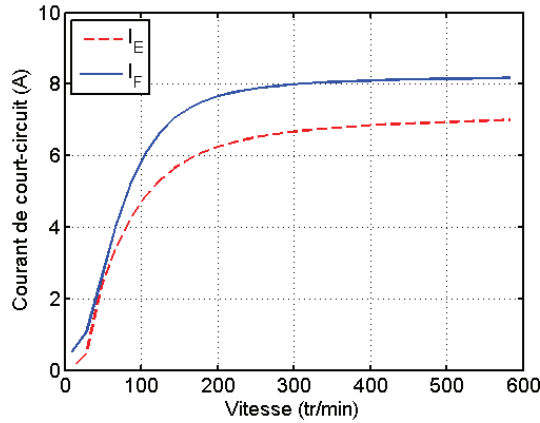


Figure 5.22 Courants de court-circuit en fonction de la vitesse du rotor en cas de deux phases en court-circuit.

En multipliant les deux membres de l'eq. 5.32 par $[L]^{-1}$, nous pouvons obtenir l'équation suivante :

$$\frac{d([I])}{dt} + [L]^{-1}[R][I] = [L]^{-1}[E] \quad \text{Eq. 5.34}$$

Où $[L]^{-1}[R]$ est diagonalisable et elle peut être décomposée comme suit :

$$[L]^{-1}[R] = [P][D][P]^{-1} \text{ avec } [D] = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 5.35}$$

Supposons que $[P]^{-1}[I] = [I_1]$, l'eq. 5.34 devient comme suit :

$$\frac{d([I_1])}{dt} + [D][I_1] = [P]^{-1}[L]^{-1}[E] \quad \text{Eq. 5.36}$$

Afin d'obtenir les expressions des courants de court-circuit, nous pouvons donc maintenant résoudre l'Eq. 5.36, dont la solution homogène peut s'écrire comme ci-dessous :

$$[I_1]_h = \begin{bmatrix} A_1 e^{-\lambda_1 t} \\ A_2 e^{-\lambda_2 t} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 5.37}$$

Où A_1 et A_2 peuvent être obtenus par les conditions initiales des courants des phases E et F. En mettant les

5.3 Défaits sur le court-circuit des phases de la MCF hexa-phasée

courants et les FEM sous la forme complexe, nous pouvons obtenir la solution particulière, dont l'expression s'écrit comme suit :

$$[I_1]_p = \begin{bmatrix} \frac{1}{j\omega + \lambda_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{j\omega + \lambda_2} \end{bmatrix} [P]^{-1} [L]^{-1} [E] \text{ avec } [E] = \begin{bmatrix} E_E e^{j\varphi_1} \\ E_F e^{j\varphi_2} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 5.38}$$

Nous pouvons donc finalement obtenir la solution particulière de l'éq. 5.36 comme ci-dessous :

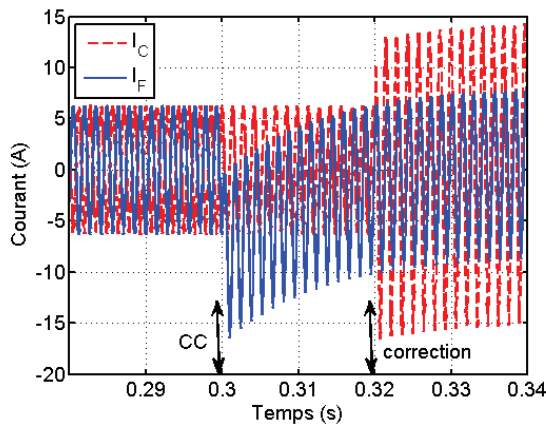
$$[I_1]_p = \begin{bmatrix} \frac{1}{j\omega + \lambda_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{j\omega + \lambda_2} \end{bmatrix} [P]^{-1} [L]^{-1} \begin{bmatrix} E_E \cos(\omega t + \varphi_1) \\ E_F \cos(\omega t + \varphi_2) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 5.39}$$

Sachant que $[I] = [P][I_1]$, l'expression du courant de court-circuit peut s'écrire comme suit :

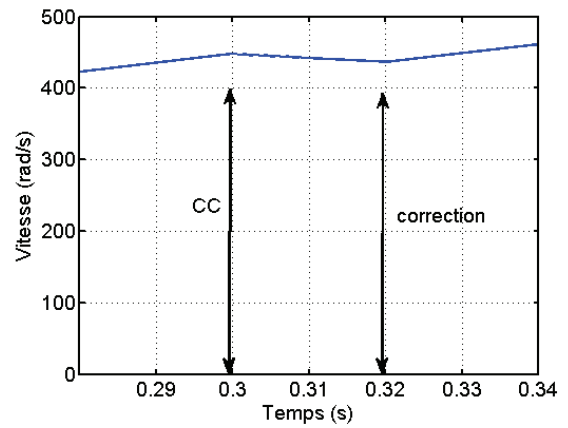
$$[I(t)] = [P] \begin{bmatrix} A_1 e^{-\lambda_1 t} \\ A_2 e^{-\lambda_2 t} \end{bmatrix} + [P] \begin{bmatrix} \frac{1}{j\omega + \lambda_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{j\omega + \lambda_2} \end{bmatrix} [P]^{-1} [L]^{-1} \begin{bmatrix} E_E \cos(\omega t + \varphi_1) \\ E_F \cos(\omega t + \varphi_2) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 5.40}$$

En utilisant le modèle de défauts développé sous MATLAB-Simulink, nous avons calculé les courants (normaux et en court-circuit), la vitesse ainsi que le couple avant et après la présence des court-circuits dans les phases C et F. Les résultats de la simulation sont montrés sur la figure 5.23. Nous avons remarqué qu'à l'instant de la présence du court-circuit, une très forte chute du couple apparaît, dont la valeur minimale tombe même en-dessous de zéro. Ceci amène aussi une décroissance de la vitesse.

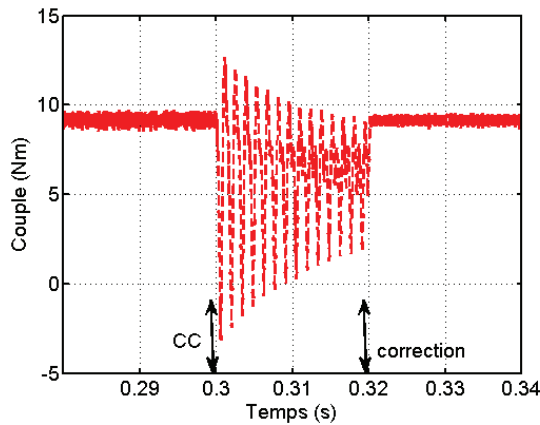
Afin de compenser la chute du couple moyen et l'augmentation de l'ondulation de couple, nous pouvons appliquer la méthode utilisée précédemment lorsqu'une phase est en court-circuit. Après avoir appliqué la correction II, nous avons remarqué que, en négligeant le couple de détente, le couple instantané peut être maintenu et il ne sera quasiment pas influencé par la présence de court-circuit.



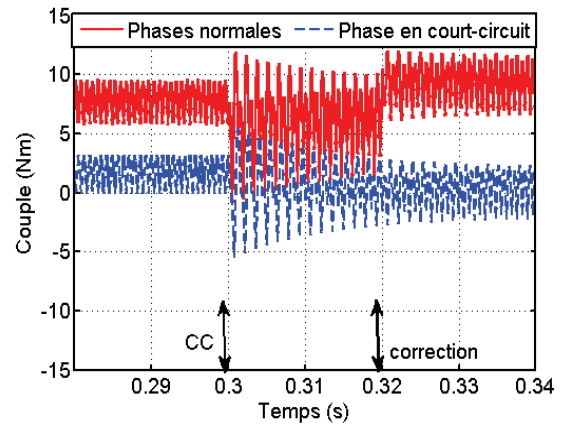
(a) courants I_C et I_F



(b) vitesse



(c) couple total



(d) couples dus aux phases saines et aux phases en court-circuit

Figure 5.23 Caractéristiques de la MCF hexa-phasée avant et après les court-circuits des deux phases adjacentes. Ici, la compensation II est appliquée.

Les courants obtenus par le modèle de défauts sont aussi utilisés dans le modèle numérique pour calculer numériquement le couple avant et après la présence des court-circuits dans les phases E et F. Les résultats numériques sont montrés sur la figure 5.24. Après la correction II, une forte amélioration du couple moyen ainsi que de l'ondulation de couple est observée. La valeur moyenne de couple après la correction II est légèrement inférieure à celle de couple en mode sain, ce qui est principalement dû à la saturation magnétique dans le modèle EF 2D.

5.3 Défaits sur le court-circuit des phases de la MCF hexa-phasée

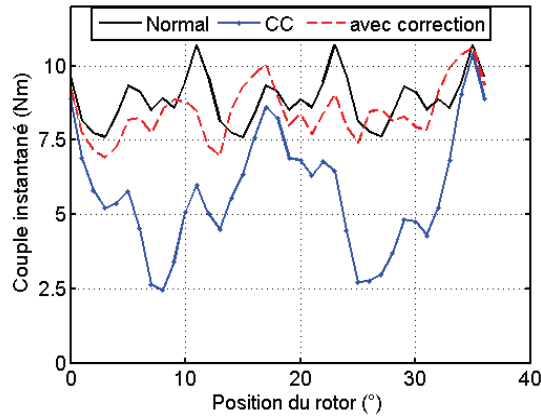


Figure 5.24 Couples instantanés de la MCF 12/10 hexa-phasée en cas normal, en court-circuit sans correction et en court-circuit avec correction II. Ici, deux phases sont en court-circuit.

Comme dans la partie précédente, il est important d'évaluer l'augmentation des pertes Joule après la présence de court-circuit ainsi qu'après l'application de la correction II. Pour le cas de deux phases en court-circuit, nous avons les expressions des pertes Joule comme indiquées dans l'éq. 5.41. En cas de court-circuit, si nous ne prenons pas de mesure pour compenser l'influence de court-circuit, les pertes Joule augmentent légèrement par rapport à celles avec une phase en court-circuit (de 64,5 W pour une phase en court-circuit à 69 W pour deux phases en court-circuit). Ceci est principalement dû au défluxage de la phase D sur la phase E (de $I_E = 6$ A en cas normal à $I_E = 7$ A en cas de court-circuit). Par contre, après l'application de la correction II, une très forte augmentation des pertes Joule est observée, dont la valeur est quasiment trois fois plus élevée que celle en cas normal. Nous devons donc faire très attention lorsque nous appliquons la correction II en cas de deux phases adjacentes en court-circuit : les températures des bobines peuvent dépasser la limite acceptable et les isolants pourraient être endommagés.

$$\begin{cases}
 P_J = 6RI_{eff}^2 = 57 \text{ W} & \text{Mode sain} \\
 P_J = 4RI_{eff}^2 + R\left(\frac{I_E}{\sqrt{2}}\right)^2 + R\left(\frac{I_F}{\sqrt{2}}\right)^2 = 69 \text{ W} & \text{CC sans correction} \\
 P_J = 2RI_{eff}^2 + R\left(\frac{I_E}{\sqrt{2}}\right)^2 + R\left(\frac{I_F}{\sqrt{2}}\right)^2 + R\left(\frac{I_B}{\sqrt{2}}\right)^2 + R\left(\frac{I_C}{\sqrt{2}}\right)^2 = 157 \text{ W} & \text{CC avec correction II}
 \end{cases} \quad \text{Eq. 5.41}$$

Au niveau de l'onduleur, il n'est pas plus exigeant que celui pour une phase en court-circuit, car le courant maximal ici est quasiment identique à celui en cas d'une phase en court-circuit. Nous n'allons donc pas le détailler ici.

5.3.2.2 Deux phases non-adjacentes et non-opposées (D et F) en court-circuit

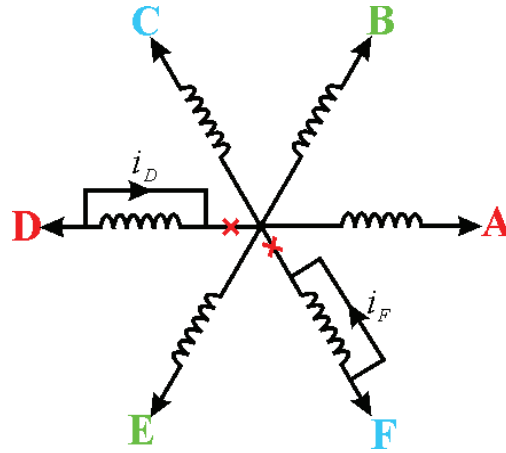


Figure 5.25 Diagramme vectoriel du courant en cas de deux phases (D et F) en court-circuit.

Dans un premier temps, nous pouvons prendre les phases D et F en court-circuit comme exemple (figure 5.25). Le modèle électrique s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} e_D + R_0 i_D + L_0 \frac{di_D}{dt} + M_0 \frac{di_C}{dt} + M_0 \frac{di_E}{dt} = v_D = 0 \\ e_F + R_0 i_F + L_0 \frac{di_F}{dt} + M_0 \frac{di_A}{dt} + M_0 \frac{di_E}{dt} = v_F = 0 \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} e_D = p\Omega \frac{d\Phi_{0D}}{d\theta_e} \\ e_F = p\Omega \frac{d\Phi_{0F}}{d\theta_e} \end{cases} \quad \text{Eq. 5.42}$$

Sachant qu'il n'y a quasiment pas de couplage magnétique direct entre la phase D et la phase F, nous pouvons donc résoudre les deux équations indépendamment, par la méthode similaire à celle dans la partie sur une phase en court-circuit. Après la résolution analytique, les expressions finales des courants de court-circuit en régime permanent s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} i_D(t) = -\frac{\omega \chi_1}{\sqrt{R_0^2 + (L_0 \omega)^2}} \cos\left(\omega t + \frac{5\pi}{6} - \varphi - \varphi_1\right) \\ i_F(t) = -\frac{\omega \chi}{\sqrt{R_0^2 + (L_0 \omega)^2}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \varphi - \varphi_1\right) \end{cases} \quad \text{Eq. 5.43}$$

Comme nous l'avons étudié précédemment, si nous voulons maintenir le couple électromagnétique et la vitesse de la machine inchangés, nous devons augmenter les courants dans les phases A et C. Puisque le courant de la phase A va augmenter le flux dans la phase F tandis que le courant de la phase C va contribuer à la diminution du flux de la phase D, nous allons donc observer un courant de la phase F plus élevé que celui de la phase D. La vérification est donnée sur la figure 5.26, après l'augmentation du courant dans les phases D et F, nous avons remarqué que la croissance du courant de court-circuit dans la phase F est plus forte que celle de la phase D [figure 5.26 (a)]. En raison de cette différence entre les courants de court-circuit dans les phases D et F, les courants normaux dans les phases A et C eux aussi seront légèrement différents [figure 5.26 (b)]. Cette différence dépend de la valeur de l'inductance

5.3 Défaits sur le court-circuit des phases de la MCF hexa-phasée

mutuelle, plus l'inductance mutuelle est élevée, plus cette différence est grande et *vice-versa*. Le couple et la vitesse avant et après la correction en cas de court-circuit de deux phases non-opposées et non-adjacentes sont similaires aux résultats montrés sur la figure 5.23 (b) et (c). Les pertes Joule dues à la présence de court-circuit et la correction sont similaires à l'éq. 5.43.

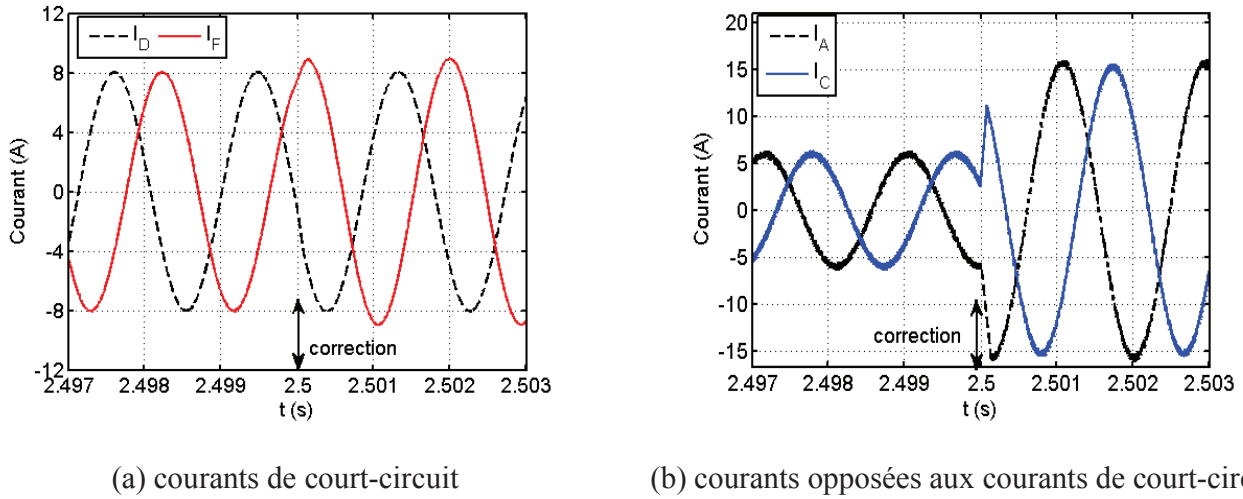


Figure 5.26 Courants en cas de court-circuit et après la correction II.

5.3.2.3 Deux phases opposées (C et F) en court-circuit

Parmi les défauts sur deux phases en court-circuit, le pire des cas est lorsque deux phases opposées se mettent en court-circuit [figure 5.27 (a)]. Comme nous avons vu pour deux phases opposées ouvertes, pour compenser la chute du couple moyen et l'augmentation de l'ondulation de couple, nous devons non seulement augmenter deux fois les amplitudes des courants dans les phases saines mais aussi faire varier les phases de certains courants normaux.

Pour simplifier, nous allons négliger les inductances mutuelles et les résistances, nous pouvons constater qu'en cas de deux phases opposées en court-circuit, le couple résistant dû aux courants de court-circuit est deux fois plus élevé que celui d'une phase en court-circuit, dont la valeur instantanée en fonction du temps s'écrit comme suit :

$$C_{CC}(t) = \frac{i_F(t)e_F(t)}{\Omega} + \frac{i_C(t)e_C(t)}{\Omega} = -\frac{\Phi_{max}^2}{L_0} \cos\left(2\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad Eq. 5.44$$

Comme nous avons vu dans la partie 5.2.2.3 sur deux phases opposées ouvertes, nous allons augmenter deux fois les amplitudes de tous les courants. Ensuite, nous déplaçons les courants des phases A et E vers la phase F en injectant la différence $[i_\Delta(t)]$ de courant de court-circuit entre $i_C(t)$ et $i_F(t)$ dans ces deux courants [figure 5.27 (b)].

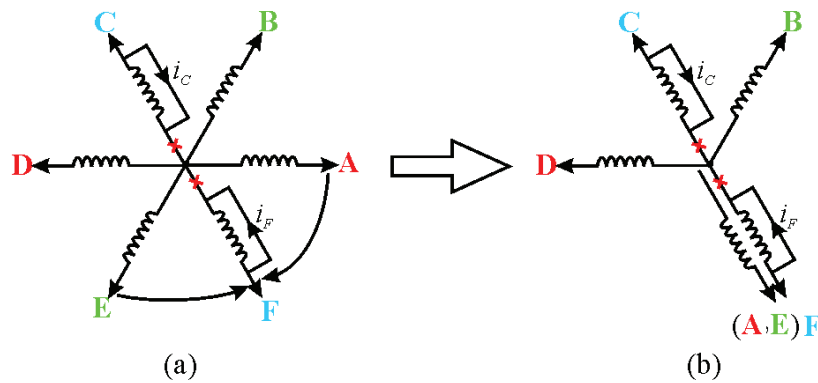


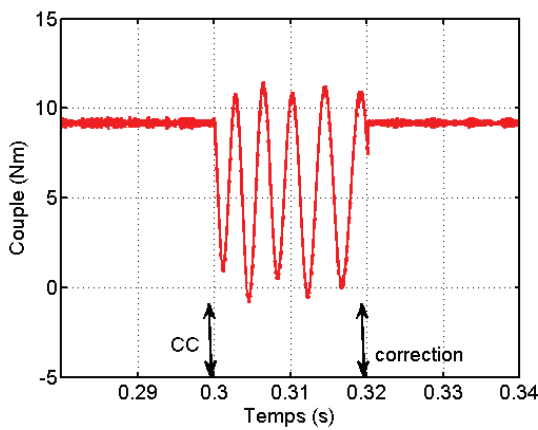
Figure 5.27 Diagramme vectoriel du courant en cas de deux phases (C et F) en court-circuit.

Puisque nous avons négligé les inductances mutuelles et les résistances, nous pouvons donc obtenir la différence des courants de court-circuit comme suit :

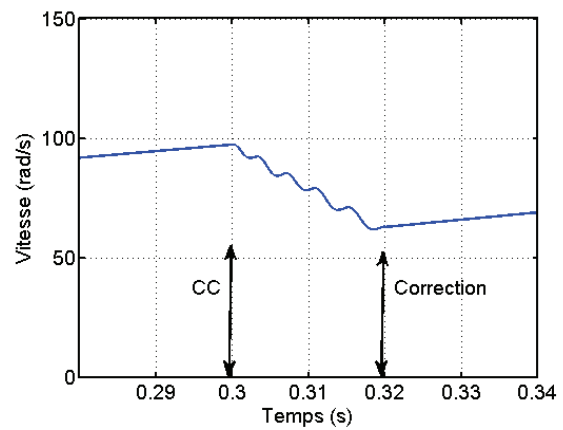
$$i_{\Delta}(t) = -\frac{2\Phi_{max}}{L_0} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) = I_{\Delta} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) \quad Eq. 5.45$$

Le couple produit par cette composante dans les phases A et E s'écrit comme ci-dessous :

$$\begin{aligned} C_{\Delta}(t) &= \frac{i_{\Delta}(t)e_A(t)}{\Omega} + \frac{i_{\Delta}(t)e_E(t)}{\Omega} \\ &= I_{\Delta} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) \left[E_{max} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) + E_{max} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{8\pi}{6}\right) \right] \\ &= \frac{\Phi_{max}^2}{L_0} \cos\left(2\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \end{aligned} \quad Eq. 5.46$$



(a) couple total



(b) vitesse

Figure 5.28 Caractéristiques de la MCF hexa-phasée avant et après le court-circuit de deux phases adjacentes. Ici, la compensation II est appliquée.

5.3 Défaits sur le court-circuit des phases de la MCF hexa-phasée

En comparant les résultats obtenus par l'éq. 5.44 et l'éq. 5.46, nous pouvons constater que le couple résistant dû aux courants de court-circuit peut être compensé complètement. Pour vérifier ceci, nous avons réalisé les simulations à l'aide de MATLAB-Simulink. Les résultats numériques sont illustrés à la figure 5.28. Nous avons remarqué qu'après la correction II, le couple instantané est quasiment identique à celui sans la présence de défauts.

Même si la méthode dans cette partie est très efficace du point de vue des compensations du couple moyen et de l'ondulation de couple, il faut noter qu'après la correction II, l'augmentation des courants est très forte (figure 5.29). Ceci va amener une forte croissance des pertes Joule ainsi qu'une forte évolution des températures. Les pertes Joule pour deux phases opposées ouvertes, dont les valeurs avant et après la correction II sont données par l'éq. 5.47. Nous avons remarqué qu'après la correction II, les pertes Joule ont augmenté quasiment de 8 fois par rapport au cas normal. Si nous négligeons les pertes fer, l'augmentation de la température sera proportionnelle à la croissance des pertes Joule. Ainsi, nous pouvons prédire qu'après la correction II, la différence entre la température maximale au point chaud de la machine et la température ambiante va aussi augmenter environ 8 fois. Ceci pourrait être destructif pour les isolants de la machine, il est donc essentiel de faire un compromis entre la compensation du couple moyen et la limitation de la température pour différentes applications.

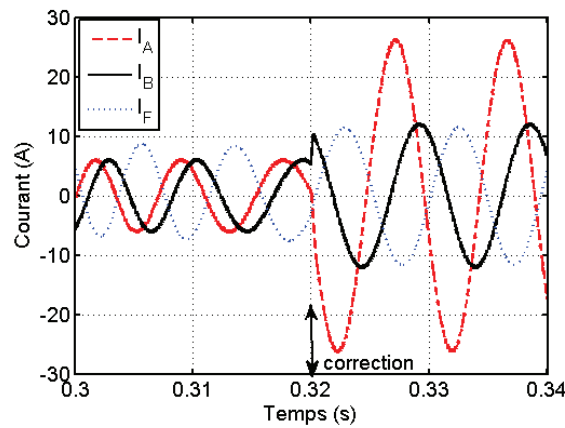


Figure 5.29 Courants avant et après la correction en cas de deux phases opposées en court-circuit.

$$\begin{cases}
 P_J = 6RI_{eff}^2 = 57 \text{ W} & \text{Mode sain} \\
 P_J = 4RI_{eff}^2 + R\left(\frac{I_C}{\sqrt{2}}\right)^2 + R\left(\frac{I_F}{\sqrt{2}}\right)^2 = 73 \text{ W} & \text{CC sans correction} \\
 P_J = 2R(2I_{eff})^2 + R\left(\frac{I_C}{\sqrt{2}}\right)^2 + R\left(\frac{I_F}{\sqrt{2}}\right)^2 + R\left(\frac{I_A}{\sqrt{2}}\right)^2 + R\left(\frac{I_E}{\sqrt{2}}\right)^2 = 492 \text{ W} & \text{CC avec correction II}
 \end{cases} \quad \text{Eq. 5.47}$$

5.3.3 Trois phases en court-circuit

Dans la MCF triphasée avec redondance, lorsqu'une phase de l'étoile principale est en court-circuit et si la contrainte du niveau de l'ondulation de couple est forte, il est fortement conseillé de court-circuiter

toutes les autres phases de l'étoile principale. Ainsi, le défaut est symétrique et le niveau de perturbation sur le couple et sur la vitesse peuvent être limité au minimum. Le problème ici est l'échauffement de la machine, car les pertes Joule dans ce cas seront les plus élevées. Ainsi, si nous appliquons cette stratégie de commande, nous devons nous assurer qu'après cette manipulation, la température maximale au point chaud ne dépasse pas la limite maximale acceptable des matériaux isolants. En se basant sur cette théorie, nous allons dans la suite étudier un cas de trois phases en court-circuit, parmi elles, il n'y a pas deux phases opposées. En tant qu'exemple, nous avons pris les phases B, D et F en court-circuit pour les études suivantes. Ceci est similaire à la MCF 12/10 redondante avec simple couche, dont les trois phases principales sont en court-circuit. La différence est que, dans la MCF 12/10 redondante avec simple couche, la somme des courants appartenant à la même étoile est nulle. Tandis que dans la MCF 12/10 hexa-phasée, nous n'avons pas cette contrainte.

Sachant que les trois phases B, D et F sont quasiment indépendantes, c'est-à-dire qu'il n'y a pas de couplage magnétique entre les trois phases en court-circuit, nous négligeons les inductances mutuelles et les résistances, nous pouvons obtenir les expressions en régime permanent des courants de court-circuit de ces trois phases:

$$\begin{cases} i_B(t) = -\frac{\Phi_{max}}{L_0} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_D(t) = -\frac{\Phi_{max}}{L_0} \cos(\omega t) \\ i_F(t) = -\frac{\Phi_{max}}{L_0} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad Eq. 5.48$$

En connaissant les FEM de ces trois phases, nous pouvons établir l'expression du couple résistant dû aux courants de court-circuit:

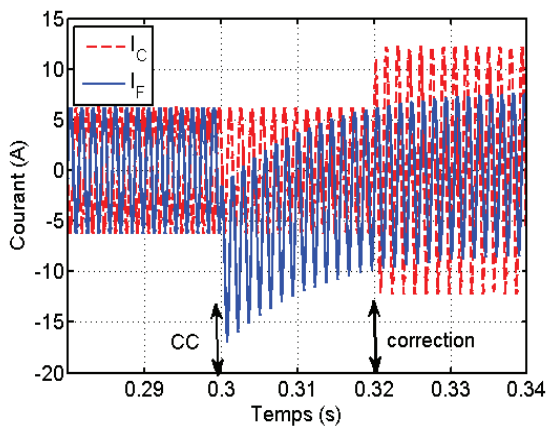
$$\begin{aligned} C_{CC}(t) &= \frac{i_B(t)e_B(t)}{\Omega} + \frac{i_D(t)e_D(t)}{\Omega} + \frac{i_F(t)e_F(t)}{\Omega} \\ &= \left\{ -\frac{\Phi_{max}^2}{2L_0} \cos\left(2\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) - \frac{\Phi_{max}^2}{2L_0} \cos\left(2\omega t + \frac{9\pi}{6}\right) - \frac{\Phi_{max}^2}{2L_0} \cos\left(2\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \right\} \quad Eq. 5.49 \\ &= 0 \end{aligned}$$

D'après l'eq. 5.49, nous pouvons constater qu'en négligeant les inductances mutuelles et les résistances, après le court-circuit des phases B, D et F, le couple dû aux courants de court-circuit est quasiment nul. Ainsi, pour compenser l'influence de ces trois courants en court-circuit, théoriquement, nous n'avons besoin que d'augmenter deux fois les courants normaux (correction I) comme dans la partie 5.2.3.1. Pour vérifier ceci, nous avons effectué des simulations analytiques et numériques, dont les résultats sont illustrés à la figure 5.30 et à la figure 5.31. Nous avons remarqué qu'après la correction I , le couple instantané est effectivement identique à celui sans défauts. La différence légère entre le couple normal et le couple après

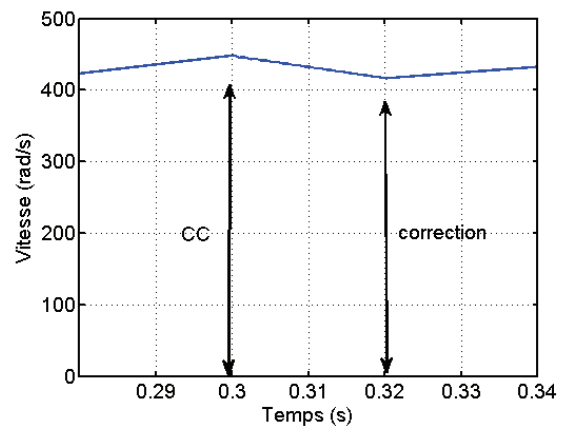
5.3 Défaits sur le court-circuit des phases de la MCF hexa-phasée

la correction I est principalement due aux inductances mutuelles et aux résistances. Celles-ci rendent la valeur moyenne du couple résistant non nulle. Ainsi, une chute légère de couple instantané après la correction I est observée à la figure 5.30.

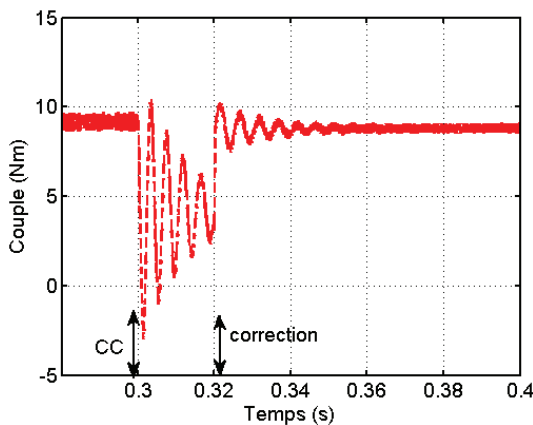
Nous avons aussi remarqué qu'après le court-circuit et qu'avant la correction I , l'ondulation de couple est très forte. Ceci est dû au régime transitoire des courants de court-circuit, dont les ondes ne sont pas encore tout à fait sinusoïdales.



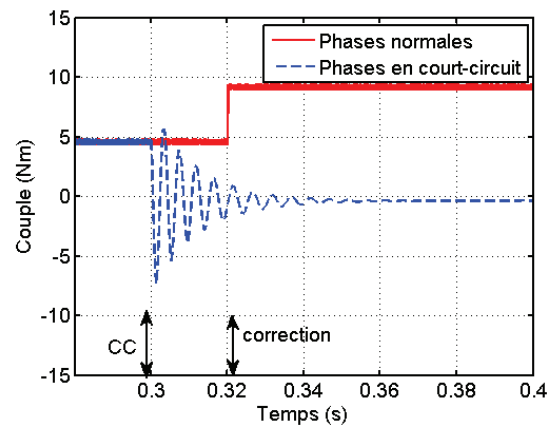
(a) courants I_C et I_F



(b) vitesse



(c) couple total



(d) couples dus aux phases saines et aux phases en court-circuit

Figure 5.30 Caractéristiques de la MCF hexa-phasée avant et après le court-circuit des trois phases. Ici, la correction I est appliquée.

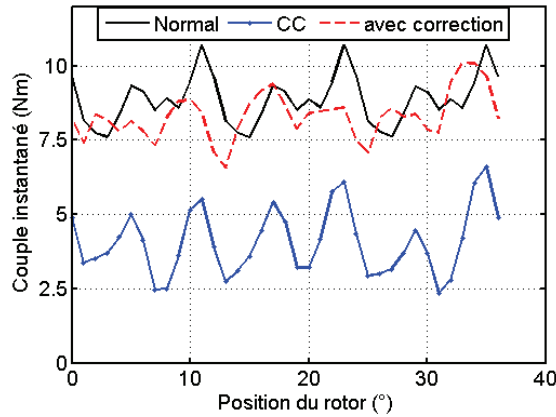


Figure 5.31 Couples instantanés de la MCF 12/10 hexa-phasée en cas normal, de trois phases en court-circuit sans correction I. Ici, trois phases en court-circuit.

Dans la suite, nous allons mener les études sur l'augmentation des pertes Joule après la correction I. Les expressions des pertes Joule pour différentes situations sont données ci-dessous :

$$\begin{cases}
 P_J = 6RI_{eff}^2 = 57 \text{ W} & \text{Mode sain} \\
 P_J = 3RI_{eff}^2 + R \left(\frac{I_B}{\sqrt{2}} \right)^2 + R \left(\frac{I_D}{\sqrt{2}} \right)^2 + R \left(\frac{I_F}{\sqrt{2}} \right)^2 = 79,5 \text{ W} & \text{CC sans correction} \\
 P_J = 3R(2I_{eff})^2 + R \left(\frac{I_B}{\sqrt{2}} \right)^2 + R \left(\frac{I_D}{\sqrt{2}} \right)^2 + R \left(\frac{I_F}{\sqrt{2}} \right)^2 = 165 \text{ W} & \text{CC avec correction II}
 \end{cases} \quad \text{Eq. 5.50}$$

Nous remarquons qu'après la correction I, les pertes Joule ont augmenté quasiment de 3 fois par rapport au cas normal.

En comparaison avec le cas d'une phase en court-circuit et après la correction II, le cas des trois phases en court-circuit a des pertes Joule 50% plus élevées. Au niveau thermique, cette augmentation des pertes Joule peut causer quasiment 50% d'augmentation de la température. Ainsi, pour des applications critiques où la température ambiante est élevée, cette augmentation peut être destructive pour les isolants ou les aimants permanents. Par contre, pour des applications dont la marge de température est assez large, nous pouvons appliquer la méthode mentionnée au début de cette partie, c'est-à-dire lorsqu'une phase (F) de la machine hexa-phasée est en court-circuit, nous court-circuitons les deux autres phases (B et D), de manière à ce que la machine soit la plus équilibrée possible. Du point de vue mécanique, ceci est avantageux, car si nous appliquons la correction II pour une phase en court-circuit comme dans la partie 5.3.1, nous aurons un courant dans la phase C quasiment 2 fois plus élevé que les autres courants. Ce déséquilibre de courant va provoquer un déséquilibre de la force normale.

Pour la MCF hexa-phasée en présence de court-circuit, il est possible de trouver un compromis entre les performances mécaniques et thermiques. De toute manière, ceci est relativement souple, nous pouvons appliquer différentes méthodes de correction pour les différentes applications.

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes consacrés aux études des défauts d'une machine à commutation de flux (MCF) hexa-phasée avec simple couche. Un convertisseur de type pont complet est utilisé pour alimenter les six phases. L'avantage de ce type de convertisseur est que nous pouvons contrôler indépendamment chaque phase. Ceci nous permet d'avoir plus de degrés de liberté pour réagir en présence de défauts. Certes cet onduleur est coûteux, mais son étude nous offre toutes les possibilités de la reconfiguration de l'alimentation pour palier aux nombreux défauts.

La première partie est consacrée aux défauts se traduisant par l'ouverture des phases, le nombre de phases ouvertes varie d'un jusqu'à trois. En cas des ouvertures des phases, trois différents cas sont étudiés : deux phases adjacentes, deux phases opposées et deux phases non-adjacentes et non-opposées sont ouvertes. Pour différents types d'ouvertures de phases, nous avons proposé différentes méthodes de correction telles qu'augmenter les courants normaux ou déplacer les courants normaux vers les phases ouvertes. Les résultats de simulations à l'aide de MATLAB-Simulink ont montré la bonne efficacité de ces méthodes de correction proposées. Des modèles de défauts basés sur la méthode des EF 2D sont aussi mis en œuvre. Les résultats numériques ont vérifié la validité des résultats analytiques obtenus par les simulations.

Des études sur les variations des pertes Joule après les corrections sont aussi réalisées, dont les résultats ont montré qu'après les corrections, de fortes augmentations des pertes Joule sont souvent observées. Pour les défauts des ouvertures des phases, il est très important de faire un compromis entre l'augmentation de couple moyen, la diminution de l'ondulation de couple et la limitation de la température. Ceci dépend des différentes exigences des applications.

La deuxième partie est consacrée aux études en présence de court-circuit des phases de la MCF hexa-phasée. Comme les études sur les ouvertures des phases, dans cette partie, le nombre de phases en court-circuit varie d'un à trois. Contrairement aux défauts des ouvertures des phases, en cas de la présence de court-circuit, nous devons à la fois compenser la chute du couple moyen due à la perte des phases et l'augmentation de l'ondulation de couple due au couple résistant produit par les courants de court-circuit. Nous avons remarqué que la sévérité de la présence de court-circuit est plus élevée que celle des ouvertures des phases. Afin de minimiser l'influence de la présence de court-circuit sur le couple moyen et sur l'ondulation de couple, en plus de la méthode proposée pour les ouvertures des phases, nous avons injecté des composantes de courant dans les phases saines, dont les valeurs instantanées sont égales à celles des courants de court-circuit. Ces courants injectés ont été prédits analytiquement et vérifiés par des simulations.

En cas de court-circuit, après la correction, une forte augmentation des pertes Joule est observée. Par rapport aux cas des phases ouvertes, cette augmentation est plus élevée. Ceci est dû au fait que l'augmentation des pertes Joule due à la fois à l'augmentation des courants normaux ainsi que des courants de court-circuit. Parmi les cas de court-circuit, le plus sévère est le court-circuit de deux phases opposées. Pour compenser ce court-circuit, les pertes Joule ont augmenté quasiment de 8 fois par rapport au cas

normal.

Par rapport à la MCF 12/10 triphasée avec redondance, la fiabilité de la MCF 12/10 hexa-phasée est plus élevée. En effet, pour la MCF 12/10 triphasée avec redondance, en cas de deux phases opposées ouvertes ou en court-circuit, elle ne peut plus fonctionner normalement. Tandis que pour la MCF 12/10 hexa-phasée, il est possible d'utiliser les autres phases saines pour compenser les défauts dus à ces deux phases en court-circuit. De plus, en cas normal, pour produire le même couple moyen, la MCF hexa-phasée aura moins de pertes Joule, dont la valeur est quasiment égale à la moitié de celle de la MCF 12/10 triphasée avec redondance.

Chapitre 6.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale. Dans ce mémoire sont présentés des travaux portant sur les modélisations électromagnétiques et thermiques sur cycle de fonctionnement ainsi que des études du fonctionnement en mode dégradé des machines électriques à rotor passif pour des applications critiques : haute température ambiante, environnement extrême (humide, sale, etc.).

Une analyse de la littérature sur les particularités et les difficultés des machines électriques utilisées pour des applications critiques est mise en œuvre. Des comparaisons entre ces machines en termes de caractéristiques électromagnétiques, thermiques et mécaniques ainsi que du point de vue de la fiabilité sont réalisées dans le **deuxième chapitre**. Compte tenu des exigences et des contraintes de notre application [Variable Stator Vane (VSV)], nous avons choisi la machine à réluctance variable (MRV) et la machine à commutation de flux (MCF) pour les études visées dans ce mémoire en raison de leurs structures simples et de leurs hautes densités volumiques du couple. De part la double saillance des deux structures, une attention toute particulière a donc été accordée aux calculs de la conductivité thermique équivalente (radiale et axiale) dans les encoches statoriques et du coefficient de convection dans l'entrefer pour des modélisations thermiques transitoires sur cycle de fonctionnement. Pour finir, nous avons passé en revue les différents types de défauts dans les machines électriques et les différentes méthodes (la structure multi-moteur, la structure redondante ou la structure polyphasée) pour renforcer leur fiabilité en cas de défauts.

Une étude des Machines à Réluctance Variable (MRV) triphasées et de leurs développements est mise en œuvre dans le **troisième chapitre**. Une comparaison basée sur la méthode EF 2D est tout d'abord

réalisée entre deux MRV (inductances propres et mutuelles, couple moyen et ondulation de couple). La première MRV, avec une distribution classique du bobinage et la seconde MRV, non-conventionnelle, avec une distribution du bobinage suivant la séquence $A+A_B+B_C+C_A+A_B+B_C+C$ (+ : conducteur entrant, - : conducteur sortant). Ce faisant, nous avons observé une augmentation importante des inductances mutuelles dans la MRVNC, qui représentent la moitié des inductances propres. En revanche, dans la MRVC, les inductances mutuelles sont négligeables devant les inductances propres. Si nous adaptons le mode (courants créneaux ou sinusoïdaux) d'excitation des trois phases, ces inductances mutuelles apportent une contribution importante dans la production du couple moyen. Concernant l'alimentation avec des courants créneaux, à faible densité de courant, l'augmentation de l'angle de conduction (de 120° à 180°) de la MRVC augmente son couple moyen tandis qu'à haute densité de courant, le couple moyen diminue à cause de la saturation magnétique. Par contre, pour la MRVNC, le couple moyen augmente avec la croissance de l'angle de conduction sur toute la plage des densités de courant, elle a aussi une caractéristique moins sensible à la saturation magnétique. Pour l'alimentation avec des courants sinusoïdaux, sur toute la plage de la densité de courant, la MRVNC peut produire toujours plus de couple moyen mais avec un niveau d'ondulation de couple plus élevé, particulièrement pour des faibles densités de courant.

Pour minimiser l'ondulation de couple de la MRVNC, nous avons adopté une modification géométrique en insérant une zone entaillée triangulaire dans chaque pôle du rotor. Grâce à ce changement, les dérivés des inductances (propres et mutuelles) ne chutent plus simultanément vers zéro, et les ondulations de couple peuvent être diminuées quasiment dans un rapport cinq. En plus de meilleures performances électromagnétiques, la MRVNC s'adapte aussi mieux aux applications à haute température ambiante. En effet, les résultats numériques obtenus par les modèles des pertes instantanées (pertes Joule et pertes fer) sur cycle montrent que, pour un même cycle de fonctionnement, les pertes fer (statoriques et rotoriques) et les pertes Joule pour la MRVNC sont plus faibles que celles de la MRVC. Sachant que les pertes fer et Joule sont les sources de chaleur principales dans une machine électrique, nous avons donc modéliser analytiquement (réseau de résistances thermiques) et numériquement (EF 2D), les évolutions du champ des températures sur cycle de fonctionnement. En raison de ses plus faibles pertes, l'augmentation de la température de la MRVNC est plus faible que celle de la MRVC. Les tests expérimentaux ont été réalisés afin de valider les modèles analytiques et numériques, et un bon accord est observé entre les résultats expérimentaux et calculés. Cependant, par rapport à l'exigence du cahier des charges de l'application VSV, l'évolution de la température au point chaud de la MRVNC sur un cycle est encore trop élevée.

Pour des raisons de fiabilité, la redondance doit être prise en compte, c'est-à-dire que nous ne pouvons utiliser qu'une moitié de la machine en mode sain, ce qui va encore dégrader les performances thermiques de la MRV. Ainsi, malgré les bonnes performances électromagnétiques de la MRVNC, elle ne peut malheureusement pas répondre au cahier des charges de l'application VSV et donc n'a pas fait l'objet d'une étude approfondie dans ce mémoire.

La machine à commutation de flux (MCF) triphasée 12/10 a un couple volumique relativement élevé par rapport à celui des MRV. Ceci signifie que, pour avoir un même couple moyen, la MCF a moins de pertes Joule et donc théoriquement moins d'augmentation des températures (si nous considérons que les pertes

fer et mécaniques sont identiques pour les machines concernées). Ainsi, dans le **quatrième chapitre**, avant d'aborder les problèmes de défauts, nous avons tout d'abord effectué les mêmes études que celles pour les MRV sur les pertes fer et Joule ainsi que les évolutions des températures sur cycle de la MCF 12/10 (2×3 phases) avec redondance pour s'assurer qu'elle puisse répondre au cahier des charges de VSV. Les résultats analytiques et numériques ont montré que la température maximale sur cycle de fonctionnement est en dessous de la température maximale admissible pour les matériaux isolants. Ces résultats analytiques et numériques ont également été validés par des tests expérimentaux. Ainsi, du point de vue thermique, la MCF avec redondance peut répondre au cahier des charges de l'application VSV.

Afin de mieux comprendre le fonctionnement d'une MCF en mode dégradé, nous avons mis en place, sous MATLAB-Simulink, des modèles de défauts d'une MCF 12/10 sans redondance en tenant compte des court-circuits partiels d'une phase, de deux phases ainsi que ceux entre phases (deux phases). Pour les différents types de court-circuit, à faible vitesse, la variation des pourcentages du nombre de spires en court-circuit n'ont pas une influence importante sur les amplitudes du courant de court-circuit. Par contre, à haute vitesse, plus le nombre de spires en court-circuit est faible, plus les amplitudes des courants de court-circuit sont élevées. Ainsi, le pire des cas est théoriquement une seule spire en court-circuit, où l'amplitude du courant de court-circuit est maximale. Quant à la vitesse et au couple électromagnétique, sur toute la plage de vitesse, les chutes et les ondulations de la vitesse et du couple augmentent avec la croissance du nombre de spires en court-circuit et le même phénomène est observé pour les courants dans les spires saines. Par rapport au court-circuit partiel des deux phases, pour le même nombre de spires en court-circuit, la chute de la vitesse en cas de court-circuit partiel entre phases (deux phases) est plus faible.

Pour augmenter la fiabilité d'une machine, la redondance est appliquée pour obtenir une MCF 12/10 redondante, elle a trois phases connectées en étoile formant la partie principale et les autres trois phases formant une autre étoile redondante. Cette structure est très efficace pour des défauts comme l'ouverture des phases, car nous pouvons ouvrir toutes les phases principales et alimenter les phases redondantes et la continuité du fonctionnement de la machine est assurée. Pourtant, pour les court-circuits dans des phases, comme mentionné précédemment, même avec l'ouverture des phases, les phases en court-circuit produisent encore des courants de court-circuit qui perturbent les autres phases saines, particulièrement pour les machines avec hautes inductances mutuelles. Ainsi, afin d'analyser l'influence d'un court-circuit sur les courants dans les phases saines, sur la vitesse et sur le couple ainsi que sur les évolutions des températures, un modèle de défaut sur une phase principale en court-circuit de la MCF 12/10 avec redondance est mis en place sous MATLAB-Simulink. Les courants dans les phases saines et celui en court-circuit obtenus par les simulations sont utilisés dans un modèle électromagnétique (EF 2D) pour calculer les pertes Joule et les pertes fer statoriques et rotoriques. Celles-ci servent dans des modèles thermiques statiques 3D analytiques (réseau de résistances thermiques) et numériques (EF) à calculer les évolutions des températures. Les résultats ont montré qu'afin de maintenir le couple et la vitesse constants en cas du court-circuit, les pertes Joule et les températures ont été augmentées considérablement tandis que les pertes fer restent quasiment inchangées. Ce couplage entre les modèles de défaut et les modèles électromagnétiques et thermiques nous permet de calculer l'évolution des températures en cas de défaut.

Pour analyser l'influence des paramètres (les inductances propres et mutuelles, l'angle de défluxage et

les courants dans les phases saines, etc.) sur les courants de court-circuit, une comparaison entre les MCF 12/10 redondantes avec double couche et simple couche est mise en œuvre. Les résultats analytiques et expérimentaux ont montré qu'avec le même nombre de spires sur une phase, les inductances propres, l'inductance L_d et l'inductance L_q de la MCF avec simple couche sont quasiment deux fois plus élevées mais avec des inductances mutuelles quasiment deux fois plus faibles que celles de la MCF avec double couche. Par conséquent, les couplages magnétiques entre les phases de la MCF avec simple couche sont plus faibles, en cas de court-circuit, les phases en défaut influencent peu les phases saines. De plus, le courant de court-circuit et le couple résistant produit par les phases en court-circuit sont plus faibles. Afin de maintenir le couple total moyen inchangé, l'augmentation des courants dans les phases saines est également plus faible. D'autres paramètres tels que les courants dans les phases saines, l'angle de défluxage et les inductances mutuelles sur les courants de court-circuit sont aussi étudiées. Nous avons trouvé que les courants dans les phases saines influencent très peu les amplitudes des courants de court-circuit. Quant à l'angle de défluxage, son influence sur les amplitudes des courants de court-circuit dépend de l'inductance mutuelle, plus l'inductance mutuelle est élevée, plus cette influence est forte.

Dans le **cinquième chapitre**, en raison de l'avantage de la structure simple couche, nous nous sommes donc consacrés aux études des défauts d'une MCF hexa-phasée avec simple couche. Un convertisseur de type pont complet hexa-phasé est utilisé pour alimenter la machine. Ceci nous permet de contrôler indépendamment chaque phase et d'avoir plus de possibilités de reconfiguration de l'alimentation pour palier aux nombreux défauts. Nous avons modélisé deux catégories de défauts (court-circuit et circuit-ouvert) sous MATLAB-Simulink et ANSYS (EF 2D). Pour différents nombres de phases ($n \leq 3$) ouvertes, nous avons proposé différentes méthodes telles qu'augmenter les amplitudes des courants dans les phases saines ou alimenter les phases saines avec les courants des phases ouvertes (courants avant les ouvertures des phases). Pour différents nombres de phases ($n \leq 3$) en court-circuit, en plus des méthodes précédentes pour les circuits ouverts, nous devons encore injecter des composantes de courant dans les phases saines, dont les valeurs instantanées sont égales à celles des courants de court-circuit. La difficulté majeure de cette méthode est de calculer analytiquement les courants de court-circuit instantanés. Les résultats analytiques et numériques ont montré la bonne efficacité de ces méthodes, elles peuvent à la fois maintenir le niveau de couple moyen inchangé et minimiser l'ondulation de couple en présence de différents défauts.

Des études sur les variations des pertes Joule après les corrections pour différents types de défauts sont aussi réalisées, les résultats ont montré qu'après les corrections, de fortes augmentations des pertes Joule sont souvent observées. Sachant que les pertes Joule sont dans certains sens l'image de l'augmentation de la température, cette augmentation des pertes Joule peut engendrer un dépassement de la température maximale admissible des matériaux isolants. Ainsi, pour différents types de défauts, il est important de faire un compromis entre l'augmentation du couple moyen, la diminution de l'ondulation de couple et la limitation de la température. Ceci dépend des différentes exigences de nos applications.

Perspectives. Un premier couplage entre les modèles de défauts, les modèles électromagnétiques et les modèles thermiques a été proposé dans le quatrième chapitre. Ceci nous a permis de prédire l'évolution des températures en présence des défauts dans une machine électrique. Ces modèles couplés ont donné tout leur sens dans la conception pour applications critiques en démontrant notamment que certaines machines conçues en mode sain ne pourraient satisfaire au cahier des charges en cas de défauts. Pourtant, nous sommes conscient que ce couplage reste très limité, car nous avons supposé que les résistances électriques d'une phase, des champs rémanents des aimants permanents sont indépendants des variations des températures. Ceci n'est pas le cas dans la vraie machine, parce que la résistance (R) augmente et le champ rémanent (Br) diminue avec la croissance de la température (figure 6.1). Généralement, en cas de défauts (circuit ouvert ou court-circuit), nous devons augmenter les courants dans les phases saines pour maintenir le niveau du couple moyen, qui va augmenter les pertes Joule et les températures. Par conséquent, la résistance va elle aussi augmenter tandis que le champ rémanent va diminuer. L'augmentation de la résistance va augmenter les pertes Joule et les températures tandis que la diminution du champ rémanent nécessite des courants d'induit plus élevés pour maintenir le couple moyen, engendrant là encore des pertes Joule additionnelles.

Pour éviter l'endommagement d'une machine en cas de défauts, un couplage des modèles (défauts, électromagnétiques et thermiques) est nécessaire pour prédire les influences des défauts sur les variations des températures et *vice-versa*. Les détails de ces modèles couplés sont illustrés à la figure 6.1, sur laquelle les modèles thermiques transitoires (EF 2D, Réseau de résistances thermiques) et les modèles pour calculer les pertes fer et Joule sur cycle de fonctionnement sont similaires à ceux étudiés à la figure 3.36. Les valeurs du champ rémanent en fonction de la température [$Br(T)$] peuvent être obtenues par les caractéristiques $B(H)$ des aimants permanents. Pour les résistances des phases (R), elles sont liées à la température par la relation :

$$R = R_0 \cdot [1 + \alpha \cdot (T - T_0)] \quad \text{Eq. 6.1}$$

Où T est la température à laquelle nous calculons la résistance R . T_0 et R_0 sont respectivement la température et la résistance de référence (nous prenons souvent la température ambiante) et α est la variation relative moyenne de résistivité par degré.

Les résistances sont utilisées dans les modèles de défauts pour calculer les courants sains et en défauts (amplitudes et phases). Avec les courants obtenus, les pertes Joule sur cycle peuvent être calculées. Les courants obtenus et le champ rémanent serviront aussi dans le modèle électromagnétique (EF 2D) pour calculer le couple moyen et les inductions (B) dans chaque élément de maillage, qui seront utilisés dans le modèle des pertes fer pour calculer les pertes fer en fonction du temps sur un cycle de fonctionnement. Ensuite, les pertes fer et Joule instantanées sur cycle sont utilisées dans les modèles thermiques transitoires pour calculer les évolutions des températures sur cycle de fonctionnement, qui nous permettent de recalculer les résistances et le champ rémanent pour de nouvelles températures.

Ces modèles couplés nous permettent de modéliser précisément le fonctionnement d'une machine en mode dégradé. Grâce à ceux-ci, nous pouvons enfin mettre en place des mesures de manière à protéger nos machines des défauts. Moyennant certaines modifications, la modélisation proposée pourra être utilisée pour de nombreuses applications critiques avec cycle de fonctionnement.

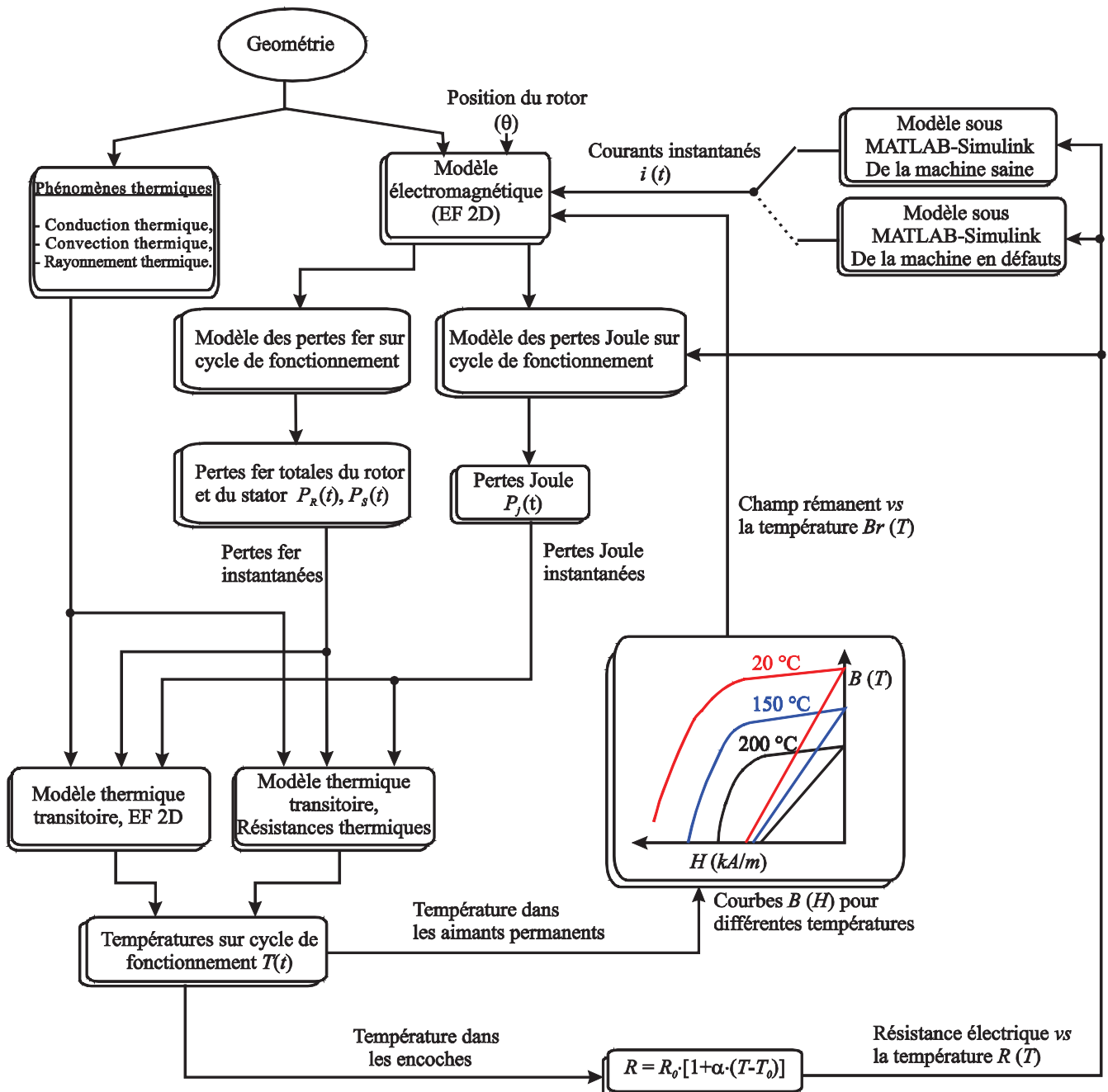


Figure 6.1 Organigramme montrant le détail du calcul des températures sur un cycle de fonctionnement en utilisant les modèles couplés (défauts, électromagnétiques et thermiques).

Bibliographie

- [1] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles," *Proc. IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 746-765, Apr. 2007.
- [2] M. Turner, "Switched reluctance drives: Technology, applications, operation & performance," in *2009 Motor, Drive & Automation Systems Conference*, Orlando, Florida, 2009.
- [3] T. J. E. Miller, *Switched Reluctance Motors and Their Control*. Oxford, U.K: Magna Physics and Clarendon, 1993.
- [4] J. P. Lecointe, "Etude et réduction active du bruit d'origine magnétique des MRVDS," Université d'Artois, Thèse de doctorat 2003.
- [5] F. C. Lin and S. M. Yang, "An Approach to Producing Controlled Radial Force in a Switched Reluctance Motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, p. 2137 – 2146, Aug. 2007.
- [6] X. Mininger, "Réduction des vibrations des machines à réluctance variable à l'aide d'actionneurs piézoélectriques," SATIE, ENS-Cachan, Cachan, France, Thèse de doctorat 2005.
- [7] R. S. Colby, F. Mottier, and T. J. E. Miller, "Vibration modes and acoustic noise in a 4-phase switched reluctance motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 6, pp. 1357-1364, Nov/Dec 1996.
- [8] C. Picod, "Conception d'alternateurs automobiles en tenant compte du comportement vibro-acoustique," Satie ENS-Cachan, Cachan, France, Thèse de doctorat 1999.
- [9] F. Camus, "Modélisation des phénomènes vibratoires des machines à réluctance variable à double saillance. Influence de l'alimentation.," Satie, ENS-Cachan, Cachan, France, Thèse de doctorat 1997.
- [10] M. GABSI, A. D. VRIES, M. L. PINCART, Y. BONNASSIEUX, M. LECRIVAIN, and C. PLASSE, "Sine wave current feeding of doubly salient switched reluctance machines. Application to the car starter generator," in *proceeding of ICEM'04*, Cracow, Poland, 5-8 Sep. 2004.
- [11] L. Morel, H. Fayard, H. Vives Fos, A. Galindo, and G. Abba, "Study of ultra high speed switched reluctance motor drive," in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, 2000*, 2000, pp. 87-92.
- [12] D. Ishak, Z.Q. Zhu, and D. Howe, "Comparison of PM brushless motors, having either all teeth or alternate teeth wound," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 1, pp. 95- 103, March 2006.
- [13] B. K. Bose, "A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 24, no. 6, pp. 987-997, Nov/Dec 1988.
- [14] Y. AMARA, "Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation Application au véhicule hybride," SATIE, ENS-Cachan, Cachan, France, Thèse de doctorat 2001.

- [15] A. Binder, T. Schneider, and M. Klohr, "Fixation of buried and surface mounted magnets in high-speed permanent magnet synchronous motors," in *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, 2-6 Oct. 2005, pp. 2843-2848.
- [16] R. Sami, K. Jere, I. Jouni, and A. Antero, "Interdependence of Demagnetization, Loading, and Temperature Rise in a Permanent-Magnet Synchronous Motor," *IEEE Trans. on Mag.*, vol. 46, no. 3, pp. 949-953, March 2010.
- [17] K. Nakamura, J. Yoshida, and O. Ichinokura, "A novel high power permanent magnet reluctance generator using ferrite magnet," in *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09*, 8-10 Sept. 2009, pp. 1-8.
- [18] R. P. Deodhar, S. Andersson, I. Boldea, and T. J. E. Miller, "The flux-reversal machine: a new brushless doubly-salient permanent-magnet machine," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 4, pp. 925-934, Jul/Aug Jul/Aug 1997.
- [19] Z. Q. Zhu, Y. Pang, D. Howe, S. Iwasaki, R. Deodhar, and A. Pride, "Analysis of electromagnetic performance of flux-switching permanent magnet machines by non-linear adaptive lumped parameter magnetic circuit model," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 11, p. 4277-4287, Nov. 2005.
- [20] 10 kW motor of Honda Insight hybride. (2009, Apr.) jalopnik Corporation. [Online]. <http://www.google.fr/images?q=10+kW+motor+of+Honda+Insight>
- [21] F.B. Chaaban, T.S. Birch, D. Howe, and P.H. Mellor, "Topologies for a permanent magnet generator/speed sensor for the ABS on railway freight vehicles," in *Fifth International Conference on (Conf. Publ. No. 341) Electrical Machines and Drives, 1991*, 11-13 Sep 1991, pp. 31-35.
- [22] A. Chen, R. Nilssen, and A. Nysveen, "Investigation of a three-phase flux-switching permanent magnet machine for downhole applications," in *2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 6-8 Sept. 2010, pp. 1-5.
- [23] Y. Bertin, "Refroidissement des machines électriques tournantes," *Techniques de l'ingénieur*, mai 1999.
- [24] L. Alberti and N. Bianchi, "A Coupled Thermal-Electromagnetic Analysis for a Rapid and Accurate Prediction of IM Performance," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 10, pp. 3575-3582, Oct. 2008.
- [25] J. Nerg, M. Rilla, and J. Pyrhönen, "Thermal Analysis of Radial-Flux Electrical Machines With a High Power Density," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 10, pp. 3543-3554, OCT. 2008.
- [26] A. M. EL-Refaie, N. C. Harris, T. M. Jahns, and K. M. Rahman, "Thermal Analysis of Multibarrier Interior PM Synchronous Machine Using Lumped Parameter Model," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 19, no. 2, pp. 303-309, June 2004.
- [27] A. Boglietti, A. Cavagnino, D. Staton, M. Shanel, M. Mueller, and C. Mejuto, "Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 871-882, Mar. 2009.

- [28] D. G. Dorrell, "Combined Thermal and Electromagnetic Analysis of Permanent-Magnet and Induction Machines to Aid Calculation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 10, pp. 3566-3574, Oct. 2008.
- [29] M. F. Momen and I. Husain, "Design and Performance Analysis of a Switched Reluctance Motor for Low Duty Cycle Operation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 6, pp. 1612-1618, Sep./Oct. 2005.
- [30] H. Rouhani, J. Faiz, and C. Lucas, "Lumped thermal model for switched reluctance motor applied to mechanical design optimization," *Journal of Mathematical and Computer Modelling*, vol. 45, no. 5-6, pp. 625-638, March 2007.
- [31] R. Glises, R. Bernard, D. Chamagne, and J. M. Kauffmann, "Equivalent Thermal Conductivities for Twisted Flat Windings," *J. Phys. III France*, vol. 6, no. 10, pp. 1389 - 1401, Octobre 1996.
- [32] A. Boglietti, A. Cavagnino, and D. Staton, "Determination of Critical Parameters in Electrical Machine Thermal Models," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 4, pp. 1150-1159, July-aug. 2008.
- [33] FLUX. [Online]. Available: www.cedrat.com.
- [34] Y. Fang Chen, "Modélisation thermique des moteurs asynchrones en vue de la réalisation d'un outil CAO," Université de Rouen, Thèse 1994.
- [35] W. M. ROHSENOW and J. P. HARTNETT, *Handbook of Heat Transfer*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1985.
- [36] D. Staton, A. Boglietti, and A. Cavagnino, "Solving the More Difficult Aspects of Electric Motor Thermal Analysis in Small and Medium Size Industrial Induction Motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 3, pp. 620-628, Sept. 2005.
- [37] D.A. Staton, "Thermal computer aided design-advancing the revolution in compact motors," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001*, Boston, USA, 2001, pp. 858-863.
- [38] Y. Bertin, "Refroidissement des machines électriques tournantes. études paramétriques," *Techniques de l'ingénieur*, nov 2006.
- [39] G.-I. Taylor, "Stability of a viscous liquid contained between two rotating cylinders," *Philosophy Trans. Roy. Soc. London*, p. 223–289, 1923.
- [40] J.-F. Trigeol, Y. Bertin, and P. Lagonotte, "Thermal modeling of an induction machine through the association of two numerical approaches," *IEEE Tran. Energy Convers.*, vol. 21, no. 2, pp. 314- 323, June 2006.
- [41] C. Gazley, "Heat transfer characteristics of rotating and axial flow between concentric cylinders," *Trans. ASME, J. Heat Transf.*, vol. 114, pp. 589-597, Aug. 1992.
- [42] T. Hayase, J. A. C. Humphrey, and R. Greif, "Numerical calculation of convective heat transfer between rotating coaxial cylinders with periodically embedded cavities," *Journal of Heat Transfer*,

vol. 114, no. 13, pp. 589-597, Aug. 1992.

- [43] A. Ziouchi, "Contribution à l'analyse et à la modélisation des échanges convectifs dans un entrefer de moteur électrique fermé," Université de Poitiers, Thèse 1996.
- [44] F. Tachibana and S. Fukui, "convective heat transfer of the rotational and axial flow between two concentric cylinders," *Bulletin of J. S. M. E.*, vol. 7, no. 26, pp. 385-391, 1964.
- [45] S. R. M. Gardiner and R. H. Sabersky, "Heat transfer in an annular gap," *International Journal of Heat and Mass Transfer*, vol. 21, no. 12, pp. 1459-1466, Dec. 1978.
- [46] F.P. Incropera and D.P. Dewitt, "Introduction to Heat Transfer," , New York, 2002.
- [47] M. A. Valenzuela and J. A. Tapia, "Heat transfer and thermal design of finned frames for TEFC variable-speed motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 10, p. 3500–3508, Oct. 2008.
- [48] C. Micallef, S. J. Pickering, K. A. Simmons, and K. J. Bradley, "Improved cooling in the end region of a strip-wound totally enclosed fan-cooled induction electric machine," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 10, p. 3517–3524, Oct. 2008.
- [49] P. K. Vong and D. Rodger, "Coupled Electromagnetic–Thermal Modeling of Electrical Machines," *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 39, no. 3, pp. 1614-1617, May 2003.
- [50] Jinxin Fan et al., "Thermal Analysis of Permanent Magnet Motor for the Electric Vehicle Application Considering Driving Duty Cycle," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 6, pp. 2493-2496, June 2010.
- [51] N. Ertugrul, W. Soong, G. Dostal, and D. Saxon, "Fault tolerant motor drive system with redundancy for critical applications," in *Power Electronics Specialists Conference, IEEE 33rd Annual*, 2002, pp. 1457- 1462.
- [52] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns, and S. E. Schulz, "Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 4, pp. 1108- 1116, July 2004.
- [53] Jin Huang, Min Kang, Jia-qiang Yang, Hai-bo Jiang, and Dong Liu, "Multiphase machine theory and its applications," in *International Conference on Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008*, 17-20 Oct. 2008, pp. 1-7.
- [54] E. Levi, "Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1893-1909, May 2008.
- [55] N. Ertugrul, W.L. Soong, S. Valtenbergs, and H. Chye, "Investigation of a fault tolerant and high performance motor drive for critical applications," in *Proceedings of IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology, 2001. TENCN.*, 2001, pp. 542-548.
- [56] M. Dai Prè, "Analysis and design of Fault-Tolerant Drives," University of Padova, Thèse de doctorat 2008.
- [57] M.-A. Shamsi-Nejad, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, "Fault tolerant

- and minimum loss control of double- star synchronous machines under open phase conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, p. 1956–1965, may 2008.
- [58] M. Barcaro, N. Bianchi, and F. Magnussen, "Analysis and Tests of a Dual Three-Phase 12-Slot 10-Pole Permanent-Magnet Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 6, pp. 2355-2362, Nov.-Dec. 2010.
- [59] A. M. El-Refaie and T. M. Jahns, "Impact of Winding Layer Number and Magnet Type on Synchronous Surface PM Machines Designed for Wide Constant-Power Speed Range Operation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 1, pp. 53-60, March 2008.
- [60] W. Zhao, M. Cheng, W. Hua, and H. Jia, "A redundant flux-switching permanent magnet motor drive for fault-tolerant applications," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08*, 2008, pp. 1-6.
- [61] G. J. Li, X. Ojeda, S. Hlioui, E. Hoang, M. Gabsi, and C. Balpe, "Comparative Study of Switched Reluctance Motors Performances for Two Current Distributions and Excitation Modes," in *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009. IECON '09*, Porto, Portugal, 3-5 Nov. 2009, pp. 4047-4052.
- [62] G. J Li, X. Ojeda, E. Hoang, M. Gabsi, and M. Lécivain, "A New Method of Current Density Distribution for Switching Reluctance Machine to Increase Average output Torque," in *PCIM*, Shanghai, CHINA, JUNE,2009.
- [63] Ahn Jin-Woo, Oh Seok-Gyu, Moon Jae-Won, and Hwang Young-Moon, "A three-phase switched reluctance motor with two-phase excitation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 5, pp. 1067-1075, Sep./Oct. 1999.
- [64] X. Ojeda, X. Mininger, M. Gabsi, and M. Lecrivain, "Sinusoidal Feeding for Switched Reluctance Machine: Application to Vibration Damping," in *ICEM 2008*, Vilamoura, Portugal, Sep. 2008.
- [65] K. M. Rahman and S. E. Schulz, "Design of high-efficiency and high-torque-density switched reluctance motor for vehicle propulsion," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 6, pp. 1500-1507, Nov./Dec. 2002.
- [66] S. Sadeghi, R. Sadeghi, and M. Sadeghi, "Dynamic performance of a switched reluctance motor for propulsion systems," in *2006 IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 23-26 May 2006, p. 1419 – 1424.
- [67] C. C. Chan, "Low-Cost Electronic-Controlled Variable-Speed Reluctance Motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE-31, no. 1, p. 95 – 100, Feb. 1987.
- [68] M. Krishnamurthy, C. S. Edrington, A. Emadi, P. Asadi, M. Ehsani, B. Fahimi , "Making the case for applications of switched reluctance motor technology in automotive products," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 3, p. 659 – 675, May 2006.
- [69] T. J. E. Miller, "Optimal design of switched reluctance motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 1, pp. 15-27, Feb. 2002.

- [70] C. Picod, M. Besbes, F. Camus, and M. Gabsi, "Influence of stator geometry upon vibratory behaviour and electromagnetic performances of switched reluctance motors," in *1997 Eighth International Conference on Electrical Machines and Drives (Conf. Publ. No. 444)*, 1-3 Sep 1997, pp. 69-73.
- [71] S. Ayari, M. Besbes, M. Lecrivain, and M. Gabsi, "Effects of the airgap eccentricity on the SRM vibrations," in *Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMDC '99*, May 1999, pp. 138-140.
- [72] M. Gabsi, F. Camus, T. Loyau, and J. -L. Barbry, "Noise reduction of switched reluctance machine," in *Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMDC '99*, May 1999, pp. 263-265.
- [73] J. -W. Ahn, S. -J. Park, and D. -H. Lee, "Hybrid excitation of SRM for reduction of vibration and acoustic noise," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 51, no. 2, p. 374 – 380, Apr. 2004.
- [74] C. Pollock and C.-Y. Wu, "Acoustic noise cancellation techniques for switched reluctance drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 2, p. 477 – 484, Mar./Apr. 1997.
- [75] M. S. Islam and J. Husain, "Torque-ripple minimization with indirect position and speed sensing for switched reluctance motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 5, p. 1126 – 1133, Oct. 2000.
- [76] A. M. Stankovic, G. Tadmor, Z. J. Coric, and I. Agirman, "On torque ripple reduction in current-fed switched reluctance motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 1, p. 177 – 183, Feb. 1999.
- [77] A. V. Radun, "Design considerations for the switched reluctance motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 5, p. 1079 – 1087, Sept.-Oct. 1995.
- [78] Seok-Gyu Oh and R. Krishnan, "Two-Phase SRM With Flux-Reversal-Free Stator: Concept, Analysis, Design, and Experimental Verification," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 5, pp. 1247-1257, Sept.-oct. 2007.
- [79] E.C. Lovelace, T.M. Jahns, T.A. Keim, and J.H. Lang, "Mechanical design considerations for conventionally laminated, high-speed, interior PM synchronous machine rotors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 3, pp. 806-812, May-June 2004.
- [80] D. M. Ionel, M. Popescu, M. I. McGilp, T. J. E. Miller, S. J. Dellinger, R. J. Heideman, , "Computation of Core Losses in Electrical Machines Using Improved Models for Laminated Steel," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 6, pp. 1554-1564, Nov./Dec. 2007.
- [81] N. Sadowski, M. Lajoie-Mazenc, J. P. A. Bastos, M. V. Ferreira da Luz, and P. Kuo-Peng, "Evaluation and Analysis of Iron Losses in Electrical. Machines Using the Rain-Flow Method," *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 36, no. 4, pp. 1923-1926, July 2008.
- [82] E. Hoang, A. H. Ben-Ahmed, and J. Lucidarme, "Switching flux permanent magnet polyphased synchronous machines," in *in Proc. 7th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, 1997, p. 903–908.
- [83] B. VASEGHI, "CONTRIBTUION A L'ETUDE DES MACHINES ELECTRIQUES EN PRESENCE DE DEFAUT ENTRE-SPIRES: Modélisation-Réduction du courant de défaut," Institut National

Polytechnique de Lorraine (INPL), Nancy, Thèse de doctorat 12/2009.

- [84] M. Rosu, J. Saitz, and A. Arkkio, "Hysteresis model for finite-element analysis of permanent-magnet demagnetization in a large synchronous motor under a fault condition," *IEEE Trans.on Mag.*, vol. 41, no. 6, pp. 2118- 2123, June 2005.
- [85] E.C. Lovelace, T.M. Jahns, and J.H. Lang, "A saturating lumped-parameter model for an interior PM synchronous machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 3, pp. 645-650, May/Jun 2002.
- [86] Y.S. Chen, Z.Q. Zhu, and D. Howe, "Calculation of DQ-axis inductances of PM brushless ac machines accounting for skew," in *Digests of the IEEE International Magnetics Conference, 2005. INTERMAG Asia 2005*, 4-8 April 2005, pp. 721- 722.

Chapitre 7. ANNEXE

7.1 Machine à réductance variable (MRV) et machine à commutation de flux (MCF) pour des tests expérimentaux

7.1.1 Prototype de la MRV et son banc d'essais pour des essais expérimentaux

Tableau 7.1 Paramètres de la MRV utilisée pour les essais expérimentaux

Nombre de dents statoriques	6
Nombre de dents rotoriques	4
Diamètre externe du stator (mm)	63
Diamètre externe du rotor (mm)	34
Longueur active (mm)	61
Epaisseur de l'entrefer (mm)	0,4
Coefficient de remplissage	0,3
Matériau magnétique	Fe-Si 3,5%

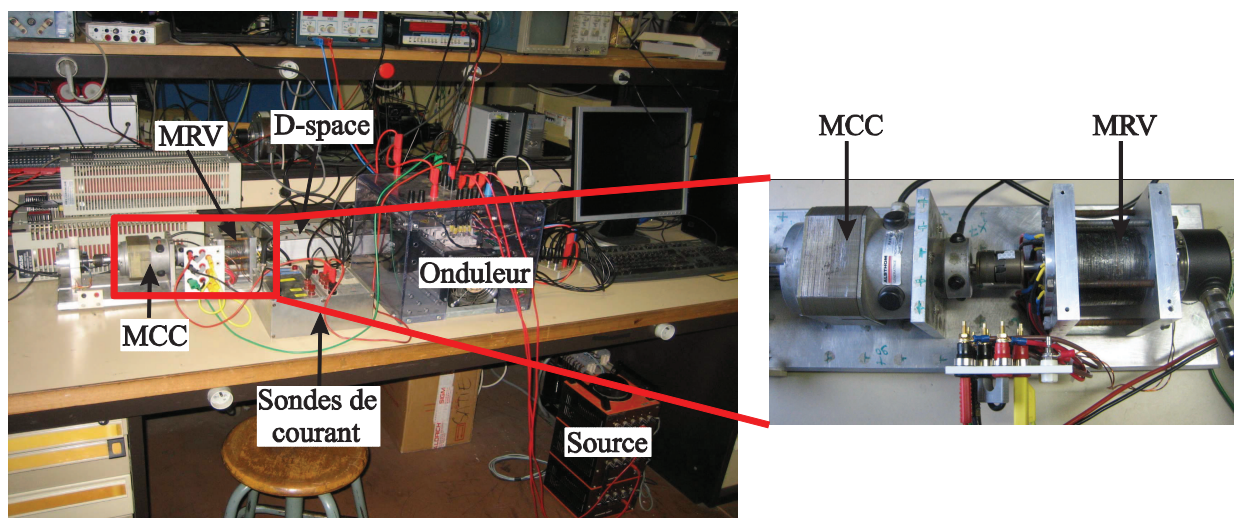
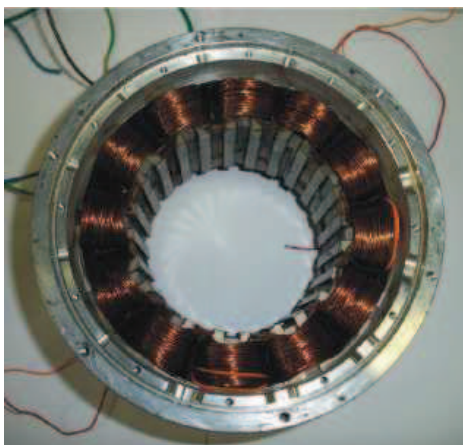


Figure 7.1 Prototype pour les essais des deux MRV.

7.1.2 Prototypage de la MCF pour des essais expérimentaux

Tableau 7.2 Paramètres de la MCF 12/10 pour les vérifications expérimentales

	MCF 12/10 (prototype)
Nombre de dents statoriques (N_s)	12
Nombre de dents rotoriques (N_r)	10
Rayon externe du stator ($R_{s\text{ext}}$)	77,2 mm
Rayon interne du stator ($R_{s\text{int}}$)	43,2 mm
Rayon externe du rotor ($R_{r\text{ext}}$)	43 mm
Épaisseur des aimants permanents (L_{aimant})	6 mm
Longueur active (L_a)	60 mm
Épaisseur de l'entrefer (e)	0,2 mm
Nombre de spires d'une dent (N)	100
Coefficient de remplissage (kb)	0,4
Champ rémanent (B_r) (200°C)	0,8T
Résistance d'une phase	1,06 Ω
Inductance propre	4,6 mH
Inductance mutuelle	2,18 mH
Flux à vide d'une phase	118 mWb
Moment d'inertie	1,8e ⁻³ kg·m ²
Coefficient de frottement	20e ⁻⁶ Nm·s



(a) stator



(b) rotor

Figure 7.2 Prototypage de la machine à commutation de flux (MCF) 12/10.

7.2 Calculs des inductances propres et mutuelles ainsi que celles dans l'axe d et dans l'axe q d'une machine à aimants permanents

7.2.1 Inductances propres et mutuelles

Avec chaque phase alimentée indépendamment avec des courants continus et en prenant en compte l'influence des aimants permanents, les inductances propres et mutuelles peuvent être calculées par :

$$\begin{cases} L_i = \frac{\Phi_i - \Phi_m}{I_i} \\ M_{ij} = \frac{\Phi_{ij} - \Phi_m}{I_j} \text{ et } i, j = A, B, C \text{ avec } i \neq j \end{cases} \quad \text{Eq. 7.1}$$

où

L_i	Inductance propre d'une phase,
M_{ij}	Inductance mutuelles entre phases,
I_i et I_j	Courant de trois phases,
Φ_m	Flux propre à vide d'une phase,
Φ_i	Flux de la phase A avec la phase A alimentée,
Φ_{ij}	Flux mutuel de la phase A avec la phase B alimentée.

7.2.2 Inductances dans l'axe d et dans l'axe q

Les trois phases d'une machine à aimants permanents sont généralement alimentées avec des courants sinusoïdaux. Par conséquent, en se basant sur la transformation de Park, le courant dans l'axe d (i_d) et le courant dans l'axe q (i_q) peuvent être obtenus. Afin de calculer les inductances dans l'axe d (L_d) et dans l'axe q (L_q), le rotor est maintenu tout d'abord à la position dans l'axe d , ensuite à celle dans l'axe q et les phases sont alimentées indépendamment avec le courant i_d et le courant i_q . Les expressions générales pour calculer L_d et L_q sont données :

$$L_d = \frac{\Phi_d(i_d, i_q, \theta)}{i_d} \text{ et } L_q = \frac{\Phi_q(i_d, i_q, \theta)}{i_q} \quad \text{Eq. 7.2}$$

Où Φ_d et Φ_q sont respectivement le flux dans l'axe d et dans l'axe q tandis que θ est la position du rotor. En négligeant la saturation croisée entre l'axe d et l'axe q , L_d et L_q peuvent être simplifiées par $\Phi_d = \Phi_d(i_d, \theta)$ et $\Phi_q = \Phi_q(i_q, \theta)$ [85], [86]. $\Phi_d(i_d, \theta)$ et $\Phi_q = \Phi_q(i_q, \theta)$ sont calculés par la méthode des EF 2D. Ceci sera détaillé dans la suite de cette partie.

Avec la transformation de Park, le courant i_d et le courant i_q peuvent être calculés à partir des courants

triphases comme suit :

$$[i_{sabc}] = \sqrt{\frac{3}{2}} T_{32} P(p\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} P(p\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad Eq. 7.3$$

Avec

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \text{ avec } T_{32}^t = T_{32}^{-1} \quad Eq. 7.4$$

$$P(p\theta) = \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & -\sin(p\theta) \\ \sin(p\theta) & \cos(p\theta) \end{bmatrix} \quad Eq. 7.5$$

$$\text{avec } P(-p\theta) = [P(p\theta)]^{-1} = [P(p\theta)]^t \text{ et } P(p\theta)' = P(p\theta)P(\pi/2)$$

Où p est le nombre de paires de pôle et θ est l'angle mécanique du rotor. De la même manière, nous pouvons aussi obtenir le flux dans l'axe d (Φ_d) et celui dans l'axe q (Φ_q) comme ci-dessous :

$$[\Phi_{sabc}] = \sqrt{\frac{3}{2}} T_{32} P(p\theta) \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} P(p\theta) \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} \quad Eq. 7.6$$

Sans tenir en compte le couple de détente, l'expression du couple électromagnétique s'établit donc comme ci-dessous :

$$\begin{aligned} C_{em} &= \left\{ \frac{3}{2} p \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}^t [P(p\theta)]^t T_{32}^t T_{32} P(p\theta) P\left(\frac{\pi}{2}\right) \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} p \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} -\Phi_q \\ \Phi_d \end{bmatrix} \right\} \\ &= \frac{3}{2} p (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \end{aligned} \quad Eq. 7.7$$

Avec

$$\Phi_d = L_d I_d + \widehat{\Phi}_f \text{ et } \Phi_q = L_q I_q \quad Eq. 7.8$$

Où $\widehat{\Phi}_f$ est le flux maximal à vide d'une phase dû aux aimants permanents. Nous pouvons obtenir l'expression finale du couple électromagnétique d'une machine à aimants permanents :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [\widehat{\Phi}_f I_q + (L_d - L_q) I_d I_q] \quad Eq. 7.9$$

Sans défluxage, il n'y aura pas de courant dans l'axe- d ($I_d = 0$) ni de couple réactant. Ainsi, l'expression

du couple devient comme ci-dessous :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \hat{\Phi}_f I_q \quad \text{Eq. 7.10}$$

Afin d'obtenir le courant I_q , nous avons :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2} IP(-p\theta) T_{32}^{-1} \begin{bmatrix} \cos(p\theta) \\ \cos(p\theta - 2\pi/3) \\ \cos(p\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 7.11}$$

Pour obtenir les inductances L_d et L_q , nous pouvons alimenter les trois phases de la machine avec des courants comme $I_a = I$, $I_b = -I/2$ et $I_c = -I/2$ et nous faisons tourner le rotor. Nous considérons que $p\theta = 0^\circ$ est la position dans l'axe d et $p\theta = \pi/2$ est la position dans l'axe q , en utilisant l'eq. 7.11, à la position dans l'axe d , nous avons les courants $I_d = \sqrt{2}I$ et $I_q = 0$ tandis qu'à la position dans l'axe q , nous avons les courants $I_d = 0$ et $I_q = \sqrt{2}I$. Avec l'eq. 7.8, nous pouvons déduire finalement les inductances dans l'axe d et dans l'axe q comme ci-dessous :

$$L_d = \frac{\hat{\Phi}_f - \Phi_d}{I_d} \quad \text{et} \quad L_q = \frac{\Phi_q}{I_q} \quad \text{Eq. 7.12}$$

7.3 Transformation d'une encoche cylindrique en forme rectangulaire

Les structures d'encoches des machines électriques sont souvent irrégulières pour améliorer leurs performances électromagnétiques. Par contre, pour les études thermiques, ces structures irrégulières des encoches augmentent beaucoup la difficulté des modélisations analytiques des encoches. Afin de surmonter cette difficulté et simplifier les calculs, la transformation de structure réelle (irrégulière) en structure régulière est donc nécessaire. Une méthode proposée dans [25], mais elle n'est malheureusement pas assez précise. Ceci pourrait causer des écarts importants entre les températures calculées et celles réelles. Car les conductivités thermiques équivalentes dans les encoches sont faibles, une mauvaise approximation pourrait donc amplifier les erreurs de calculs. Ainsi, des attentions spéciales doivent être accordées aux modélisations analytiques des encoches.

Nous allons dans la suite présenter une nouvelle méthode, qui nous permet de simplifier considérablement la modélisation analytique des encoches en maintenant la précision des calculs. Les structures réelle et régulière d'une machine à commutation de flux (MCF) 12/10 sont montrées sur la figure 7.3 et la méthode sera détaillée dans la suite de cette partie.

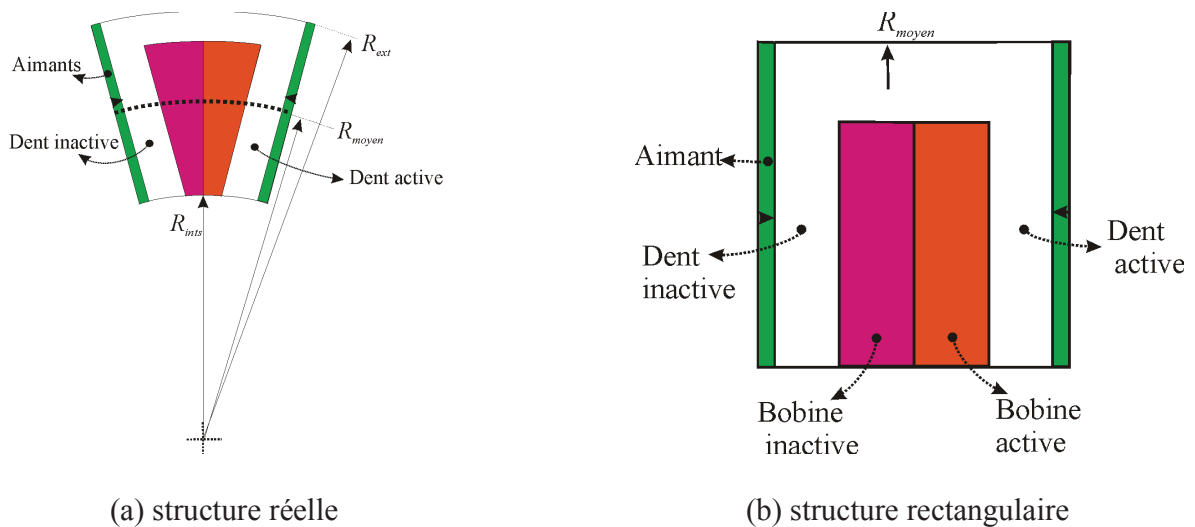


Figure 7.3 La transformation de la structure réelle de la MCF 12/10 en structure régulière (rectangulaire).

Puisque nous nous intéressons sur la modélisation des encoches, ainsi, pour simplifier, nous ne modélisons que la partie du stator. Ensuite, nous supposons que la surface de la vue en coupe, la surface bobinable, les largeurs et les hauteurs des dents statoriques ainsi que les largeurs et les hauteurs des aimants à la figure 7.3 (a) sont identiques à celles de la figure 7.3 (b). De plus, le rayon externe de la structure régulière [figure 7.3 (b)] est calculé par :

$$R_{moyen} = \frac{R_{ext} + R_{ints}}{2} \quad \text{Eq. 7.13}$$

Où

R_{moyen} : Le rayon moyen entre le rayon externe et celui interne du stator,

R_{ext} : Le rayon externe du stator,

R_{ints} : Le rayon interne du stator.

L'aire de la surface externe du stator après la transformation est calculée par :

$$S_{ext_reg} = 2\pi R_{moyen} \cdot L \quad Eq. 7.14$$

Afin de s'assurer que la source de chaleur est constante, nous avons aussi fixé l'aire de la surface de l'encoche. Puisque la largeur de l'encoche est fixée par les largeurs des dents, la hauteur de l'encoche est donc fixée automatiquement dans la structure régulière. Après la transformation, on remarque que la surface externe du stator est diminuée de $2\pi R_{ext} \cdot L$ à $2\pi R_{moyen} \cdot L$, et comme montré dans l'eq. 2.7, la résistance thermique due à la convection thermique à l'extérieur du stator est inversement proportionnelle à l'aire de la surface externe du stator, pour récompenser l'influence de la transformation sur l'évolution des températures, un coefficient de transformation (ε_{tr}) doit être appliqué :

$$\varepsilon_{tr} = \frac{S_{ext_reg}}{S_{ext_reel}} = \frac{R_{moyen}}{R_{ext}} \quad Eq. 7.15$$

Avec ε_{tr} , nous pouvons établir la relation entre la température maximale de la structure réelle et celle de la structure régulière comme suit :

$$T_{max_reel} = \varepsilon_{tr} \cdot T_{max_reg} \quad Eq. 7.16$$

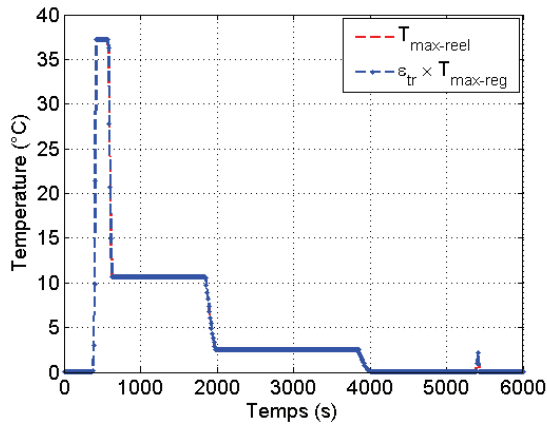
Une valeur est donnée comme $\varepsilon_{tr} = 0,786$ pour le cahier des charges de l'application VSV. Avec l'eq. 7.16, nous pouvons aussi déduire la relation entre les résistances obtenues à partir de la structure réelle (R_{reel}) et celles obtenues à partir de la structure régulière (R_{reg}) comme ci-dessous :

$$R_{reel} = \varepsilon_{tr} \cdot R_{reg} \quad Eq. 7.17$$

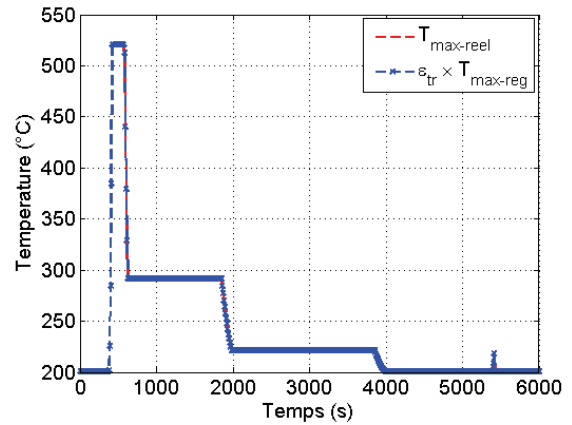
Afin de vérifier cette méthode, nous avons étudié deux cas, l'un est pour une température ambiante égale à zéro et le système de refroidissement est infiniment puissant, c'est à dire que le coefficient d'échange convectif h est infiniment élevé. L'autre est comme ce qui est donné dans le cahier des charges, soit la température ambiante est de 200°C et, le coefficient d'échange convectif est de $23 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-1}$. Il n'y a que **les bobines actives étant alimentée** et les pertes fer ne sont pas prises en compte dans les études en question. Ainsi les sources de chaleur sont des pertes Joule, qui sont en fonction du temps sur un cycle de fonctionnement, dont l'allure est montrée sur la figure 4.2.

Avec les pertes Joule données, nous avons obtenu les résultats numériques (EF 2D) des températures au point chaud (au milieu de l'encoche active) en fonction du temps pour les deux cas mentionnés

précédemment (figure 7.4).



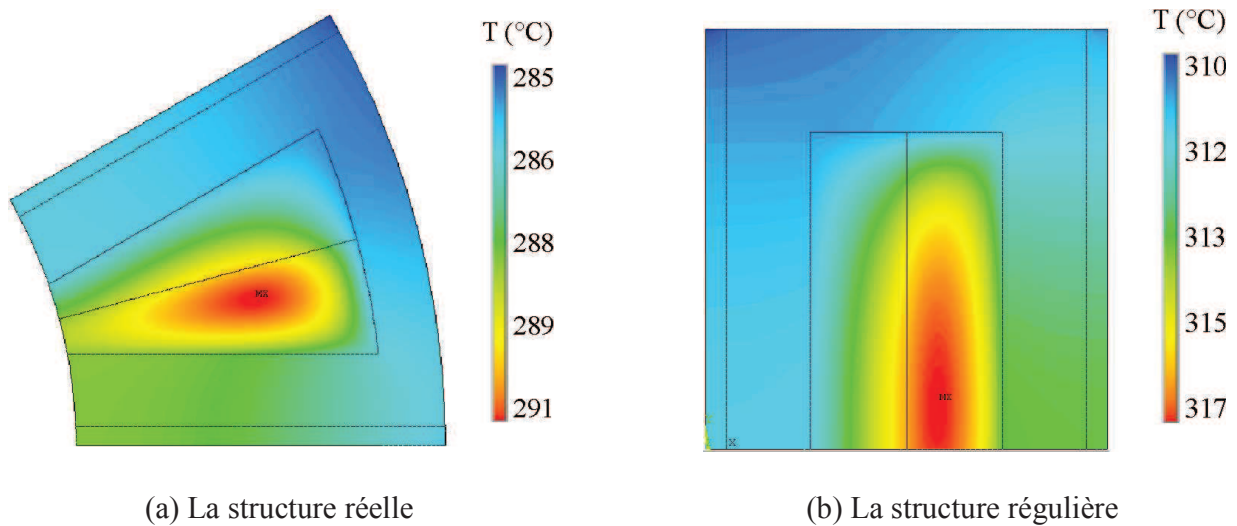
(a) h est infiniment élevé et la température ambiante est nulle



(b) h est de $23 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-1}$ et la température ambiante est de 200°C

Figure 7.4 Températures en fonction du temps sur un cycle de fonctionnement pour les deux cas mentionnés précédemment.

Les résultats obtenus à partir de la structure régulière est en bon concordance avec ceux obtenus à partir de la structure réelle. Notre méthode de transformation de structure est donc valable.



(a) La structure réelle

(b) La structure régulière

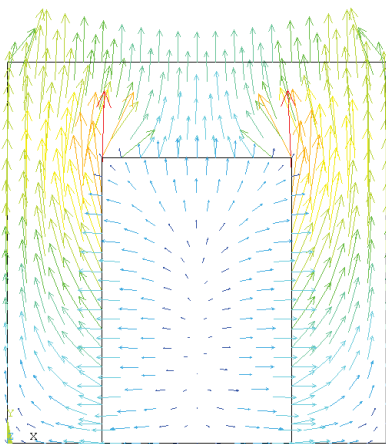
Figure 7.5 Les distributions de températures au point de 1000 secondes sur le cycle de fonctionnement pour les deux cas.

Sur la figure 7.5, aux 1000 secondes sur le cycle de fonctionnement, nous avons remarqué que les températures maximales dans les deux structures sont respectivement 291°C et 317°C , l'erreur entre les deux résultats peut être calculée par l'expression suivante :

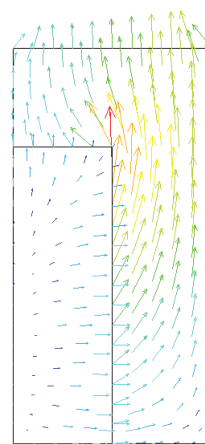
$$\epsilon = \left[\frac{\epsilon_{tr}(T_{\max_reg} - T_a) + T_a}{T_{\max_reel}} - 1 \right] \cdot 100\% \quad Eq. 7.18$$

Avec T_a la température ambiante. En appliquant les paramètres dans le cahier des charges, nous avons obtenu une erreur de 0,3%.

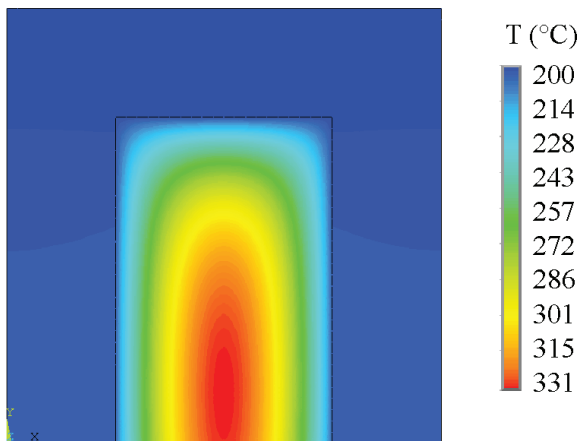
Pour les machines électriques étudiées, leurs structure sont souvent symétriques. Ce qui nous permet d'étudier une seule partie de la machine sans perdre la précision des calculs. Ceci est valable aussi bien pour le stator que pour le rotor. Ainsi, pour expliquer le principe et pour simplifier, nous n'allons étudier que le stator (figure 7.6).



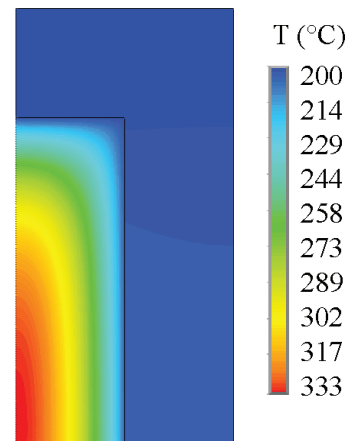
(a) distribution des flux thermiques de l'encoche entière



(b) distribution des flux thermiques de la demi-encoche



(c) distribution des températures de l'encoche entière



(d) distribution des températures de la demi-encoche

Figure 7.6 Les distributions des flux thermiques et des températures d'une encoche entière ainsi de la demi-encoche.

Dans une encoche, nous supposons que les matériaux sont homogènes et la valeur de conductivité thermique équivalente est de $0,85 \text{ W/m/K}$. Afin de concentrer nos études sur le stator, on a appliqué les conditions aux limites Neumann sur la surface interne du stator, c'est-à-dire il n'y a pas d'échange thermique entre le stator et l'entrefer et toutes les chaleurs thermiques sont évacuées vers l'extérieur de la machine où se trouve le système de refroidissement. Sur la figure 7.6 (a), on a vu que la distribution de flux thermique dans l'encoche est bien symétrique.

Comme mentionné précédemment, nous avons aussi divisé l'encoche par deux et on obtient la partie à étudier comme à la figure 7.6 (b). Nous avons remarqué que la trajectoire de flux thermique n'a pas changé par rapport à l'encoche entière. D'après la comparaison entre la figure 7.6 (c) et la figure 7.6 (d), on remarque que les températures aux différents points des deux structures sont quasiment identiques. Ainsi, nous pouvons conclure que cette méthode est valable, elle nous permet à la fois d'avoir une précision satisfaisante et de gagner un temps de calcul important surtout lorsque nous faisons l'optimisation par la méthode des EF d'une machine électrique.

Liste des publications

1. G. J. LI, X. OJEDA, E. HOANG, M. LECRIVAIN, M. GABSI, “A New Method of Current Density Distribution for Switching Reluctance Machine to Increase Average Output Torque,” *international Conference PCIM 2009*, June 2009, Shanghai, CHINA.
2. G.J. LI, X. OJEDA, S. HLIOUI, E. HOANG, M. GABSI and C. BALPE, “Comparative Study of Switched Reluctance Motors Performances for Two Current Distributions and Excitation Modes,” *IEEE Annual Conference IECON 2009*, November 2009, Porto, PORTUGAL.
3. X. OJEDA, G.J LI, M. GABSI, “Fault Diagnosis using Vibration Measurements of a Flux-Switching Permanent Magnet Motor,” *IEEE Annual Conference ISIE 2010*, July 2010, Bari, ITALY.
4. G.J. LI, X. OJEDA, E. HOANG, M. GABSI, and C. BALPE, “Design of Double Salient Interior Permanent Magnet Machine Based on Mutually Coupled Reluctance Machine for Increasing the Torque Density and Flux-Weakening Capability,” *IEEE Annual Conference ISIE 2010*, July 2010, Bari, ITALY.
5. G.J. LI, X. OJEDA, E. HOANG, M. GABSI, “Double and Single Layer Flux-Switching Permanent Magnet Motor: Fault Tolerant Model for Critical Applications,” *International Conference on Electrical Machines and Systems 2011 (ICEMS 2011)*, Beijing, China.
6. G.J. LI, X. OJEDA, E. HOANG, M. GABSI, M. Lécivain, “Comparative Studies between Classical and Mutually Coupled Switched Reluctance Motors using Thermal-Electromagnetic Analysis for Driving Cycles,” *IEEE Transaction on magnetic*, vol.47, no.4, pp.839-847, April 2011.
7. G.J. LI, X. OJEDA, E. HOANG, M. GABSI, “Thermal-Electromagnetic Analysis of a Fault-Tolerant Dual Star Flux-Switching Permanent Magnet Motor for Critical Applications,” *IET Electric Power Applications* (to be published 2011)
8. G.J. LI, X. OJEDA, E. HOANG, M. GABSI, M. Lécivain, “Thermal-Electromagnetic Analysis for Driving Cycles of Embedded Flux-Switching Permanent Magnet Motors,” *IEEE Transaction on Vehicular Technology* (accepted in April 2011).

Résumé

Dans cette thèse, une comparaison entre différentes topologies de machines a été tout d'abord réalisée. Deux machines électriques: Machine à Réductance Variable (MRV) et Machine à Commutation de Flux (MCF) ont ensuite été choisies pour les études suivantes.

Un modèle électromagnétique-thermiquement couplé est mis en oeuvre pour ces deux structures. Ce modèle est basé sur une caractérisation préalable par la méthode des éléments finis (EF) 2D via le calcul du couple instantané, des deux composantes de l'induction magnétique (B_r et B_θ) de chaque élément du maillage du rotor ainsi que du stator pour différentes densités des courants efficaces et pour différentes positions du rotor. Ces résultats sont ensuite utilisés dans les modèles analytiques de pertes permettant de calculer les pertes Joule et les pertes fer sur un cycle de fonctionnement. Des modèles thermiques transitoires basés sur un réseau de résistances thermiques et l'EF 2D sont réalisés, dans lesquels les pertes instantanées obtenues précédemment sont utilisées comme sources de chaleur pour le calcul des variations des températures dans différents composants d'une machine électrique sur cycle de fonctionnement.

Un modèle de défaut couplé avec la thermique pour une MCF triphasée est aussi proposé. Les défauts étudiés dans cette thèse sont principalement dus au court-circuit: le court-circuit entre-spines d'une phase, le court-circuit entre-spines et entre-phase dans une MCF sans redondance, le court-circuit d'une phase ou de trois phases dans une MCF avec redondance. A l'aide de MATLAB/Simulink, les courants sains et les courants de court-circuit sont obtenus, et les pertes instantanées peuvent être calculées en utilisant la méthode mentionnée précédemment. De cette manière, le comportement thermique en cas de défauts peut être prévu.

Enfin, des études de défauts pour une MCF hexa-phasée sans redondance sont présentées, et un convertisseur du type pont complet est utilisé pour alimenter la machine. Cela nous permet de contrôler indépendamment chaque phase en cas de défauts. Les défauts sont entre autres le circuit ouvert ou le court-circuit dans une ou plusieurs phases (jusqu'à trois). Certaines méthodes de correction telles que: l'augmentation de l'amplitude du courant dans les phases saines et / ou modifier leurs phases, sont proposées pour maintenir le couple électromagnétique tout en minimisant l'ondulation de couple. Les résultats analytiques et numériques ont montré la bonne efficacité des méthodes proposées, tant dans le cas de l'ouverture des phases que dans le cas d'un court-circuit.

Abstract

In this thesis, a comparison among different machine topologies has been firstly realized, and two electrical machines: Switched Reluctance Motors (SRMs) and Flux-Switching Permanent Magnet (FSPM) motors are then chosen for the following studies.

A fast and precise coupled electromagnetic-thermal model is performed for these two structures. This model is based on a prior steady characterization by Finite Element method (FEM) 2D via calculating the instantaneous torque, the two components of magnetic induction (B_r and B_θ) of each element of rotor as well as stator for different RMS current densities and different rotor positions. These results are then used in the analytical copper and iron losses models for calculating the instantaneous copper and rotor as well as stator iron losses during one driving cycle. The Lumped Parameter (LP) and FEM 2D transient thermal models are then carried out, in which the previously obtained instantaneous power losses are used as heat sources for calculating the temperatures of different motor parts during driving cycles.

A faulty-thermal analysis for a three-phase FSPM motor is also achieved. The faults in this thesis are mainly due to short-circuit (SC), such as inter-turn SC in phases or inter-turn and inter-phase SC, one phase or three phases SC in a redundant FSPM motor. Based on MATLAB-Simulink, the faulty information as the normal and short-circuit currents can be obtained, the power losses can then be calculated as previously. Thus, the thermal behavior of the machines can be predicted under faulty mode. The coupled Thermal-Electromagnetic Analysis method in this thesis can also be extended for all the other applications with driving cycles.

Finally, the faulty analysis for a six-phase FSPM motor is performed, and one six-phase full bridge inverter is applied to drive the machine. This allows us to control each phase independently under faulty mode. The faults here are open-circuit or short-circuit in one or several phases (up to three). Some correction methods such as: increasing healthy current and/or change their phase angles, are proposed to maintain the electromagnetic torque while minimizing the torque ripple. The analytical and FEM 2D results have shown the good efficiency of the proposed methods both in case of phase open-circuit and in case of phase short-circuit.