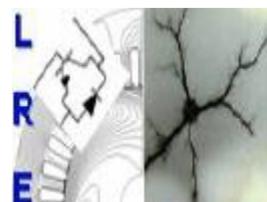
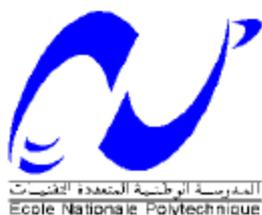


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique D'Alger



Département d'Electrotechnique

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de fin d'études pour l'obtention du diplôme

D'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

Intitulé

**Dimensionnement et Etude Magnétothermique d'une
Machine à Réductance Variable
(MRV 12/8)**

Présenté par :

Walid ZEBOUJ

et

Saadeddine ZEKRAOUI

Sous la direction de Pr. Kamel BOUGHRARA
M. Ben Yahia Mohammed

Soutenue publiquement le 30 juin 2019

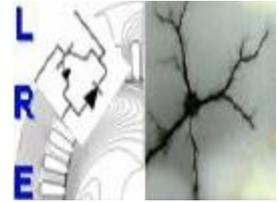
Composition du Jury:

Président	Pr. Redouane TAHMI,	ENP Alger
Rapporteur	Pr. Kamel BOUGHRARA,	ENP Alger
Examineur	Pr. Omar TOUHAMI,	ENP Alger

ENP 2019

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique D'Alger



Département d'Electrotechnique

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de fin d'études pour l'obtention du diplôme

D'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

Intitulé

**Dimensionnement et Etude Magnétothermique d'une
Machine à Réductance Variable
(MRV 12/8)**

Présenté par :

Walid ZEBODJ
et
Saadeddine ZEKRAOUI

Sous la direction de Pr. Kamel BOUGHRARA
M. Ben Yahia Mohammed

Soutenue publiquement le 30 juin 2019

Composition du Jury:

Président	Pr. Redouane TAHMI,	ENP Alger
Rapporteur	Pr. Kamel BOUGHRARA,	ENP Alger
Examineur	Pr. Omar TOUHAMI,	ENP Alger

ENP 2019

Dédicaces

A mes très chers parents

A mon frère

A mes sœurs

A tous mes Amis (es) qui m' Aiment et qui m' Apprécient

A toutes celles et tous ceux qui me sont chers

A tous mes camarades de la promotion 2019 pour les bons moments passés ensemble.

« Je dédie ce modeste travail »

Saadeddine

Dédicaces

Je dédicace ce travail :

A mes parents, exemple de courage et de sérieux, qui m'ont tout donné pour me permettre de réaliser mes rêves. En ces quelques mots, je leur exprime tout mon amour et mon respect, pour tout ce qu'ils m'ont offert comme soutien, encouragement et aide.

A mes amis, pour leurs amitiés sincères.

A tous les électrotechniciens promotion 2019

WALID

Remerciements

En premier lieu, nous remercions Dieu tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté et la patience afin de mener ce modeste travail à terme.

Nous tenons à remercier notre promoteur, Pr. Kamel Boughrara pour sa constante présence ainsi que son soutien et ses précieux conseils tout le long de ce travail.

Nos remerciements vont également au M. Ben Yahia Mohammed, pour son aide et ses qualités humaines.

Nous tenons également à remercier le président Pr. R. TAHMI et les membres du jury pour nous avoir fait l'honneur d'évaluer notre travail.

Nous tenons également à remercier tous les enseignants ayant contribué à notre formation et ce depuis le tronc commun jusqu'à la dernière année de graduation.

ملخص: هذا العمل يتضمن الدراسة الكهرو حرارية للألة ذات الممانعة المتغيرة 8/12 احادية الطبقة، بحثنا تم من خلال طرق تحليلية ورقمية بالعناصر المحددة. في المقام الاول، قدمنا دراسة نظرية مرتبطة بهذه الالة بالإضافة الى المراحل المختلفة لتحديد ابعادها وتصميمها، ثم وضعنا تقنية دقيقة ثنائية الابعاد للمجالات الفرعية بالإحداثيات القطبية مع الاخذ بعين الاعتبار النفاذية النسبية للحديد الخاص بالألة من اجل الحساب التحليلي للمميزات الكهرومغناطيسية (الحث المغناطيسي، التدفق، العزم، الحث الاحادي والمتبادل، الضغط، القوى... الخ) وايضا حساب رقمي للتحقق من صحة التقنية المستخدمة من خلال طريقة العناصر المحددة. تكملة لذلك، طبقنا تقنية تحليل تمكننا من التنبؤ بالقدرة الضائعة للقلب الحديدي للألة من خلال مجال مغناطيسي باستعمال طريقة تغيير موضع التدفق حتى نحصل على تطور هذه القدرة الضائعة وفقا للعوامل المتغيرة (سرعة الدوران، تيار التغذية، الاعتبار النفاذية النسبية للحديد). واخيرا نعرض دراسة حرارية للألة من خلال طريقة العناصر المحددة والتي تمكننا من رؤية تأثير القدرة الضائعة على تطور درجة الحرارة بالإضافة الى مختلف العوامل المتغيرة التي تؤثر عليها بدورها، وايضا نسلط الضوء على مبدا تبريد الآلات الكهربائية

الكلمات المفتاحية: الة ذات الممانعة المتغيرة، تحديد الابعاد، طبقة احادية، طريقة تحليلية، طريقة العناصر المحددة، القدرة الضائعة للقلب الحديدي، درجة الحرارة، تدفق حراري. المميزات الكهرومغناطيسية

Abstract: This present work deals with the magnetothermal study of a single-layer switched reluctance machine (SRM) 12/8. Our investigation is done by analytical and numerical analysis (finite elements method). First, we explain the theories related to the studied SRM as well as the various stages of design of the machine. Then, we develop a two-dimensional (2D) technique of exact subdomains in polar coordinates taking into account the relative permeability of iron in the SRM for the analytical calculation of electromagnetic performances (magnetic induction, flux, torque, inductances, mutual, pressure, forces, etc.) but also a numerical calculation by finite element method (FEM). Subsequently, we apply an analysis technique to predict the iron losses generated in the SRM by a magnetic field using the flux variation locus method (FVL) in order to see the evolution of these losses as a function of the parameters (speed of rotation, feeding current, relative permeability of iron). Finally, we propose a thermal study of the the12/8 SRM by FEM which allows us to see the influence of machine's losses and the variation of different parameters of the machine on the temperature evolution, also to highlight the cooling concept and its importance on electrical machines.

Keywords: Switched Reluctance Machine, design, single layer, analytical method, finite element method, iron losses, temperature, heat flux, electromagnetic performances.

Résumé : Ce présent travail porte sur l'étude magnétothermique d'une machine à réluctance variable (MRV) 12/8 simple couche. Notre investigation se fait par l'analyse analytique et numérique par éléments finis. En premier lieu, nous explicitons les théories liées à la MRV étudiée ainsi que les différentes étapes de dimensionnement et de conception de la machine. Puis, nous élaborons une technique bidimensionnelle (2D) de sous-domaines exacts en coordonnées polaires prenant en compte la perméabilité relative du fer dans la MRV pour le calcul analytique des performances électromagnétique (l'induction magnétique, le flux, le couple, les inductances propre et mutuelle, la pression, les forces, etc.) mais aussi un calcul numérique de validation par la méthode des éléments finis (FEM). Par la suite, nous appliquons une technique d'analyse permettant de prédire les pertes fer générées dans la MRV par un champ magnétique en utilisant la méthode du locus de variation du flux (FVL) afin de voir l'évolution de ces pertes en fonction des paramètres (vitesse de rotation, courant d'alimentation, perméabilité relative du fer). En dernier lieu, nous proposons une étude thermique de la MRV 12/8 par la méthode des éléments finis qui nous permet de voir l'influence des pertes de la machine sur l'évolution de la température avec les différents paramètres qui ont influent sur elle, et aussi de surligner la notion de refroidissement des machines électriques et son importance.

Mots-Clés : Machine à Réluctance Variable, dimensionnement, simple couche, méthode analytique, méthode des éléments finis, pertes fer, température, flux de chaleur, performances électromagnétiques.

SOMMAIRE

LISTE DES TABLEAUX

LISTE DES FIGURES

Introduction générale	15
------------------------------------	----

Chapitre I

GÉNÉRALITÉS SUR LA MRV

Introduction	18
I.1 Historique du moteur à reluctance variable	18
I.2 Généralités sur la MRV	19
I.2.1 Constitution d'une MRV	19
I.2.2 Principe de fonctionnement des MRV	19
I.2.3 Différents types de la MRV	22
I.2.3.1 Les machines à stator lisse	22
I.2.3.2 Les machines à double denture.....	23
I.2.4 Différentes topologies de la MRV	23
I.2.4.1 MRV pures	24
I.2.4.2 MRV vernier.....	25
I.2.4.3 MRV hybrides	25
I.2.5 Modes d'alimentations	26
I.2.6 Modélisation de la machine à réluctance variable	27
I.2.6.1 Modèle de la machine dans le repère d-q.....	27
I.2.6.2 Modélisation analytique de la MRV en régime linéaire	28
1. Méthode basée sur la circulation du champ	28
2. Méthode basée sur le procédé de résolution Alterné de Schwartz	29
I.2.7 Comportement thermique des MRV	30
I.2.7.1 Transfert de chaleur dans les machines électriques	31
- Conduction	31
- Convection	31
- Rayonnement.....	32
I.2.7.2 Méthodes d'analyse du comportement thermique des MRV.....	32
I.2.8 Avantages et Inconvénients d'une MRV.....	32
I.2.9 Les applications des MRV.....	33
Conclusion	34

Chapitre II

DIMENSIONNEMENT ET CALCUL ANALYTIQUE DES PERFORMANCES ELECTROMAGNETIQUES DE LA MRV 12/8

Introduction	36
II. Dimensionnement de la MRV	36
II.1 Conception d'une MRV	36
II.1.1 Nombre de phases et de pôles	37
II.1.2 Ouverture de pôle.....	38
II.1.3 Enroulements	39
II.1.4 Matériaux de base	39
II.2 Calculs et analyses de conception de la MRV	39
II.2.1 Spécifications de conception	39
II.2.2 Calculs et Analyse	40
II.2.2.1 Diamètre de rotor.....	41
II.2.2.2 Longueur de l'entrefer.....	42
II.2.2.3 Arcs de pôles	43
II.2.2.4 Largeur de la culasse	43
II.2.2.5 Profondeur de l'encoche	44
II.2.2.6 Diamètre de l'arbre	44
II.2.2.7 Nombre de tours par phase.....	45
II.2.2.8 Poids de la machine	46
II.3 Calcul analytique et validation par la méthode des éléments finis (MEF) des performances électromagnétiques	47
II.3.1 Description de la méthode analytique.....	47
II.3.1.1 Les hypothèses utilisées dans cette méthode	49
II.3.1.2 Les conditions aux limites de Neumann non homogènes.....	49
II.3.1.3 Densité du courant de source au stator	51
II.3.2 Solutions générales	51
II.3.3 Définition de la méthode des éléments finis MEF.....	56
II.3.4 Résultats et validations.....	57
II.3.4.1 Calcul des inductions magnétiques	58
1. Dans l'entrefer	58
2. Dans la culasse statorique.....	59
3. Dans la culasse rotorique.....	60
4. Dans la dent statorique	60
5. Dans l'encoche statorique	61

6. Dans la dent rotorique	61
7. Dans l'encoche rotorique.....	62
II.3.4.2 Calcul du couple électromagnétique et du flux	63
1. Le couple électromagnétique.....	63
2. Le flux	64
II.3.4.3 Calcul des inductances propre et mutuelle.....	64
II.3.4.4 Pression magnétique et forces non équilibrées	65
Conclusion	67

Chapitre III

CALCUL ANALYTIQUE DES PERTES JOULE ET DES PERTES FER

Introduction	70
III. Calcul des pertes	70
III.1 Pertes cuivre.....	70
III.2 Les pertes fer	71
III.2.1 Adoption d'un modèle de pertes fer	71
III.2.2 Pertes fer dues au flux de rotation	72
III.2.3 Résultats et validations	74
III.2.3.1 L'évolution des pertes fer en faisant varier le courant	74
1. La culasse statorique	74
2. La culasse rotorique	75
3. La dent statorique.....	75
4. La dent rotorique.....	76
III.2.3.2 L'évolution des pertes fer en faisant varier la vitesse de rotation.....	76
Conclusion	78

Chapitre IV

CALCUL THERMIQUE DE LA MRV 12/8

Introduction	80
IV. Etude thermique de la MRV 12/8 étudiée	80
IV.1 Adaptation de la méthode des éléments finis pour le modèle thermique	80
IV.2 Analyse de la température et des flux de chaleurs dans la MRV	82
IV.2.1 Caractéristiques thermiques des matériaux de la machine d'étude.....	82
IV.2.2 Résultats obtenus.....	84
IV.2.2.1 Dans l'entrefer	84
IV.2.2.2 Dans les dents stator-rotor.....	86
IV.2.2.3 Dans l'encoche (bobinage) stator.....	88

IV.2.3	Classe d'isolation de la machine	89
IV.2.4	Calcul de température en fonction des coefficients de convection	90
	Conclusion	94
	Conclusion générale	96
	REFERNCES BIBLIGRAPHIQUES :	99

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II-1 Les valeurs typiques des trois coefficients σ , K et TRV.....	41
Tableau IV-1 Capacité calorifique et masse volumique des matériaux de chaque région .	82
Tableau IV-2 Paramètres du modèle thermique.	84
Tableau IV-3 Les classes d'isolations des machines électriques.	89

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1 Constitution d'une MRV.....	19
Figure I-2 Machine à réluctance variable : structure élémentaire	20
Figure I-3 Structure de la MRV de base et positions extrêmes du rotor.....	20
Figure I-4 variation de l'inductance en fonction de la position du rotor.	21
Figure I-5 Mouvement continu de rotation d'une MRV 6/4.....	22
Figure I-6 Machine à réluctance variable à stator lisse.....	23
Figure I-7 Machine à double denture.....	23
Figure I-8 MRV à 2 dents par phase.....	24
Figure I-9 MRV hybride.	25
Figure I-10 Utilisation d'aimants dans les machines à double saillance.	26
Figure I-11 MRV hybride à effet vernier.....	26
Figure I-12 MRV à plots à aimants.	26
Figure I-13 Alimentation en courant unidirectionnel.	26
Figure I-14 Alimentation en courant bidirectionnel.	27
Figure I-15 Schéma fonctionnel de la MRV.	28
Figure I-16 Modèle de la machine à rotor à pôles saillants.	29
Figure I-17 Décomposition du domaine avec la méthode alternée de Schwarz.	29
Figure II-1 Le rotor et le stator d'une MRV.....	36
Figure II-2 MRV 2-phase 4/2.	37
Figure II-3 Représentation des dimensions de la MRV.....	42
Figure II-4 Courbe de magnétisation.	46
Figure II-5 Modèle simplifié d'une MRV simple couche.....	49
Figure II-6 Organigramme de la technique de sous-domaine.	56
Figure II-7 Répartition des lignes de champs de la MRV 12/8 étudiée par la MEF (seule la phase A est alimentée).....	58
Figure II-8 Forme d'onde de l'induction magnétique radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de l'entrefer (région I).....	59
Figure II-9 Forme d'onde de l'induction magnétique radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de la culasse statorique.	59
Figure II-10 Forme d'onde de l'induction magnétique radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de la culasse rotorique.	60
Figure II-11 Forme d'onde de l'induction magnétique radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de la dent statorique.....	60
Figure II-12 Forme d'onde de l'induction magnétique radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de l'encoche statorique.	61
Figure II-13 Forme d'onde de l'induction magnétique radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de la dent rotorique.....	61
Figure II-14 Forme d'onde de l'induction magnétique radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de l'encoche rotorique	62
Figure II-15 Induction magnétique à l'intérieur de la machine : (a) analytique et (b) FEM.	62
Figure II-16 Le couple statique dû à la phase A : (a) forme d'onde ; (b) spectre harmonique.	63
Figure II-17 Forme d'onde du couple électromagnétique dynamique (pour les conditions de pleine charge).....	64

Figure II-18	Forme d'onde du flux magnétique à pleine charge (18 A à 1500 tr / min) en fonction de la position du rotor.....	64
Figure II-19	Forme d'onde de l'inductance propre (a) et l'inductance mutuelle (b) en fonction de la position du rotor.....	65
Figure II-20	Forme d'onde des pressions magnétiques (à vide) : radiale (a) et tangentielle (b).....	66
Figure II-21	Pression magnétique radiale calculée analytiquement en fonction du temps et de l'angle d'espace (à vide).	66
Figure II-22	Forme d'onde des forces non équilibrées (à vide) : (a) composante selon x et (b) composante selon y.	67
Figure II-23	Locus des forces (UMF) dans la machine étudiée à vide.....	67
Figure III-1	Locus elliptique pour l'évaluation des pertes fer.	73
Figure III-2	Diagramme pour calculer B_{maj} et B_{min}	73
Figure III-3	Pertes fer prédites analytiquement et validées par FEM au niveau de la culasse du stator.	74
Figure III-4	Pertes fer prédites analytiquement et validées par FEM au niveau de la culasse du rotor.	75
Figure III-5	Pertes fer prédites analytiquement et validées par FEM au niveau de la dent statorique.	75
Figure III-6	Pertes fer prédites analytiquement et validées par FEM au niveau de la dent rotorique.	76
Figure III-7	Pertes fer prédites (en charge) analytiquement et par la MEF : hystérésis, courants de Foucault et pertes excessives, dans le rotor et le stator.	76
Figure III-8	Evolution des pertes fer dans les différentes pièces ferromagnétiques (rotor et stator) en charge.	77
Figure IV-1	Etapes de modélisation par éléments finis	82
Figure IV-2	Géométrie de la MRV (12/8) avec ses différentes régions.	83
Figure IV-3	Maillage 2D de la MRV 12/8 par FEMM (43235 nœuds et 85268 éléments).	83
Figure IV-4	La distribution de température dans la MRV 12/8 en alimentant la phase A.	84
Figure IV-5	Distribution de la température et du flux de chaleur radial et tangentiel au milieu de l'entrefer.	85
Figure IV-6	Position des dents $d_{(s2)}$ et d_{r2}	86
Figure IV-7	Distribution de la température dans les dents $d_{(s2)}$ (a) et d_{r2} (b) pour différents courants.	86
Figure IV-8	Distribution de la température dans les dents $d_{(s2)}$ (a) et d_{r2} (b) par variation de vitesse.	87
Figure IV-9	Distribution de la température dans les dents $d_{(s2)}$ (a) et d_{r2} (b) par variation de la perméabilité.	87
Figure IV-10	Encoche choisit pour le calcul de température.	88
Figure IV-11	Distributions de la température dans l'encoche stator par variation du courant (a) et de la vitesse (b).	89
Figure IV-12	Diagramme représentatif du choix de la classe d'isolation.....	90
Figure IV-13	Distribution de température avec les 3 phases alimentées simultanément.	91

Figure IV-14 Variation de la température dans la culasse stator (a) et rotor (b) en fonction du coefficient de convection extérieur h_s pour $h_r=25 \text{ W/m}^2 \text{ }^\circ\text{K}$.	91
Figure IV-15 Variation de la température dans les dents stator (a) et rotor (b) en fonction du coefficient de convection extérieur h_s pour $h_r=25 \text{ W/m}^2 \text{ }^\circ\text{K}$.	92
Figure IV-16 Variation de la température dans la culasse stator (a) et rotor (b) en fonction du coefficient de convection intérieur h_r pour $h_s=25 \text{ W/m}^2 \text{ }^\circ\text{K}$.	92
Figure IV-17 Variation de la température dans les dents stator (a) et rotor (b) en fonction du coefficient de convection intérieur h_r pour $h_s=25 \text{ W/m}^2 \text{ }^\circ\text{K}$.	93
Figure IV-18 Variation de la température dans l'encoche stator (bobinage) en fonction de $h_s(a)$ et $h_r(b)$.	93



**INTRODUCTION
GENERALE**

Introduction générale

Les moteurs électriques représentent, de plus en plus, la charge électrique la plus importante car ils sont utilisés dans tous les secteurs et ont un grand domaine d'application. La plupart de l'énergie électrique est consommée par des moteurs synchrones ou asynchrones classiques mais aussi de nouveaux types de moteurs émergents dans l'industrie comme les moteurs à réluctance variable [1].

Les machines à réluctance variable représentent une classe particulière de machines électromagnétiques dans lesquelles les forces sont obtenues grâce à la variation de perméance d'un circuit magnétique entouré par des bobinages. Cette variation est obtenue lors du déplacement relatif des deux parties constitutives : le stator et le rotor dans les machines électriques tournantes. Ces variations de perméance sont sources de variations d'énergie électromagnétique ou encore de variations de réluctance, de perméance ou d'inductance (vues du bobinage), d'où le nom de "machines à réluctance variable". Ainsi, le stator ferromagnétique supporte les bobinages, quant au rotor, qui ne possède aucun conducteur ni aimant, il a une denture destinée à faire varier l'inductance du circuit électromagnétique [2].

Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance et de la microinformatique, le domaine d'entraînement à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable.

Les moteurs à reluctance variable (MRV) sont le centre de beaucoup de recherche pendant les dernières trois décennies. Une étude comparative entre les différentes machines alternatives de faible puissance montre que cette machine présente un couple massique compris entre celui d'une machine asynchrone et celui d'une machine à aimants [1]. L'avantage principal qu'offre cette machine porte sur sa puissance volumique, relativement importante, ce qui la rend adaptée aux applications embarquées. Le domaine d'utilisation englobe l'usinage à grande vitesse, les compresseurs, la propulsion navale, les centrifugeuses, le stockage inertiel, etc.

L'absence de pertes rotoriques par effet Joule, sa construction et la relative simplicité de sa commande font que la MRV se présente comme une véritable concurrente de la machine asynchrone avec laquelle elle partage la robustesse [3].

Notre travail consiste à étudier la machine MRV 12/8 simple couche avec ses différentes caractéristiques :

Dans le premier chapitre, nous présentons, de manière succincte une recherche bibliographique sur les différents types de machines à réluctance variable et le principe de fonctionnement pour une structure de MRV monophasée élémentaire. Cette partie est suivie par la modélisation et les différentes méthodes d'analyse du comportement thermique des machines à reluctance variable, ainsi qu'une présentation des avantages et inconvénients avec quelques applications dans l'industrie.

Etant donné que notre travail repose sur le dimensionnement de la MRV, de ce fait, le deuxième chapitre expose d'une manière succincte les paramètres de conception d'un prototype réel de MRV 12/8 sur lesquels nous appliquons une méthode analytique bidimensionnelle (2D) de sous-domaines exacts prenant en compte la perméabilité relative du

fer dans la machine avec la validation par éléments finis pour le calcul des performances électromagnétiques de la machine étudiée.

Nous avons mis en œuvre, dans le troisième chapitre une procédure simple pour calculer les pertes (joule, fer) tout en présentant l'influence des paramètres vitesse de rotation, courant et perméabilité relative du fer sur les pertes fer dans toutes les régions de la MRV 12/8.

Le quatrième chapitre est entièrement consacré à l'étude thermique de la MRV 12/8 en calculant la température et les flux de chaleur radial et tangentiel pour différentes conditions de fonctionnement afin de voir les paramètres qui influent sur sa variation dans le long de la machine et aussi pour valider les résultats du calcul des pertes et voir leur relation avec l'évolution de la température.

Notre manuscrit se termine par une conclusion générale, résumant nos principaux résultats ainsi que les perspectives à envisager comme suite à ce travail.

Chapitre I

GÉNÉRALITÉS SUR LA MRV

Introduction

La machine à réductance variable est structurellement une machine synchrone à pôles saillants. Son stator est identique à celui des machines à courant alternatif ordinaires. Le couple électromagnétique est constitué exclusivement du couple de saillance. La conversion d'énergie dans la machine s'effectue par variation des inductances propres et mutuelles de ses enroulements de phases due à la rotation d'un rotor magnétiquement dissymétrique entre les axes directs (de réductance minimale) et en quadrature de réductance maximale. Il s'agit bien d'une machine à réductance variable [1].

Comme la machine tourne au synchronisme avec son alimentation et comme elle fonctionne par variation de réductance, nous avons choisi l'appellation « machine synchro-reductante ». La machine synchrone à réductance variable convient donc aux applications à forte puissance et à haute vitesse, domaine largement occupé actuellement par la machine asynchrone. Mais cette dernière présente des pertes Joule et des pertes fer au rotor en régime permanent. La machine synchro-reductante est donc sur ce point une véritable concurrente de la machine asynchrone [4].

I.1 Historique du moteur à réductance variable

Avec le développement de l'électromagnétisme au 19^{ème} siècle, de nombreux dispositifs utilisant le principe de la réductance variable ont vu le jour. Certains auteurs parlent même du fait que ce serait l'un des premiers principes utilisés pour la conversion de l'énergie électromagnétique en énergie mécanique [5]. En effet JACOBI, le physicien russe, a proposé une structure tournante à réductance variable en 1834. A la même époque l'américain C. Grafton Page a réalisé plusieurs dispositifs à fer tournant. Seulement, les bobines utilisaient des commutateurs mécaniques ayant pour inconvénients du bruit et des étincelles nocives. En 1845 C. FROMENT réalise un dispositif tournant probablement l'ancêtre des machines à réductance variables actuelles. Les machines à réductances variables furent devancées par les machines à courant continu et à courant alternatif, justement à cause du problème de commutation mécanique. Leurs applications étaient restreintes à l'horlogerie (horloge FROMENT, 1854), les rasoirs (société REMINGTON) les tourne-disques (les Etablissements RAGONOT) et enfin le domaine des jouets avec les moteurs FROMENT.

Mais ils ne furent pas délaissés pour autant, à cette époque déjà, on leur reconnaissait leur simplicité et leur robustesse comme qualités [6].

Vers 1927 les machines à réductance variable ont refait surface grâce à une publication décrivant les dispositifs de transmission de mouvement dans les bateaux de guerre. Dans les années 1960, en Angleterre, on s'intéressa de nouveau à ces moteurs [6] ; et ce fut probablement le point de départ des travaux des équipes de plusieurs universités anglaises, notamment celles de Leeds et Nottingham. Au début, LAWRENSON (qui est d'ailleurs considéré comme le « doyen » de la recherche sur le MRV moderne) et son équipe (université de Leeds) n'ont pas été pris au sérieux par la communauté scientifique, mais avec le temps l'évidence devint irréfutable quand il quitta le domaine académique et créa sa propre usine de production, mettant ainsi en relief les avantages de cette machine et la diversité de ses applications. Dans les années 1970, avec le développement de l'électronique de puissance, les commutateurs mécaniques encombrants ont été remplacés par des circuits électroniques plus rapides, plus fiables, et surtout silencieux et moins dangereux. L'âge d'or des MRV ne faisait que commencer [7].

I.2 Généralités sur la MRV

I.2.1 Constitution d'une MRV

Les machines à réluctance variable qui font l'objet de notre étude, possèdent une double denture composée de N_r dents au rotor, un stator bobiné à N_s dents. Ces machines ont la particularité de ne pas comporter de circuit d'excitation. Les deux pièces polaires sont réalisées par un empilage de tôles en matériau ferromagnétique.

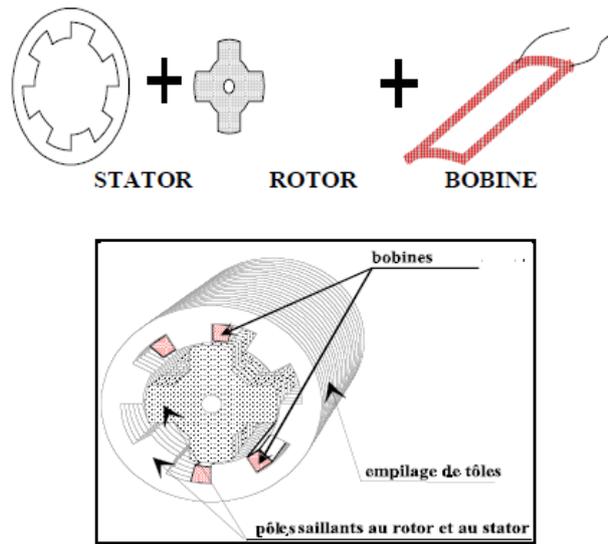


Figure I-1 Constitution d'une MRV.

I.2.2 Principe de fonctionnement des MRV

Historiquement la machine à réluctance variable (MRV) est l'une des premières machines construites par l'homme. En effet le principe de réluctance fut mis en évidence par Tesla en 1887 à partir d'un montage qui ressemblait à une machine à réluctance à double saillance. La machine synchrone à réluctance variable, telle qu'elle est connue aujourd'hui, fut proposée en 1923 par Kostko [9]. Son principe de fonctionnement repose sur la dissymétrie magnétique : deux dispositifs magnétiques, l'un fixe (stator) et l'autre mobile (rotor) autour d'un axe sont soumis à un champ magnétique.

La partie mobile tourne, sous l'effet de la force magnétique, de façon à ce que l'énergie de l'ensemble soit minimale ; ce qui correspond au minimum de réluctance des deux dispositifs.

Ces machines présentent plusieurs intérêts en haute vitesse :

- Construction simple et économique,
- Probablement la moins coûteuse des machines électriques,
- L'absence de contacts glissants leur conférant des propriétés antidéflagrantes,
- L'utilisation d'un rotor massif permet une meilleure résistance aux contraintes liées aux forces centrifuges en hautes vitesses,
- La température maximale admissible au rotor est plus élevée que celle supportée par les moteurs à aimants permanents [10].

Quel que soit le type de machine à réluctance variable étudiée (cylindrique, linéaire, vernier à grosses dents...) le principe de fonctionnement est toujours identique si les couplages magnétiques entre phases sont négligeables. Il peut être décrit à partir de l'étude d'une structure monophasée élémentaire identique à celle présentée ci-dessous [11]-[14].

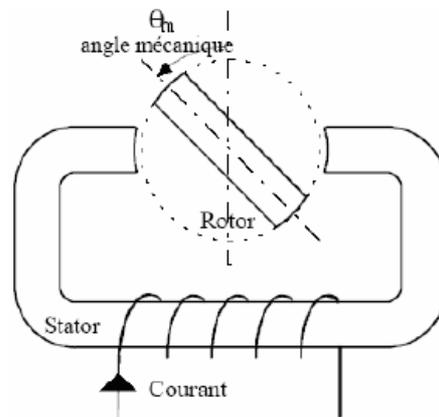


Figure I-1 Machine à réluctance variable : structure élémentaire

Considérons le circuit magnétique de la Fig. I.2 comprenant une culasse ferromagnétique fixe et une pièce ferromagnétique mobile autour d'un axe perpendiculaire au plan de la figure. La pièce mobile possède un plan de symétrie repéré par l'angle θ , le circuit magnétique est embrassé par un bobinage fixe. Il s'agit là de la structure de base d'une MRV, dont laquelle la rotation de la pièce mobile produit une variation de l'inductance du bobinage (induit). Sous certaines conditions, on peut avoir une conversion de puissance mécanique (rotation) en puissance électrique aux bornes du bobinage et vice versa [14].

Une telle structure possède deux positions rotoriques remarquables :

- Une position montrée dans la Fig. I.3-a dans laquelle le circuit magnétique présente une réluctance maximale, ou une inductance minimale, appelée position d'opposition.
- Une position illustrée par la Fig. I.3-b dans laquelle le circuit magnétique présente une réluctance minimale, ou une inductance maximale appelée position de conjonction [11]-[13], [16].



Figure I-2 Structure de la MRV de base et positions extrêmes du rotor.

Si le système se trouve dans une position intermédiaire entre l'opposition et la conjonction, et que l'on impose un courant dans l'enroulement d'excitation, le système évolue de façon à présenter une réluctance minimale (un flux maximal) entraînant le rotor vers une position (stable) de conjonction. Si l'énergie cinétique emmagasinée durant cette phase est suffisante, une fois le courant est coupé, pour assurer la rotation du rotor jusqu'à une position d'opposition, il est alors possible de répéter le cycle afin d'obtenir un mouvement de rotation continu. En alimentant le bobinage relativement à la position, on obtient alors un fonctionnement autopiloté synchrone [17].

Dans l'exemple utilisé pour la description du principe, il apparaît que le système présente, pour un tour mécanique deux fois la même géométrie, on peut donc définir, pour une machine possédant deux dents rotoriques, l'angle électrique : $\theta_e = 2 \cdot \theta_m$

En général ; $\theta_e = Nr \cdot \theta_m$ (I.1)

Sachant que l'expression du couple électromagnétique est $T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta_m}$, l'alimentation de la machine avec un courant constant lors de la phase croissante ou décroissante d'inductance donnera le régime de fonctionnement souhaité tel que :

- Moteur ($T_e > 0$) sur la phase croissante de l'inductance $\frac{\partial L(\theta_m)}{\partial \theta_m} > 0$
- Générateur ($T_e < 0$) sur la phase décroissante de l'inductance $\frac{\partial L(\theta_m)}{\partial \theta_m} < 0$

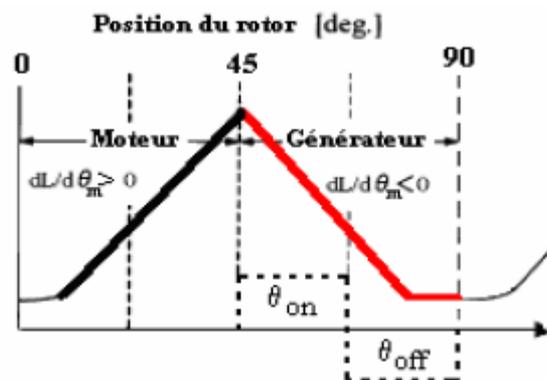


Figure I-3 variation de l'inductance en fonction de la position du rotor.

Typiquement, il y a un nombre inégal de pôles saillants au stator et au rotor. Il existe pour cela des règles régissant le nombre de dents statoriques N_s et rotoriques N_r ainsi que le nombre de phases N_{ph} pour assurer un bon fonctionnement de la MRV. Si le rotor se trouve dans une position intermédiaire entre l'opposition et la conjonction, l'injection d'un courant dans l'enroulement d'excitation modifie l'état du système qui tend alors à présenter une réluctance minimale (flux maximal) ; on observe ainsi une rotation du rotor vers la position de conjonction. Lorsque le courant est supprimé, si l'énergie cinétique emmagasinée durant la rotation est suffisante pour l'amener jusqu'à l'opposition.

Si on prend par exemple une MRV de $N_s=6$ et $N_r=4$ on aura ainsi le mouvement continu de rotation suivant [18] :

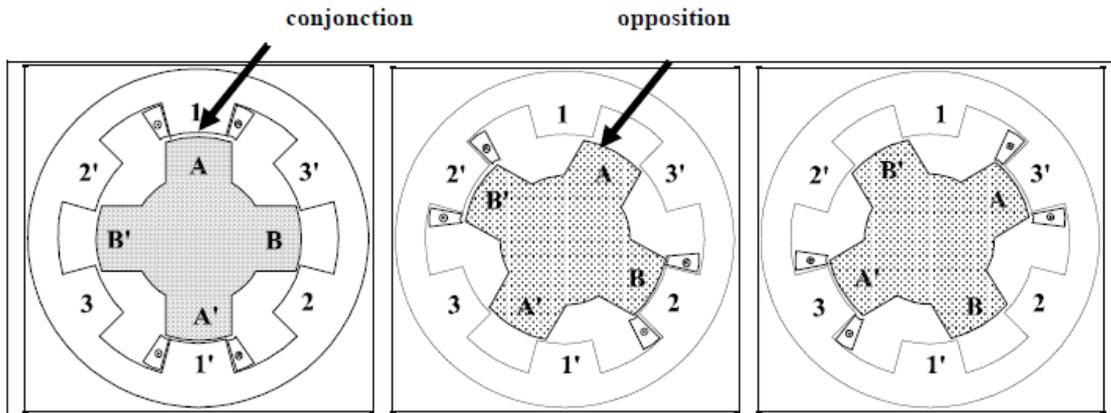


Figure I-4 Mouvement continu de rotation d'une MRV 6/4

- L'alimentation de la phase 1 aligne AA' avec 11'.
- L'alimentation de la phase 2 aligne BB' avec 22'.
- L'alimentation de la phase 3 aligne AA' avec 3'3'.

I.2.3 Différents types de la MRV

Les structures de MRV sont très variées et l'imagination des ingénieurs et chercheurs n'a guère eu de limites. Il est utile de préciser de quel type de machine à réluctance variable on parle. Deux structures retiennent plus particulièrement l'attention à l'heure actuelle parce qu'elles présentent une grande simplicité de construction et donc des possibilités de réduction de coût. Ce sont des machines dites « synchrones à réluctance » (Synchronous Reluctance Machines dans la littérature anglo-saxonne) et les MRV à double saillance–MRVDS- (switched reluctance machines), où dans les deux cas le rotor est denté à N_r dents identiques et régulièrement réparties [12], [17], [19], [20].

I.2.3.1 Les machines à stator lisse

Dans ce type de machine, le stator est cylindrique de révolution de rayon R_s dans lequel sont creusées des encoches destinées à loger des conducteurs. La définition du stator lisse est due surtout à la faiblesse de la largeur des encoches au niveau de l'entrefer qui constitue une irrégularité locale négligeable dans la géométrie. Les enroulements sont généralement triphasés et alimentés en courants alternatifs sinusoïdaux. Dans sa forme classique, elle possède un rotor saillant muni d'une cage d'écureuil qui assure le démarrage direct sur le réseau et qui permet d'améliorer la stabilité de fonctionnement au synchronisme (lors d'un à-coup de couple résistant par exemple). Cette machine présente l'avantage de conserver une vitesse constante en charge jusqu'à une certaine valeur du couple résistant. Cependant, du fait de la géométrie de son rotor, elle présente des performances relativement médiocres en termes de facteur de puissance et de rendement comparée à une machine asynchrone de taille équivalente.

Ces mauvaises performances limitent son domaine d'application à quelques dizaines de kilowatts. Associée à un convertisseur statique et à un capteur de position, cette machine ne nécessite plus la présence d'une cage au rotor. Le démarrage est assuré par la commande électronique qui permet de lier à chaque instant, la position du champ statorique à la position

du rotor. La possibilité de pouvoir se passer de la cage lorsque la machine est commandée a fait émerger de nouvelles structures pour le rotor [23]. L'objectif de ces nouvelles structures est d'obtenir un rapport de saillance L_d/L_q aussi grand que possible.

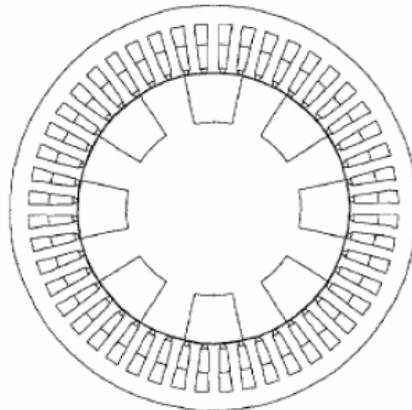


Figure I-5 Machine à réluctance variable à stator lisse.

I.2.3.2 Les machines à double denture

Ce sont des machines dont le stator ne peut être comparé à un stator lisse, vu l'importance de l'ouverture de ses encoches relativement à la denture rotorique, les irrégularités locales dues au positionnement relatif des dents rotoriques et statoriques sont d'ailleurs la cause de la conversion d'énergie [21], [22]. La Fig. I.7 représente une machine à réluctance variable à double denture avec six pôles statoriques et quatre pôles rotoriques, il ne comporte ni conducteur rotorique ni aimant, ce qui lui confère une grande robustesse et une extrême simplicité [23].

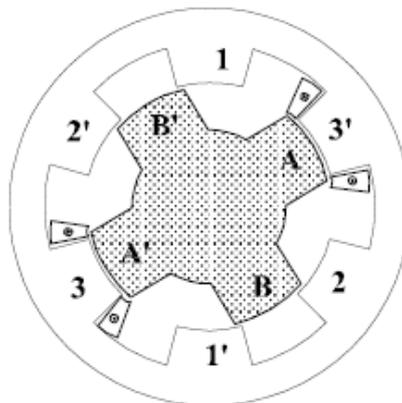


Figure I-6 Machine à double denture.

I.2.4 Différentes topologies de la MRV

Vu la grande variété de structures de machines à réluctance variable (MRV) existantes, nous présentons selon une autre classification les différentes topologies, comme suit :

I.2.4.1 MRV pures

La MRV dite "pure" a une structure saillante au rotor et au stator avec un stator "actif" où sont situés les bobinages et un rotor "passif" (sans bobinage ni aimants) qui la distingue des machines synchrones et asynchrones. Une autre particularité est qu'elle n'est pas à champ tournant mais à champ « pulsé ». Les moteurs à réluctance de ce type se satisfont de courants unidirectionnels de forme rectangulaire, ce qui fera la spécificité de leurs alimentations.

On peut citer divers types (Fig. I.8) de structures à réluctance pure [24] :

- Structures à double denture « simple » (grosses dents) et à 2 dents par phase.
- Structures à double denture « simple » (grosses dents) et à plus de 2 dents par phase.
- Structures à pôles statoriques dentés (petites dents) où un bobinage excite plusieurs dents à la fois : on parle de « bobinage global ».

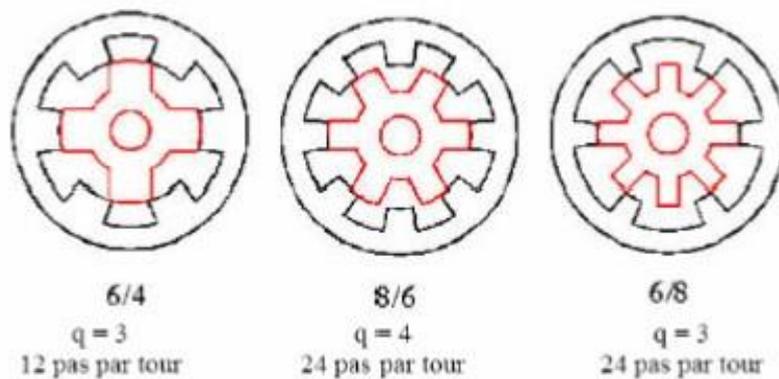


Figure I-7-a MRV à 2 dents par phase.

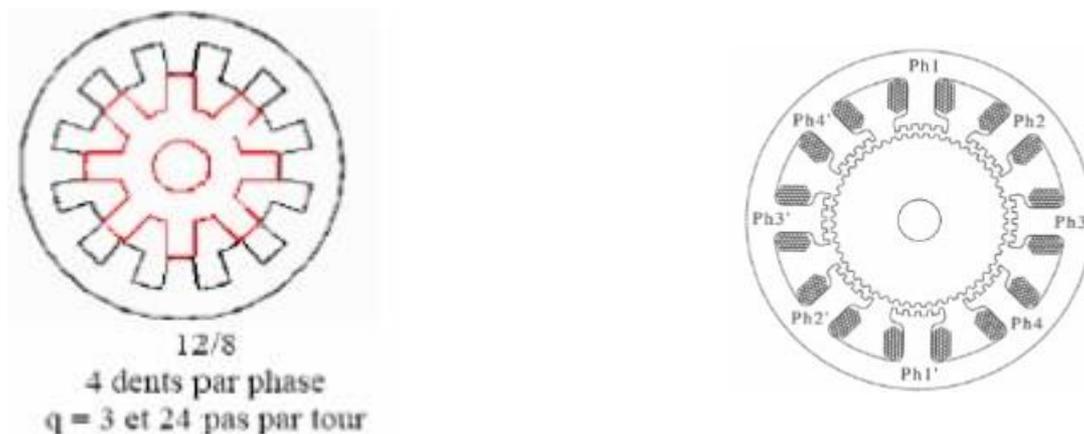


Fig. I.8-b MRV à plus de 2 dents par phase [24].

Fig. I.8-c MRV à pôles statoriques dentés [24].

Elle se caractérise par un couple massique élevé et une grande simplicité de construction d'où un faible coût et une bonne robustesse. Ces atouts lui ont permis de multiples applications dans l'industrie pour les systèmes de démarreur-alternateur dans les véhicules hybrides ou les avions mais aussi pour les systèmes de génération d'électricité dans l'éolien ou l'aérospatial [25].

I.2.4.2 MRV vernier

Certaines machines Vernier ont des structures identiques aux MRV pures sauf qu'elles sont alimentées en courant alternatif sinusoïdal et non en créneaux.

On distingue les machines dites « Vernier à grand nombre de dents », qui possèdent deux armatures saillantes : sur chaque armature, les dents sont identiques et équiréparties mais les nombres de dents statoriques et rotoriques sont légèrement différents (similaire à celui d'une machine synchrone à rotor lisse), ce qui permet d'obtenir une perméance sinusoïdale (Fig.1-8c).

On trouve aussi les machines « Vernier à grosses dents » dans lesquelles chaque pôle statorique constitue lui-même la dent. Les nombres de pôles sont alors relativement faibles et les performances couple-vitesse sont comparables à celles des machines asynchrone et synchrone à aimants avec des fréquences d'alimentation voisines [26].

I.2.4.3 MRV hybrides

Par rapport aux précédentes structures, la particularité des MRV hybrides réside dans l'intégration d'aimants permanents afin d'améliorer leurs performances.

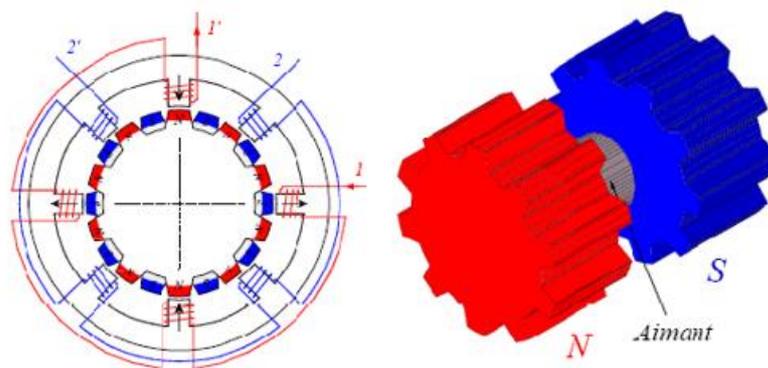


Figure I-8 MRV hybride.

L'adjonction d'aimants dans les structures à double saillance permet de compenser un entrefer trop élevé mais on s'éloigne des structures à réductance pure. Il est cependant intéressant de signaler deux machines à aimants à double saillance dérivées des MRVDS : l'une met en œuvre des aimants placés au rotor [27], la machine se rapprochant des machines synchrones à aimants enterrés ; la seconde conserve le rotor passif de la MRV pure et utilise des aimants placés au stator [28] : on obtient alors une machine à double saillance et aimants permanents statoriques (DSPMM) dite « MRV polarisée ».

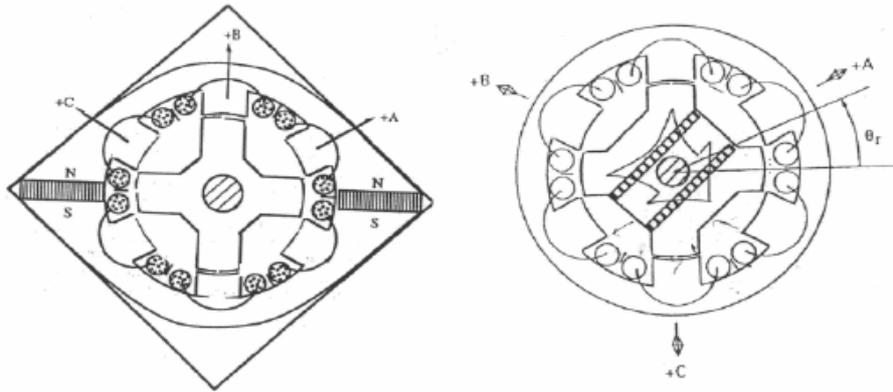


Figure I-9 Utilisation d'aimants dans les machines à double saillance.

La MRV de la Fig. I.11 met en œuvre des aimants surfaciques et exploite l'effet vernier pour une alimentation sinusoïdale. Le grand nombre de dents de la machine à « plots aimantés » de la Fig. I.12 rend cette structure intéressante pour les forts couples [25].

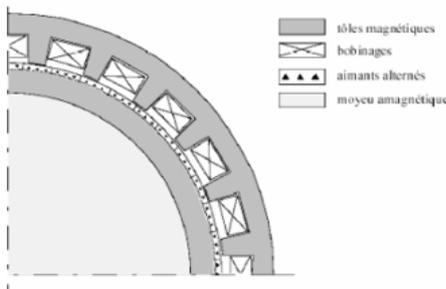


Figure I-10 MRV hybride à effet vernier.

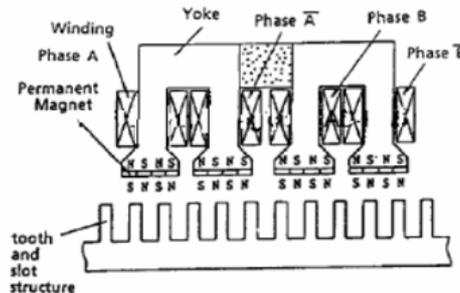


Figure I-11 MRV à plots à aimants.

I.2.5 Modes d'alimentations

Théoriquement, il existe 2 modes fondamentaux d'alimentation en moteur [29] :

a. Alimentation en courant unidirectionnel

Type haché synchronisé (Fig. I.13) avec le mouvement du rotor (capteur de position). Ce courant en créneaux est : superposition du courant DC (excitation série) + AC ($w = N_r \cdot \Omega$).

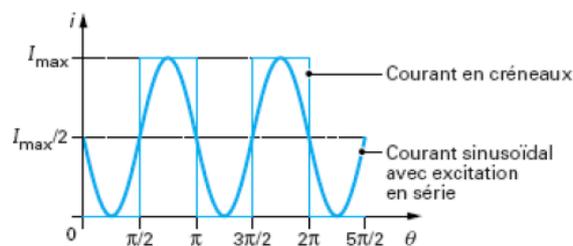


Figure I-12 Alimentation en courant unidirectionnel.

b. Alimentation en courant alternatif

En remarquant que le sens du courant n'intervient pas dans le fonctionnement précédent (sens de rotation et signe du couple ne dépendent que des valeurs de θ pour lesquelles le bobinage est alimenté ou non), on devrait obtenir un fonctionnement identique au précédent avec une alimentation purement alternative de pulsation $w' = (Nr/2). \Omega$.

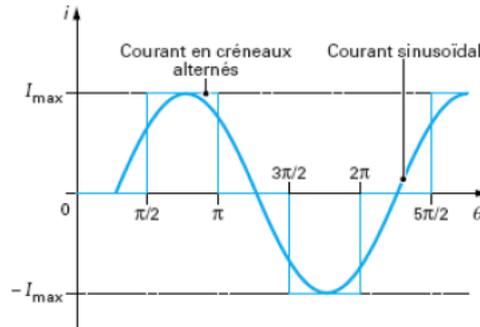


Figure I-13 Alimentation en courant bidirectionnel.

I.2.6 Modélisation de la machine à réluctance variable

I.2.6.1 Modèle de la machine dans le repère d-q

Le modèle de cette machine est obtenu dans le référentiel (d, q) en utilisant la matrice de Park. Les équations électriques sont les suivants :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_r \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} \varphi_{ds} = L_d i_{ds} \\ \varphi_{qs} = L_q i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Ce modèle ne contient que les tensions et courants statoriques vu que la MRV présente un rotor passif et l'alimentation aura lieu au stator.

L'équation mécanique :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_e - C_r - f\omega \quad (\text{I.4})$$

$$\text{avec : } \omega = \frac{d\theta}{dt} \quad , \quad \omega_r = p\omega \quad (\text{I.5})$$

Ainsi le couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{3p}{2} (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} \quad (\text{I.6})$$

Le couple de cette machine est donc représenté uniquement par son couple de saillance pour la raison déjà mentionnée ce qui revient à l'explication du principe de fonctionnement de base.

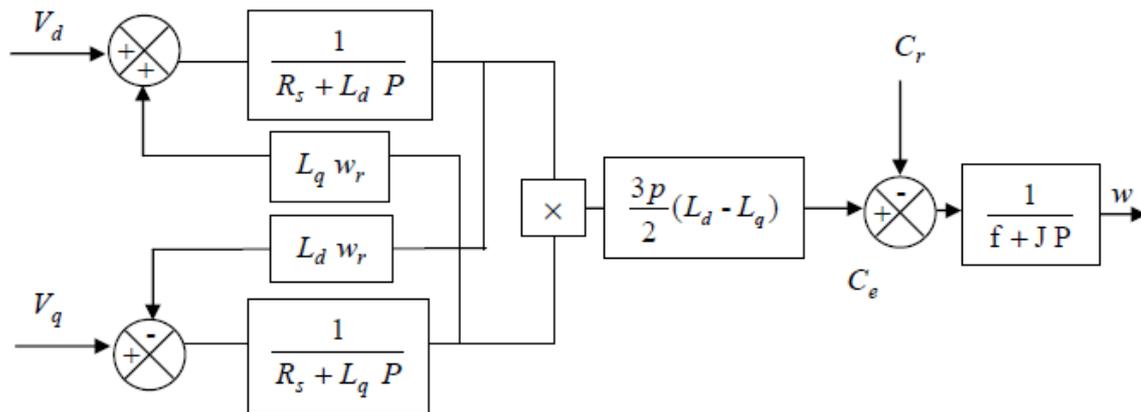


Figure I-14 Schéma fonctionnel de la MRV.

I.2.6.2 Modélisation analytique de la MRV en régime linéaire

Le prédimensionnement d'un convertisseur électromagnétique passe généralement par une étape de calculs analytiques. Les résultats sont obtenus rapidement et sont efficaces et précis mais ils doivent être affinés lors d'une seconde étape par des calculs numériques.

Nous présentons dans ce qui suit deux méthodes analytiques de calcul du champ dans la MRV à rotor à pôles saillants : la première est basée sur les équations de diffusion du champ tandis que la seconde utilise le procédé de résolution alterné de Schwartz [3]. Nous adoptons les hypothèses suivantes, qui restent toutefois concordantes avec l'objectif visé :

- La perméabilité magnétique que ce soit au rotor ou au stator est supposée très grande
- Seul le fondamental des grandeurs électriques et magnétiques est pris en considération.
- Géométrie simplifiée (segments de droite et arcs de cercle au niveau du rotor).
- Le stator est supposé lisse.
- On considère que les effets d'extrémités sont négligeables (problème 2D).

1. Méthode basée sur la circulation du champ

Honsinger [44] a développé une méthode de calcul des inductances directe et en quadrature des machines ayant un rotor à barrières de flux. Elle consiste à déterminer le champ magnétique dans les régions du petit et du grand entrefer à partir des équations de circulation du champ. Le calcul des flux correspondants permet d'approcher les inductances qui leur sont liées.

A cet effet, dans le cas de la MRV à rotor à pôles saillants, nous définissons d'abord le modèle d'étude de la machine, nous déterminons ensuite les équations de circulation du champ correspondantes dans l'entrefer pour les positions d et q du rotor. Le calcul du flux sous un pôle conduit aux expressions des inductances de la machine.

Par hypothèse on considère que la géométrie du rotor est définie par des segments radiaux et des arcs de cercle (Fig. I.16).

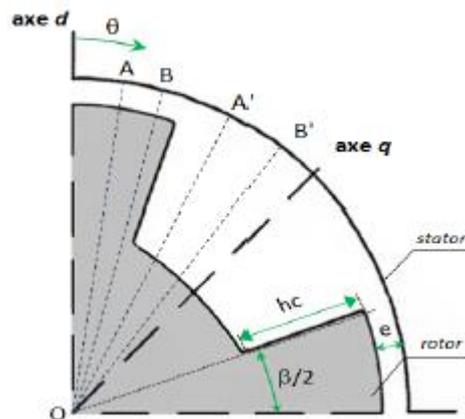


Figure I-15 Modèle de la machine à rotor à pôles saillants.

2. Méthode basée sur le procédé de résolution Alterné de Schwartz

a. Méthode alternée de Schwartz

Dès les années 1870 Schwarz propose une méthode itérative pour résoudre certains problèmes simples d'équations aux dérivées partielles (EDP). Cette méthode consiste à décomposer le domaine de résolution initial (O) en sous-domaines (O_1, O_2). Un problème du même type que le problème initial est résolu itérativement dans chacun des sous-domaines. Les conditions aux limites sur les frontières avec les autres domaines étant obtenues à partir de la solution dans les sous-problèmes voisins à l'itération précédente (Fig. I.17).

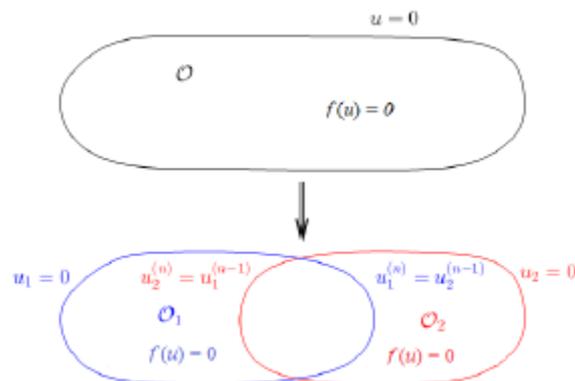


Figure I-16 Décomposition du domaine avec la méthode alternée de Schwarz.

Cette méthode a été exploitée dans [48, 49] où on approxime le potentiel vecteur dans les régions du petit entrefer et grand entrefer. Les conditions aux limites et d'interface conduisent alors à un système d'équations résolu itérativement.

b. Modèle d'étude

On étudie la machine sur une structure développée ce qui revient à négliger les effets de courbure. Cette hypothèse conduit à des erreurs acceptables tant que l'épaisseur de l'entrefer est faible devant le rayon de la machine.

On admet que la machine MRV est suffisamment longue pour qu'on puisse considérer qu'elle présente une symétrie cylindrique suivant son axe de rotation. Sous cette condition, les diverses grandeurs électromagnétiques ne dépendent alors plus de la direction axiale

Z. Le comportement de la machine peut être ainsi étudié dans un plan de section droite, à partir du potentiel vecteur qui ne comporte qu'une seule composante axiale et indépendante de Z.

Le principal inconvénient des modèles analytiques est lié à leur manque de précision ou de fiabilité en raison des hypothèses et des approximations nécessaires pour simplifier la résolution mathématique.

Par exemple, on néglige généralement le phénomène de saturation magnétique et on suppose la perméabilité du matériau magnétique infinie. On simplifie aussi la géométrie de la machine donc le calcul du flux et des inductances. Dans le calcul des machines électriques, le problème est souvent non linéaire. Dans le but d'une utilisation optimale du circuit magnétique et d'une réduction des dimensions des machines, il est usuel de définir leur point de fonctionnement proche de la zone de saturation. Dans ce cas, la perméabilité du circuit magnétique est fonction du niveau d'induction.

Dans l'entrefer, l'influence de la saturation se localise particulièrement au niveau des dents ce qui engendre une diminution de la perméabilité. Par conséquent, la distribution du champ dans l'entrefer en est affectée ce qui peut rendre non valides les résultats analytiques obtenus sous l'hypothèse d'une perméabilité magnétique infinie. Pour cette raison, dans le chapitre suivant (II) nous proposons une nouvelle technique prenant en compte la perméabilité relative du fer dans la machine MRV.

I.2.7 Comportement thermique des MRV

L'échauffement des machines électriques, et en particulier, de la machine à reluctance variable est une conséquence du fonctionnement car la transformation de l'énergie s'accompagne souvent de pertes de divers types (Joule, hystérésis, courants de Foucault, mécaniques). L'élévation de la température peut accélérer le vieillissement de certaines parties de la machine. Au-delà d'une température critique une augmentation de la température de 6 à 10 °C peut réduire de moitié la durée de vie d'une machine électrique et une température élevée maintenue prolongée peut endommager le système d'isolation des enroulements. La conception des machines destinées à être alimentées par des convertisseurs statiques rend le problème encore plus aigu.

Toute étude thermique des machines électriques a pour objectif l'évaluation de la distribution de la température pour améliorer les matériaux, la géométrie, ou le système de refroidissement et permettre d'éviter les régimes de fonctionnement qui détériorent la machine et diminuent sa durée de vie.

L'application d'un ventilateur peut refroidir certaines parties des machines et prolonger leur durée de vie. Cependant, l'espace nécessaire pour l'entretien d'un ventilateur ne peut pas être prévu dans les petites machines. Un autre inconvénient est que le coût des machines comprenant un système de ventilation peut atteindre jusqu'à 60% plus élevé que le coût des machines à aucun système de ventilation. Il est donc important de pouvoir proposer des méthodologies ou modélisation thermique des machines électriques par des méthodes analytiques, numériques et expérimentales dans le but de comprendre, identifier et maîtriser les paramètres de refroidissement [50].

I.2.7.1 Transfert de chaleur dans les machines électriques

On peut définir le transfert thermique entre deux corps comme étant le transfert d'énergie qui résulte d'une différence de température entre les deux corps.

La machine à reluctance variable pendant son fonctionnement s'échauffe. Elle est donc le siège de trois modes essentiels de transfert thermique :

- Conduction

La conduction est définie comme étant le mode de transmission de la chaleur (ou l'échange d'énergie interne) provoquée par la différence de température entre deux régions d'un milieu solide, liquide ou gazeux, ou encore entre deux milieux en contact physique ; il n'y a pas de déplacement appréciable de molécules.

La conduction est le seul mécanisme intervenant dans le transfert de chaleur dans un solide homogène, opaque et compact. Dans les fluides, elle joue aussi un rôle important, mais elle est presque toujours combinée à la convection et parfois au rayonnement.

- Convection

La convection est le mode de transmission qui implique le déplacement d'un fluide liquide ou gazeux. Ce mode de transmission se trouve dans l'échange qui a lieu entre une paroi et un fluide. En réalité, il s'agit d'une combinaison du phénomène de conduction avec celui d'un transfert de matière. La paroi, (supposée chaude, par exemple) cède, par une conduction, de la chaleur au fluide adjacent qui la transmet de couche en couche, dans une direction perpendiculaire à la paroi toujours par conduction.

En outre le mouvement du fluide permet à l'énergie ainsi accumulée de s'écouler vers les régions les plus froides. Si le mouvement est « turbulent », un brassage énergétique des particules de fluide en mouvement permet un transport d'énergie considérable, dans la direction perpendiculaire à la paroi.

On distingue la convection forcée et la convection naturelle (libre). Dans la première, le mouvement du fluide est dû à l'action d'une pompe, d'un ventilateur ou d'une cheminée placée dans le circuit. Dans la deuxième, le mouvement du fluide est créé par des différences de densité, elles-mêmes dues à des différences de températures existantes dans le fluide [42].

Le transfert de chaleur par convection dans les MRVs se fait 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.

Remarque : Il existe quelques remarques utiles pour modéliser les machines à double saillance :

- 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.

- Rayonnement

Le rayonnement thermique est le mode de transmission par lequel la chaleur passe d'un corps à haute température à un autre plus froid ; les deux corps ne se touchent pas, mais ils sont séparés par un milieu transparent tel l'air, ou le vide. Il s'agit d'un rayonnement électromagnétique, mais limité aux longueurs d'onde du 'rayonnement thermique', dont l'absorption par certains corps à la propriété de transformer "l'énergie radiante" en chaleur, ou plus exactement, en énergie calorifique.

I.2.7.2 Méthodes d'analyse du comportement thermique des MRV

L'étude du comportement thermique des machines électriques, et en particulier, de la machine à reluctance variable est un problème crucial qui fait appel à différentes méthodes.

Il existe principalement deux méthodes d'analyse du comportement thermique en plus des essais expérimentaux :

- La méthode du circuit thermique équivalent où la machine est considérée comme un assemblage de pièces homogènes dans la construction et dans le fonctionnement. La température est calculée aux nœuds du réseau, les échanges et les sources de chaleur sont représentés par les branches du réseau. Dans ce cas la qualité du résultat dépend principalement du découpage réalisé de la machine.
- La méthode des éléments finis où on décrit les équations de transfert de chaleur en tout point de la machine. Les équations aux dérivées partielles qui régissent le bilan énergétique sont résolues sur des volumes élémentaires et la température est connue en tout point du domaine. La description est alors plus complexe et aboutit généralement à une solution plus fine.

I.2.8 Avantages et Inconvénients d'une MRV

Les motivations principales qui rendent la MRV concurrentielle aux autres machines sont [30]-[32] :

- L'amélioration du rapport de saillance rend la MRV concurrentielle avec la machine asynchrone, en particulier en termes de facteur de puissance et puissance absorbée.
- Les petits et moyens entraînements peuvent avoir une commande plus simple en utilisant la MRV par rapport à la commande vectorielle de la machine asynchrone.
- La MRV a un fonctionnement stable aux basses vitesses et en pleine charge à la différence d'un moteur asynchrone qui peut avoir des problèmes de sur échauffement.
- La MRV n'a aucun aimant qui est un avantage par rapport à la machine à aimants permanents dans les applications à hautes températures. Par conséquent elle n'a pas de problème de désaimantation.

- 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.

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 ou passives 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 [32].
- Le bon fonctionnement à faible vitesse demande un profil complexe de l'onde du courant et des mesures précises de la position du rotor.

I.2.9 Les applications des MRV

D'une façon générale, la MRV présente beaucoup d'avantages et peut être employée avec succès en tant que moteur à vitesse variable. Il fournit des solutions pour des applications très variées, notamment des applications de traction de petite taille, avec des performances très satisfaisantes et des puissances pouvant atteindre plusieurs dizaines de kilowatts.

Le MRV présente une alternative dans une multitude d'applications. Parmi ces applications nous pouvons citer [33] :

- Les applications spécifiques : compresseurs, ventilateurs, pompes.
- Les équipements médicaux et de laboratoires comme les pousse-seringues, les centrifugeuses, ainsi que les fauteuils roulants électriques...
- Les appareils ménagers : Robot ménager, lave-linge, lave-vaisselle, horlogerie, jouets...
- Les applications pour véhicules électriques et hybrides, le domaine de traction électrique sur rails comme les MRV linéaires ainsi que les rotors « in Wheel » directement associés aux roues et les équipements de bord.
- Les automatismes industriels : ascenseurs, servomécanismes, portes automatiques, actionneurs, positionnement...
- Les équipements informatiques et bureautiques : impression, ventilateur, têtes de lecture...
- Les pompes à fuel et appareillages embarqués à bord des avions [34], navettes spatiales, fusées et différents équipements aéronautiques et aérospatiaux. Le manque d'une atmosphère dans l'espace fait que le moteur électrique est le seul choix viable pour les systèmes de propulsion des robots d'exploration spatiale [35]. L'agence NASA pour son programme d'exploration de mars a conçu un MRV pouvant supporter une température de 540°C pendant 27 heures [36].

Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter les différentes structures de MRV avec leurs constitutions et conditions de fonctionnement avec quelques applications industrielles à partir d'une recherche bibliographique assez fournie. Le principe de son fonctionnement, la modélisation analytique et les méthodes utilisées pour l'analyse de son comportement thermique sont exposés aussi.

Après avoir examiné les bases théoriques régissant son fonctionnement, nous allons développer au chapitre II suivant des aspects liés au dimensionnement de la machine et par la suite les exploiter pour calculer aussi les performances électromagnétiques par la méthode analytique et les valider par la méthode des éléments finis.

Pour une première approche de ce type de machines, nous avons opté pour une structure simple mais répandue dans la littérature grâce à ses multiples atouts : il s'agit de la MRV à double saillance -simple couche- à 12 dents statoriques et 8 dents rotoriques dite SRM 12/8.

Chapitre II

**DIMENSIONNEMENT ET
CALCUL ANALYTIQUE DES
PERFORMANCES
ELECTROMAGNETIQUES DE LA
MRV 12/8**

Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter les étapes de conception des MRVs ainsi que les équations qui permettent de calculer leurs dimensions, ensuite nous allons présenter Les différentes performances électromagnétiques liées à la machine étudiée MRVDS 12/8 simple couche.

II. Dimensionnement de la MRV

Le dimensionnement d'une machine électrique est une succession d'étapes interdépendantes où les phénomènes mécaniques, thermiques et électromagnétiques sont fortement liés. Chaque cas est particulier, en fonction des contraintes spécifiques au problème posé. Nous n'allons donner ici que quelques éléments de base permettant de comprendre le choix des dimensions initiaux du point de vue électromagnétique [29].

Certaines configurations sont effectuées en répétant une configuration de base, par exemple, une configuration MRV 12/8 (12 encoches au stator et 8 dents au rotor) est essentiellement réalisée en répétant la configuration 6/4 deux fois. L'enroulement du stator est concentré, c'est-à-dire que la bobine est enroulée autour d'une dent du stator. Il n'y a pas d'aimants ni de bobinage sur le rotor. Cela permet au rotor d'être simple et d'empêcher l'utilisation d'aimants coûteux, mais rend également complexe le contrôle de la machine [26]. La fréquence fondamentale du courant d'excitation de la phase du stator est donnée par :

$$f = \frac{N}{60} Nr \quad (\text{II.1})$$

Où Nr est le nombre de pôles du rotor et N la vitesse du rotor en tours/minute. L'angle de pas ou l'angle de trait (ε) est calculé comme suit où N_{ph} est le nombre de phases :

$$\varepsilon = \frac{2\pi}{N_{ph} \cdot Nr} \quad (\text{II.2})$$

II.1 Conception d'une MRV

Les performances d'une MRV dépendent du choix des paramètres utilisés dans la conception. Selon le type d'application, une MRV peut avoir différentes configurations de pôles de stator et de rotor, nombre de phases et arcs de pôles, etc. Dans cette section, nous identifions et examinons l'impact de quelques paramètres importants pour la conception d'une MRV.



Figure II-1 Le rotor et le stator d'une MRV

II.1.1 Nombre de phases et de pôles

Contrairement aux composants de nombreuses autres machines à courant continu, le stator et le rotor d'une MRV ont des pôles saillants. Les pôles du rotor et du stator dans une MRV ordinaire sont symétriques et également répartis autour du rotor et du stator, respectivement. Les moteurs à réluctance variable irréguliers sont également conçus à des fins particulières.

Dans cette étude, un couple mécanique constant est requis dans toutes les positions, de sorte que notre discussion reste limitée au MRV standard.

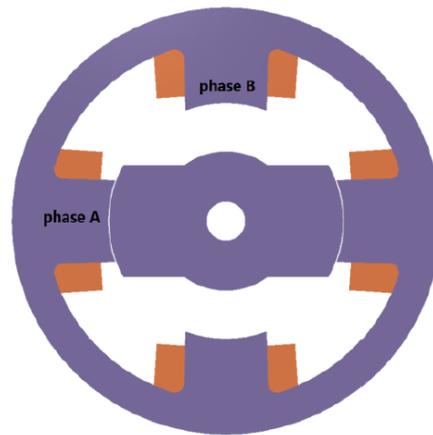


Figure II-2 MRV 2-phase 4/2.

Pour réduire la fréquence de commutation et l'inductance minimale, le nombre de pôles du rotor est généralement inférieur à celui du stator [4].

Une MRV à deux phases 4/2 régulière illustrée à la Fig. II.2 présente deux « points singuliers » [13] pour lesquels le couple est nul. En effet, la position alignée sur la phase A correspond exactement à la position non alignée sur la phase B. En pratique, le couple est assez faible pour plusieurs degrés de part et d'autre de ces deux positions. Si la position initiale du rotor tombe par hasard dans l'une des « zones mortes », il sera impossible de démarrer le moteur sans l'aide d'une force externe. Une conclusion peut être généralisée pour indiquer que le rapport du nombre de pôles du stator au nombre de pôles du rotor ne doit pas être un entier ; sinon, il y aurait des positions à couple nul.

Éviter la position à couple nul est une exigence fondamentale de la conception du moteur, qui peut être mesurée par le taux de recouvrement absolu ρ_A [13]. C'est le rapport entre la zone de couple absolu et l'angle de pas. La zone de couple absolu est l'angle par lequel une phase génère un couple non nul, et le maximum dans un moteur normal est égal à $\frac{\pi}{Nr}$, où Nr est le nombre de pôles du rotor. C'est parce que l'angle maximum du pôle du rotor est $\frac{2\pi}{Nr}$ et seulement la moitié de celle-ci peut être appliquée pour produire le couple positif.

Les structures de MRV les plus utilisées sont les configurations 8/6 en triphasé et 6/4 en triphasé [4]. De plus, la configuration triphasée 12/8 est également impliquée dans de nombreuses applications industrielles (Il s'agit techniquement d'une configuration 6/4 à double pôles de stator et de rotor). Un moteur avec des nombres de phases plus élevés à

tendance à produire une ondulation de couple plus faible, mais avec une diminution du rapport d'inductance et de couple de sortie.

La sélection du nombre de phases et du nombre de pôles détermine l'angle de pas de la MRV. L'augmentation du nombre de pas améliore le couple moyen de la machine. Pour augmenter le nombre de pas, il faut réduire l'angle des pas, c'est-à-dire augmenter le nombre de phases ou de pôles du rotor conformément à l'équation (II.2). L'augmentation du nombre de pas réduit également l'ondulation du couple qu'est définie comme suit :

$$T_{ond} = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{moy}} \quad (II.3)$$

L'ondulation du couple est maximale à la commutation, où une phase laisse la responsabilité de produire le couple à la phase suivante. L'augmentation du nombre de pas augmente le chevauchement du couple entre les phases et réduit donc l'ondulation [27]. Cependant, l'augmentation du nombre de pas augmente également la fréquence fondamentale des courants de phase, augmentant ainsi les pertes en cuivre.

Un bon moyen de réduire l'angle de pas consiste à répéter une configuration de base. Par exemple, un MRV triphasé avec 12 pôles de stator et 8 pôles de rotor peut mieux fonctionner qu'une machine triphasée avec 6 pôles de stator et 4 pôles de rotor. La multiplication d'une configuration de base de cette manière devrait affecter idéalement le rapport d'inductance [27]. Cette multiplication raccourcit également les chemins de flux et peut donc contribuer à réduire les pertes fer [25].

Le nombre de phases est souvent déterminé par les facteurs suivants :

Fiabilité : un plus grand nombre de phases implique une plus grande fiabilité de la MRV. Car en cas de panne dans une phase, la MRV pourra fonctionner avec les phases qui restent. Ce facteur peut être décisif dans des applications qui nécessitent la continuation du fonctionnement de l'entraînement.

Coût : un plus grand nombre de phase exige un convertisseur avec plus d'interrupteurs. Cela augmente le coût de la machine.

Densité de puissance : un plus grand nombre de phase donne une plus grande densité de puissance.

Rendement dans les grandes vitesses : Le rendement est augmenté en réduisant les pertes fer dans les hautes vitesses. Cela est réalisé en diminuant le nombre de phases du stator et le nombre de commutations dans le convertisseur.

II.1.2 Ouverture de pôle

Les ouvertures des pôles jouent un rôle important dans la détermination de l'ondulation de couple d'une MRV. Cela s'explique mieux en définissant le rapport de recouvrement d'inductance (K_L) [27]. Il est défini dans l'eq. (II.4) :

$$K_L = 1 - \frac{\varepsilon}{\min(\beta_r, \beta_s)} \quad (II.4)$$

En général, les largeurs de pôles de stator et de rotor sont définies de manière similaire, et les conditions suivantes sont généralement appliquées :

- L'arc du pôle du rotor (β_r) est légèrement plus grand que l'arc du pôle du stator (β_s). Cela nous permet de maintenir la valeur de l'inductance alignée sans réduire la surface de l'encoche. La différence entre les arcs de pôles ($\beta_r - \beta_s$) crée une zone morte de couple à la position alignée du rotor. Cette zone morte ne sert à rien d'autre que laisser plus de temps pour ramener le courant à zéro lorsque le rotor s'éloigne de la position alignée [25].
- $\text{Min}(\beta_r, \beta_s) \geq \varepsilon$ (angle de pas). Cela permet de s'assurer que le moteur peut démarrer à partir de toutes les positions du rotor [25] et cette condition devrait être vérifiée pour réduire l'ondulation du couple vu de l'équation. (II.4).
- Les arcs de pôles du stator doivent être placés de manière à laisser un écart entre les pôles du stator et du rotor. Le maintien d'un petit espace réduit l'inductance non alignée et améliore le rapport d'inductance [25]. Cette condition peut être écrite mathématiquement comme suit :

$$\beta_s < \frac{2\pi}{N_r} - \beta_r \quad (\text{II.5})$$

II.1.3 Enroulements

Les enroulements dans une MRV sont simples et concentrés. Généralement, une phase est composée de deux pôles opposés avec une bobine sur chaque pôle. La bobine peut être connectée en série ou en parallèle. Les bobines n'ont pas besoin d'être enroulées après l'assemblage du stator. Elles peuvent être enroulées séparément puis montées plus tard. Toutes les bornes d'enroulement sont connectées à la boîte à bornes externe pour la connexion car il n'y a pas de point neutre interne pour le MRV. Ces connexions supplémentaires augmentent les pertes en cuivre [25].

II.1.4 Matériaux de base

Les courants dans une MRV ont une fréquence fondamentale élevée par rapport à une machine à induction. La fréquence élevée implique que les pertes par courants de Foucault vont dominer. La forme des courants n'est pas non plus sinusoïdale. Par conséquent, les courants ont également un contenu harmonique élevé. Étant donné que la machine doit être utilisée dans la région non linéaire des courbes d'aimantation, les niveaux de saturation sont élevés. Cela fait du choix du matériau du noyau de stator et du noyau de rotor un aspect important de la conception d'une MRV. Une stratification mince est préférable pour le MRV, de sorte que l'acier au silicium est un élément approprié pour le matériau du noyau. Dans les applications à hautes performances, des alliages métalliques à base de cobalt sont utilisés.

II.2 Calculs et analyses de conception de la MRV

II.2.1 Spécifications de conception

Les spécifications suggèrent une puissance nominale d'environ 4.5 kW à un couple de 28 Nm et pour une vitesse de 1500 tr/min. Le cahier des charges comprend non seulement des exigences, mais également des contraintes sur le volume, le matériau utilisé, etc.

Le diamètre du stator : $D_s = 270$ mm. Avec

$$\frac{L}{Dr} = 1 \quad (\text{II.6})$$

Dr : le diamètre du rotor et L : la longueur de la machine.

Les informations dont nous disposons incluent le couple nominal et la puissance nominale, qui sont des points de départ possibles pour la conception du moteur électrique.

Une sélection appropriée du nombre de phases et de pôles est très importante pour répondre aux paramètres de performance du moteur attendus. Différentes combinaisons de numéros de pôles stator / rotor ont été proposées pour les moteurs à réluctance variable : 6/4, 12/8 et 24/16 pour les moteurs triphasés et 8/6 et 16/12 pour les moteurs quadripasés,

De nombreux facteurs interviennent dans le choix : nombre d'interrupteurs de puissance, nombre de coups, rapport d'inductance, surface de conversion d'énergie, fréquence de découpage, refroidissement des bobines et bruit acoustique.

II.2.2 Calculs et Analyse

Trois topologies différentes ont été sélectionnées pour la conception de base de la machine afin de satisfaire les exigences. Ces topologies incluent 3 phases 6/4, 3 phases 12/8 et 4 phases 8/6 :

- 3-phase 6/4 est la topologie la plus simple de celles proposées. Le MRV est capable de fournir le couple requis mais l'ondulation de couple serait élevée.

- La topologie triphasée 12/8 est considérée car elle offre une ondulation de couple plus faible et un couple potentiellement plus important sans ajouter de phase supplémentaire.

- La topologie 8/6 à 4 phases offre une ondulation de couple réduite, un couple plus élevé avec une fréquence de commutation inférieure à celle d'une machine 12/8 à 3 phases. Cependant, cela ajoute à la complexité du control en raison du saut de phase supplémentaire.

Les calculs de conception pour chacune de ces topologies incluent le calcul de paramètres géométriques et sont basés sur la procédure décrite dans [25] et est également utilisée dans [31].

Tous les calculs de conception commencent par l'équation de couple :

$$T = K \cdot Dr^2 \cdot L \quad (\text{II.7})$$

où Dr est le diamètre du rotor, L la longueur de la machine et K le coefficient de sortie. K représente le produit des charges électriques et magnétiques. Deux autres coefficients liés à K sont le couple par unité de volume de rotor TRV , et la contrainte de cisaillement de l'entrefer σ . La signification de la TRV est suggérée par son nom, tandis que σ représente la pression à la surface du rotor. Les coefficients sont exprimés par les équations suivantes [11] :

$$TRV = \frac{T}{\frac{\pi}{4} Dr^2 L} \quad (\text{II.8})$$

$$\sigma = \frac{T}{\frac{\pi}{2} Dr^2 L} \quad (\text{II.9})$$

$$K = \frac{\pi}{2} \sigma = \frac{\pi}{4} TRV \quad (\text{II.10})$$

Les trois paramètres sont étroitement liés, de sorte que chacun d'entre eux peut être sélectionné pour déterminer la taille du moteur électrique. Certaines valeurs typiques de σ , K et TRV sont données dans le Tableau II.1.

Tableau II-1 Les valeurs typiques des trois coefficients σ , K et TRV

	Σ (Ibf/in ²) (kN/m ²)	K (Ibf. in /in ³) (kN.m/m ³)	TRV (kN.m/m ³)
Les petits moteurs	0.1 ~ 0.5 (0.7 ~ 3.5)	0.15 ~ 0.8 (1.0 ~ 5.5)	2.5 ~ 7
Les moteurs intégral-hp	0.5 ~ 2 (3.5 ~ 13.8)	0.8 ~ 3 (5.5 ~ 20.7)	7 ~ 30
Les servomoteurs à rendement élevé	1 ~ 3 (6.9 ~ 20.7)	1.5 ~ 5 (10.3 ~ 34.5)	15 ~ 50
Les machines aérospatiales	2 ~ 5 (13.8 ~ 34.5)	3 ~ 7.5 (20.7 ~ 51.7)	30 ~ 75
les grandes machines refroidies	10 ~ 15 (68.9~103.4)	15 ~ 200 (103.4 ~ 1378.8)	100 ~ 250

K doit être déterminé sur la base de l'analyse par éléments finis. Par conséquent, dans ce projet, nous commençons par dimensionner la machine selon la méthode de [25], puis nous améliorons la conception en fonction des résultats de la simulation pour obtenir le couple requis.

Les détails du calcul des paramètres sont fournis ci-dessous.

II.2.2.1 Diamètre de rotor

T. Miller [25] a fourni quelques rapports recommandés entre le diamètre du rotor (D_r) et le diamètre du stator (D_s) pour chacune des topologies décrites ci-dessus. Les rapports

recommandés sont présentés dans le Tableau II.2 et sur la base de ces rapports, les diamètres respectifs des rotors sont calculés en considérant que D_s est de 270 mm.

Tableau II-2 Rapport recommandé entre le diamètre du rotor et le diamètre du stator [25].

Topologies	3-PHASE 6/4	3-PHASE 12/8	4-PHASE 8/6
D_r/D_s	0.5	0.57	0.53

Le choix d'un rapport approprié dépend du nombre de pôles de stator et de rotor et des exigences de fonctionnement. L'objectif de ce projet est de concevoir un moteur industriel (Intégrale-HP) MRV 12/8 simple couche ($N_s=12$, $N_r=8$) avec $D_r=153.9$ mm et comme indiqué dans le Tableau II.1,

$$5.5 < K < 20.7$$

Selon (II.6) et (II.7)

$$K = 7.68 \text{ kN.m/m}^3$$

Les principaux paramètres de conception sont illustrés à la Fig. II.3 et les règles de sélection des valeurs appropriées sont présentées dans cette section.

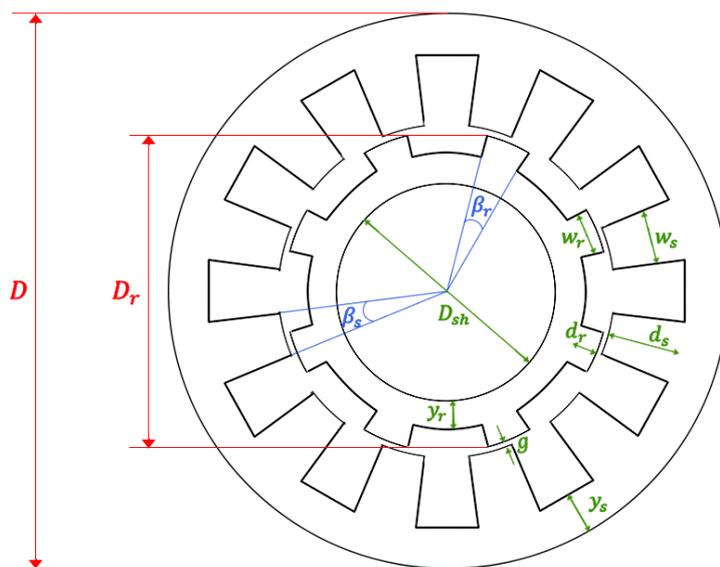


Figure II-3 Représentation des dimensions de la MRV.

II.2.2.2 Longueur de l'entrefer

Le MRV nécessite un intervalle d'air uniforme et une bonne concentricité [13] pour minimiser l'ondulation de couple et le bruit acoustique. La réluctance magnétique de la culasse étant faible comparée à celle de l'entrefer, la longueur de l'entrefer détermine le couple de sortie et le besoin en volt-ampère dans l'entraînement du moteur. Cependant, l'entrefer ne

peut pas être réduit au maximum en raison de contraintes de fabrication et il est approximativement proportionnel à la taille du moteur. Par exemple, étant donné que le rapport L/Dr est égal à 1, la longueur de l'entrefer est égale à 0,5% du diamètre du rotor [13]. Pour un moteur de la taille indiquée, il est raisonnable de supposer que la longueur de l'entrefer g est de 0,77 mm, pour des raisons de calcul on prend $g=1$ mm.

II.2.2.3 Arcs de pôles

Les plages des arcs de pôles, qui seront utilisées pour limiter l'espace de conception pendant la phase d'optimisation, doivent être discutées. Deux critères principaux guident la sélection de l'arc de pôle. Le premier consiste à s'assurer que le moteur répond à l'exigence de démarrage automatique, et le second consiste à obtenir une forme d'onde couple / position avec ondulation minimale [36]. En fait, ces exigences imposent des limites supérieure et inférieure aux arcs de pôles de stator et de rotor, vérifiant les conditions citées auparavant on obtient :

- L'ouverture de la dent (pole) rotorique $\beta_r=16^\circ$
- L'ouverture de la dent (pole) statorique $\beta_s=15^\circ$

Les conceptions pratiques doivent toujours avoir $\beta_r \geq \beta_s$ [34]. Le déphasage entre deux phases successives du stator correspond à l'angle de pas mentionné dans l'équation (II.2).

$$\theta_{rs} = \varepsilon = \frac{2\pi}{Nr} \frac{4}{Ns}$$

Où Nr et Ns sont les nombres de pôles (des dents) de rotor et de stator.

Considérant les contraintes de conception, de fabrication et de performance, et pour éviter tout chevauchement entre les pôles du stator et du rotor en position non alignée, la séparation angulaire entre les pôles du rotor adjacents doit être supérieure à celle de l'arc de pôle du stator. Sinon, le couple de démarrage sera très faible. Sur la base de ce principe, nous avons obtenu la condition (II.5) :

$$\frac{2\pi}{Nr} - \beta_r \geq \beta_s$$

Les arcs de pôles du rotor et du stator déterminent le rapport d'inductance alignée / l'inductance non alignée, et renforcent la génération de couple. Une fois les arcs de pôles fixés, les largeurs des dents stator et des dents rotor w_r et w_s peuvent être calculées en utilisant les équations suivantes :

$$w_r = 2Rr \cdot \sin \frac{\beta_r}{2} = 21.42 \text{ mm} \quad (\text{II.11})$$

$$w_s = 2(Rr + g) \cdot \sin \frac{\beta_s}{2} = 20.35 \text{ mm} \quad (\text{II.12})$$

où Rr est le rayon du rotor et g est la longueur de l'entrefer.

II.2.2.4 Largeur de la culasse

La culasse du rotor doit pouvoir supporter le flux de pointe sans saturation. En d'autres termes, la saturation ne devrait se produire qu'aux pôles du rotor. Dans un MRV à excitation simple, le flux se divise en deux parties égales après avoir quitté le pôle du rotor. Par conséquent, l'épaisseur de la culasse y_r doit être au moins égale à la moitié de la largeur du rotor $\frac{w_r}{2}$.

Comme Les MRVs pratiques fonctionnent avec leur matériau saturé, une marge est également ajoutée pour éviter une saturation localisée (y_r soit généralement 20 à 40% de plus que $\frac{w_r}{2}$ [13]). La valeur recommandée pour la largeur de la culasse est de 2/3 de la largeur de pôle rotorique [25], c.-à-d:

$$y_r = \frac{2}{3} w_r = 14.28 \text{ mm} \quad (\text{II.13})$$

Le choix de l'épaisseur de la culasse du stator est un problème d'optimisation avec deux objectifs contradictoires, d'une part, le MRV a une zone de pôle beaucoup plus petite, ce qui facilite la déviation du moteur lorsque la charge est lourde, cette déviation peut provoquer des vibrations et des bruits acoustiques et peut être réduite par une culasse de stator rigide. Et d'autre part, il n'est pas approprié de définir l'épaisseur de la culasse du stator comme $y_s = w_s$. Cependant, cela augmente le poids de la machine et comprime la zone de l'encoche.

Donc il est raisonnable de prendre

$$y_s = \frac{2}{3} w_s = 13.57 \text{ mm} \quad (\text{II.14})$$

II.2.2.5 Profondeur de l'encoche

La profondeur de l'encoche du rotor (d_r) est la longueur du pôle du rotor qui est au moins 20-30 fois supérieure à l'entrefer nécessaire pour obtenir une faible inductance non alignée [13]. Mais comme le flux du pôle du stator a tendance à être dans le pôle du rotor, l'approfondissement de l'encoche du rotor n'a plus d'effet sur la réduction de l'inductance non alignée. En outre, la profondeur de l'encoche du rotor est limitée par la nécessité de maximiser le diamètre de l'arbre.

(d_r) est recommandée dans [25] pour être égale à la moitié de w_s .

$$d_r = \frac{w_s}{2} = 10.17 \text{ mm} \quad (\text{II.15})$$

Comme le diamètre du stator, le diamètre du rotor, l'entrefer et l'épaisseur de la culasse du stator ont déjà été déterminés, la profondeur de l'encoche du stator (d_s) peut être calculée comme suit :

$$d_s = \frac{1}{2} (D_s - D_r - 2(g + y_s)) = 43.48 \text{ mm} \quad (\text{II.16})$$

Une profondeur d'encoche statorique élevée augmente la surface d'encoche, permettant ainsi une réduction des pertes en cuivre.

II.2.2.6 Diamètre de l'arbre

En calculant la profondeur de l'encoche du rotor et la largeur de la culasse du rotor, le diamètre de l'arbre (D_{sh}) est alors donné par l'équation. (II.17) :

$$D_{sh} = D_r - 2(d_r + y_r) = 104.99 \text{ mm} \quad (\text{II.17})$$

Le diamètre de l'arbre doit être aussi grand que possible pour assurer l'intégrité mécanique et améliorer la rigidité latérale du rotor [13]. et augmenter la première vitesse critique [25].

II.2.2.7 Nombre de tours par phase

Le châssis de la MRV a été conçu, mais le moteur ne peut pas fonctionner sans bobines. Ainsi, le nombre de tours de bobinage par pôle doit être estimé.

Le nombre de tours par phase est calculé pour un courant donné. La taille du conducteur est choisie de telle façon à remplir l'enroulement disponible. Les meilleurs choix sont ceux qui respectent les demandes suivantes :

- Un petit courant nécessite un grand nombre de tours.
- Une petite impédance du bobinage nécessite un plus petit nombre de tours.

Pour calculer le nombre approximatif de tours, supposons qu'à une certaine vitesse l'angle de conduction des transistors soit égal à l'angle de pas. En supposant l'augmentation linéaire du couplage de flux de pointe par phase ψ , nous pouvons écrire :

$$\psi = \frac{V}{\omega} \varepsilon \quad (\text{II.18})$$

Où V est la tension d'alimentation en CC, ε est l'angle de conduction du transistor ou l'angle de pas, ω la vitesse de rotation nominale : $\omega = rpm \times \frac{2\pi}{60}$

Nous pouvons également écrire l'équation de couplage de flux en termes de densité de flux et de nombre de tours par phase de la manière suivante :

$$\psi = ws.L.Bs.nc.Np \quad (\text{II.19})$$

Où $(ws.L)$ représente la surface du pôle, Bs la densité de flux magnétique maximale sur la surface du pôle, nc le nombre de bobines par phase et Np le nombre de tours par phase. Combinant les équations (II.18) et (II.19) :

$$\frac{V}{\omega} \varepsilon = ws.L.Bs.nc.Np \quad (\text{II.20})$$

Ce qui donne :

$$Np = \frac{V.\varepsilon}{\omega.ws.L.Bs.nc} \quad (\text{II.21})$$

Toutes les valeurs des paramètres dans l'équation (II.21) ont été donnés, à l'exception de B ce qui peut être trouvé à l'aide de la Fig. II.4. Pour le matériau utilisé pour construire la machine, la densité surfacique de saturation est d'environ 1,4 T.

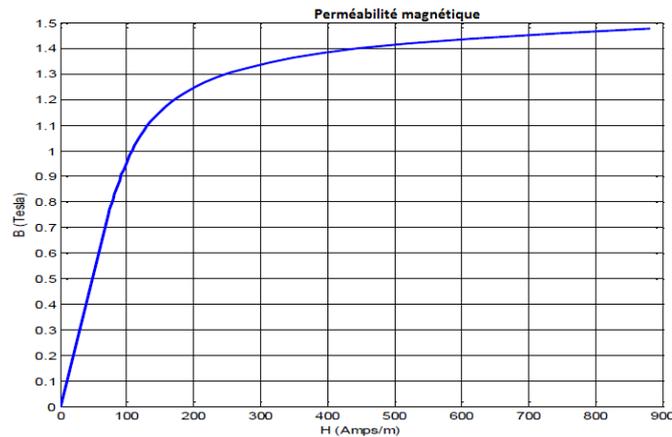


Figure II-4 Courbe de magnétisation.

En raison de la présence de matériau isolant et de revêtement, les bobines ne peuvent pas remplir la zone de l'encoche. Une constante appelée « facteur de remplissage » est introduite pour mesurer la surface conductrice effective, cette constante étant le rapport de la surface du conducteur sans isolation à la surface de l'encoche sans doublure. Le facteur de remplissage varie de 0,4 à 0,5 pour la plupart des MRV [38] et il peut atteindre 0,625 pour un MRV bien conçu [39]. Ici, le facteur de remplissage est 0.5

II.2.2.8 Poids de la machine

Pour calculer le poids de la machine, il faut connaître la masse volumique des matériaux qui constituent la machine, soient le cuivre, le fer et l'acier. La masse volumique du cuivre est de 8900 kg/m³, du fer est de 7600 kg/m³, et celle de l'acier est de 7850 kg/m³.

Le volume total du cuivre est égal au volume du cuivre d'une seule phase multiplié par le nombre de phase qui est égale à 3. Le volume du fer est égal à la somme des volumes de la culasse du stator, la culasse du rotor, les pôles du stator et les pôles du rotor.

Volume de la culasse du stator :

$$V_{cs} = L \times (\pi(0.5 \times D_s)^2 - \pi(0.5 \times D_5)^2) \quad (\text{II.22})$$

$$V_{cs} = 1682.43 \text{ cm}^3$$

Volume de la culasse du rotor :

$$V_{cr} = L \times (\pi(0.5 \times D_2)^2 - \pi(0.5 \times D_1)^2) \quad (\text{II.23})$$

$$V_{cr} = 823.54 \text{ cm}^3$$

Volume des pôles du stator :

$$V_{ds} = L \times N_s(ws.ds) \quad (\text{II.24})$$

$$V_{ds} = 1634.08 \text{ cm}^3$$

Volume des pôles du rotor :

$$V_{dr} = L \times N_r(wr.dr) \quad (\text{II.25})$$

$$V_{dr} = 268.20 \text{ cm}^3$$

Volume de l'arbre :

$$V_{sh} = L \times \pi(0.5 \times D_1)^2 \quad (\text{II.26})$$

$$V_{sh} = 1332.62 \text{ cm}^3$$

À ce stade, les principaux paramètres de conception du MRV spécifié ont été définis et sont répertoriés dans le Tableau II.3.

Tableau II-3 Les principaux paramètres de conception de la MRV 12/8 spécifiée.

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Nombre de pôles (dents) statoriques	Ns	12	
Nombre de dents rotoriques	Nr	8	
Diamètre du stator	Ds	270	Mm
Diamètre du rotor	Dr	153.9	Mm
Longueur de la machine	L	153.9	Mm
Epaisseur de l'entrefer	g	1	Mm
Ouverture de la dent du rotor	β_r	16	Deg
Ouverture de la dent du stator	Bs	15	Deg
Largeur du pôle statorique	ws	20.35	Mm
Largeur de dent rotorique	wr	21.42	Mm
Epaisseur de la culasse du rotor	Yr	14.28	Mm
Epaisseur de la culasse statorique	Ys	13.57	Mm
Profondeur de l'encoche du rotor	Dr	10.17	Mm
Profondeur de l'encoche du stator	Ds	43.48	Mm
Diamètre de l'arbre	Dsh	104.99	Mm
Nombre de tours par phase	Np	34	
Courant max de phase	I	18	A
Densité du courant	J	6.1	A/mm ²

II.3 Calcul analytique et validation par la méthode des éléments finis (MEF) des performances électromagnétiques

II.3.1 Description de la méthode analytique

Une fois les dimensions et paramètres initiaux déterminés par des équations de construction issues de l'expérience des concepteurs, nous utiliserons une méthode analytique plus précise pour prédéterminer les performances électromagnétiques de la MRV. Les résultats obtenus par la méthode analytique seront validés par ceux issus de la méthode des éléments finis.

Nous présentons une nouvelle technique bidimensionnelle (2D) de sous-domaines exacts en coordonnées polaires prenant en compte la perméabilité relative du fer dans la machine à réluctance variable (MRV) 12/8 alimentée par un courant sinusoïdal.

Dans les régions non périodiques (par exemple, les encoches / dents du rotor et/ou du stator), les équations de Maxwell magnétostatiques sont résolues en considérant les conditions aux limites de Neumann (BC) non homogènes. Les solutions générales du potentiel vecteur magnétique dans tous les sous-domaines sont obtenues en appliquant les conditions d'interface (IC) dans les deux directions (r et θ). L'effet de saturation globale est pris en compte, avec une perméabilité magnétique constante correspondante à la zone linéaire de la courbe non linéaire $B(H)$.

Dans cette étude, la distribution de l'induction magnétique à l'intérieur de la machine électrique, les couples électromagnétiques statique/dynamique, le flux magnétique, les inductances propre/mutuelle, les pressions magnétiques et les forces magnétiques non équilibrées (UMF) ont été calculés pour la MRV 12/8 simple couche.

Il est important de noter que le modèle semi-analytique développé basé sur la technique de sous-domaine exact 2D est également valable pour un nombre quelconque de pôles statoriques et rotoriques avec un enroulement simple/double couche. Enfin, les résultats semi-analytiques ont été réalisés pour différentes valeurs de perméabilité relative du noyau de fer (à savoir 120 et 1200) et comparés à ceux obtenus par la méthode des éléments finis (FEM). Les comparaisons avec FEM montrent de bons résultats pour l'approche proposée.

La technique de sous-domaine utilisant une superposition permettant l'utilisation de tout sous-domaine non périodique. La connexion de sous-domaine est effectuée directement dans les deux sens [40]. Les solutions générales des équations de Maxwell sont déduites en appliquant le principe de superposition en respectant les conditions aux limites.

Le calcul des rayons ($R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_{ext}$) afin de définir les différents domaines de la MRV pour l'application de la méthode analytique :

$$R_1 = \frac{D_{sh}}{2} = 52.5 \text{ mm}$$

$$R_2 = R_1 + y_r = 66.78 \text{ mm}$$

$$R_3 = R_2 + d_r = 76.95 \text{ mm}$$

$$R_4 = R_3 + g_a = 77.95 \text{ mm}$$

$$R_5 = R_4 + d_s = 121.43 \text{ mm}$$

$$R_{ext} = R_6 = R_5 + y_s = 135 \text{ mm}$$

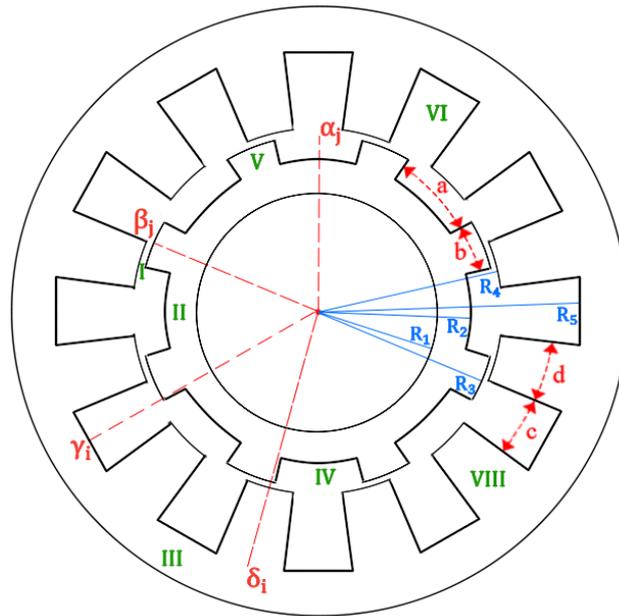


Figure II-5 Modèle simplifié d'une MRV simple couche.

Sur la Fig. II.5-a nous avons les régions suivantes :

- Région I l'entrefer ;
- Région II et III respectivement la culasse rotorique et la culasse statorique ;
- Région IV l'encoche du rotor ;
- Région V la dent rotorique ;
- Région VI l'encoche statorique ;
- Région VIII la dent statorique ;

II.3.1.1 Les hypothèses utilisées dans cette méthode

- Les effets d'extrémité sont négligés : $A = \{0 ; 0 ; A_z\}$
- L'effet du courant de Foucault dans le matériau ferromagnétique est négligé.
- La densité de courant dans l'encoche du stator a une seule composante selon "z" :

$$J = \{0 ; 0 ; J_z\}$$

- Le matériau ferromagnétique est considéré isotrope avec une perméabilité magnétique constante correspondant à la zone linéaire de la courbe B(H).
- L'encoche/dent du stator et du rotor ont des côtés radiaux.

II.3.1.2 Les conditions aux limites de Neumann non homogènes

Les conditions d'interface (CI) dans le modèle analytique sont divisées en deux types :

θ CIs : Sur l'intervalle d'angle pour une valeur du rayon donnée:

$$\{R_2; R_3; R_4; R_5\};$$

R CIs : Sur l'intervalle des rayons pour une valeur d'angle donnée :

$$\left\{ \alpha_{j\mp} \frac{a}{2}; \beta_{j\mp} \frac{b}{2}; \gamma_{j\mp} \frac{c}{2}; \delta_{j\mp} \frac{d}{2} \right\}$$

Donc on obtient :

θ CIs :

Les CI entre les Régions II, IV et V en $r = R_2$ tel que :

$$A_{zII}(R_2, \theta) = A_{zIVj}(R_2, \theta) \text{ pour } \theta \in \left[\alpha_j - \frac{a}{2}, \alpha_j + \frac{a}{2} \right] \quad (\text{II.27})$$

$$A_{zII}(R_2, \theta) = A_{zVj}(R_2, \theta) \text{ pour } \theta \in \left[\beta_j - \frac{b}{2}, \beta_j + \frac{b}{2} \right] \quad (\text{II.28})$$

$$H_{\theta II}(R_2, \theta) = H_{\theta IVj}(R_2, \theta) \text{ pour } \theta \in \left[\alpha_j - \frac{a}{2}, \alpha_j + \frac{a}{2} \right] \quad (\text{II.29})$$

$$H_{\theta II}(R_2, \theta) = H_{\theta Vj}(R_2, \theta) \text{ pour } \theta \in \left[\beta_j - \frac{b}{2}, \beta_j + \frac{b}{2} \right] \quad (\text{II.30})$$

Les CI entre les régions I, IV et V en $r = R_3$ sont similaires à (II.27), (II.28) en remplaçant II par I et R_2 par R_3 .

Les CI entre les Régions I, VI et VIII en $r = R_4$ tel que :

$$A_{zI}(R_4, \theta) = A_{zVIi}(R_4, \theta) \text{ pour } \theta \in \left[\gamma_i - \frac{c}{2}, \gamma_i - \frac{c}{2} + f \right] \quad (\text{II.31})$$

$$A_{zI}(R_4, \theta) = A_{zVIIIi}(R_4, \theta) \text{ pour } \theta \in \left[\delta_i - \frac{d}{2}, \delta_i + \frac{d}{2} \right] \quad (\text{II.32})$$

$$H_{\theta I}(R_4, \theta) = H_{\theta VIi}(R_4, \theta) \text{ pour } \theta \in \left[\gamma_i - \frac{c}{2}, \gamma_i - \frac{c}{2} + f \right] \quad (\text{II.33})$$

$$H_{\theta I}(R_4, \theta) = H_{\theta VIIIi}(R_4, \theta) \text{ pour } \theta \in \left[\delta_i - \frac{d}{2}, \delta_i + \frac{d}{2} \right] \quad (\text{II.34})$$

Les CI entre les Régions III, VI et VIII en $r = R_5$ sont similaires à (II.31), (II.32) en remplaçant I par III et R_4 par R_5 .

r CI :

Les CI entre les Régions IV et V en $\alpha_j + \frac{a}{2} = \beta_j - \frac{b}{2}$ et $\alpha_{j+1} - \frac{a}{2} = \beta_j + \frac{b}{2}$ pour $r \in [R_2; R_3]$:

$$A_{zIVj} \left(r, \alpha_j + \frac{a}{2} \right) = A_{zVj} \left(r, \beta_j - \frac{b}{2} \right) \quad (\text{II.35})$$

$$H_{rIVj} \left(r, \alpha_j + \frac{a}{2} \right) = H_{rVj} \left(r, \beta_j - \frac{b}{2} \right) \quad (\text{II.36})$$

$$A_{zIV(j+1)} \left(r, \alpha_{j+1} - \frac{a}{2} \right) = A_{zVj} \left(r, \beta_j + \frac{b}{2} \right) \quad (\text{II.37})$$

$$H_{rIV(j+1)} \left(r, \alpha_{j+1} - \frac{a}{2} \right) = H_{rVj} \left(r, \beta_j + \frac{b}{2} \right) \quad (\text{II.38})$$

Les CI entre les Régions VI et VIII en $\gamma_i + \frac{c}{2} = \delta_i - \frac{d}{2}$ et $\gamma_{i+1} - \frac{c}{2} = \delta_i + \frac{d}{2}$ pour $r \in [R_4; R_5]$

$$1. A_{zVI} \left(r, \gamma_i + \frac{c}{2} \right) = A_{zVIII} \left(r, \delta_i - \frac{d}{2} \right) \quad (\text{II.39})$$

$$H_{rVI} \left(r, \gamma_i + \frac{c}{2} \right) = H_{rVIII} \left(r, \delta_i - \frac{d}{2} \right) \quad (\text{II.40})$$

$$A_{zVI(i+1)} \left(r, \gamma_{i+1} - \frac{c}{2} \right) = A_{zVIII} \left(r, \delta_i + \frac{d}{2} \right) \quad (\text{II.41})$$

$$H_{rVI(i+1)} \left(r, \gamma_{i+1} - \frac{c}{2} \right) = H_{rVIII} \left(r, \delta_i + \frac{d}{2} \right) \quad (\text{II.42})$$

II.3.1.3 Densité du courant de source au stator

La densité de courant au stator pour la MRV simple couche est défini tel que :

$$J1(i) = \frac{N_c}{S} \cdot C_{(1)}^T \cdot i_g \quad (\text{II.43})$$

où $i_g = [i_a \ i_b \ i_c]$ est le vecteur des courants de phase d'une forme sinusoïdale et un déphasage de $\frac{2\pi}{3}$, $S = f \cdot \frac{(R_5^2 - R_4^2)}{2}$ la surface du conducteur dans l'encoche statorique, et $C_{(1)}^T$ c'est la transposé de la matrice de connections entre les trois phases du stator qui représente la distribution des enroulements dans les encoches statoriques. La matrice de connections :

$$C_{(1)} = \begin{vmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \end{vmatrix} \quad (\text{II.44})$$

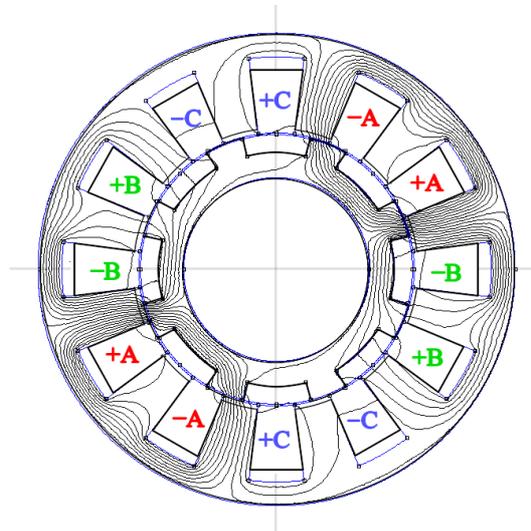


Fig. II.5-b 3 phases de la MRV 12/8 avec la phase A alimentée.

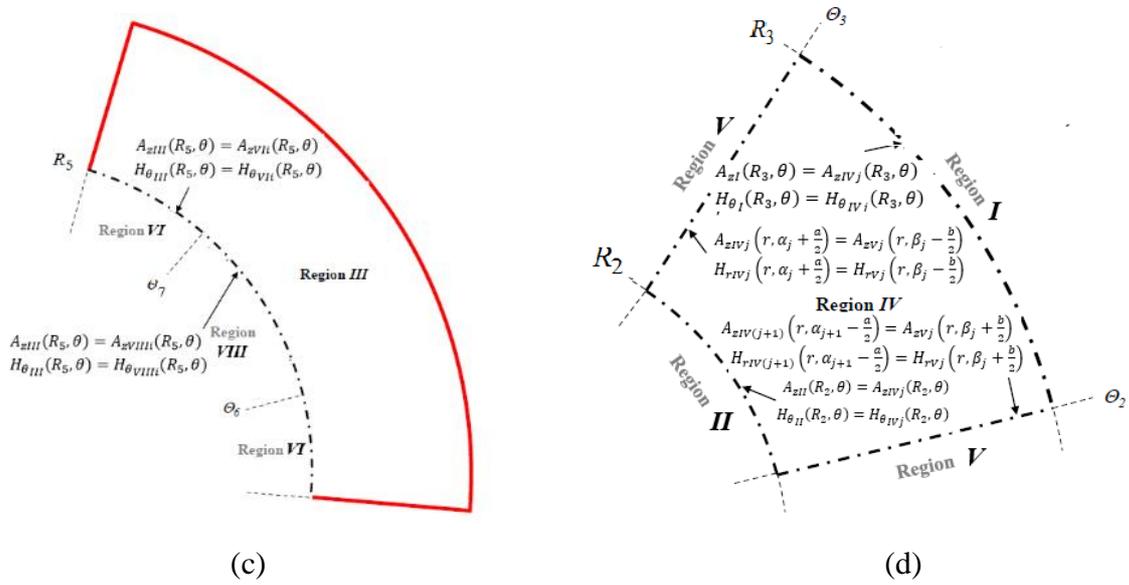
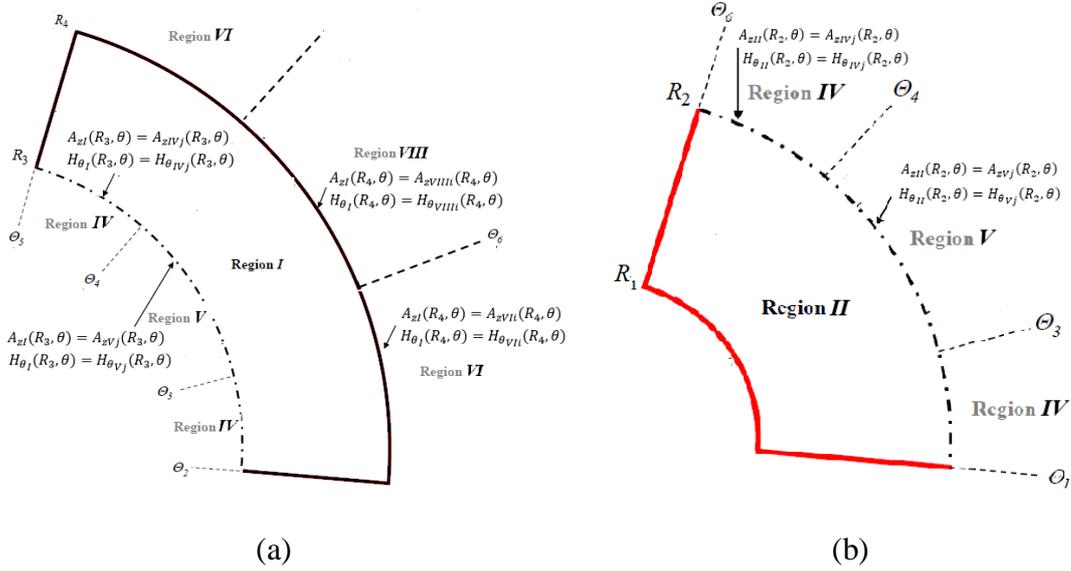
II.3.2 Solutions générales

Le potentiel vecteur magnétique A est calculé analytiquement en résolvant les équations de Maxwell magnétostatiques avec la méthode de séparation des variables, à savoir.

$$\Delta A = 0 \text{ Dans les régions I, II, III, IV, V et VIII} \quad (\text{II.45})$$

$$\Delta A = -\mu_0 \cdot J \text{ Dans les régions VI} \tag{II.46}$$

Avec μ_0 la perméabilité de l'aire.



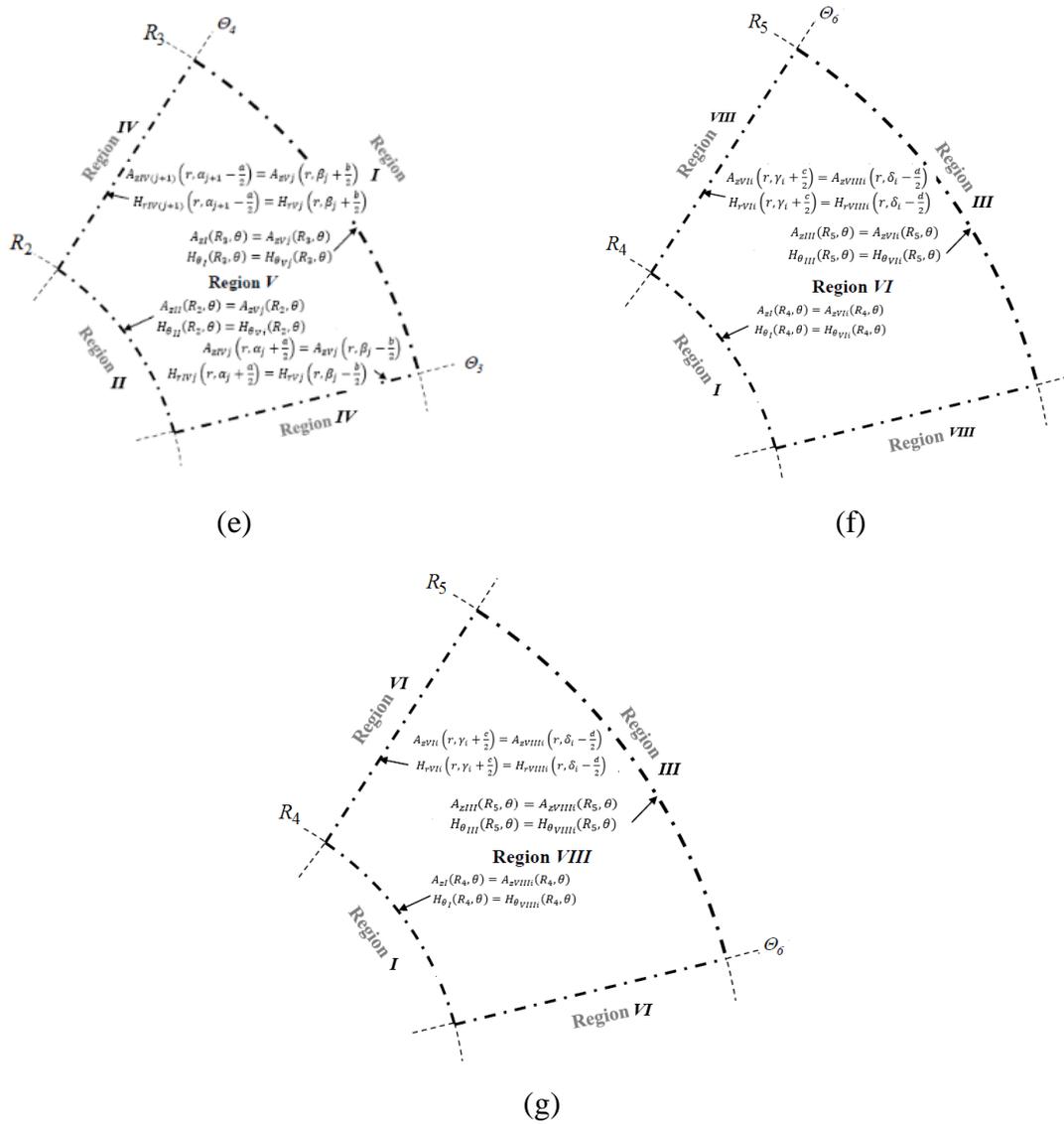


Fig. II.5-c Conditions aux limites dans les deux sens (c.-à-d. les bords r et Θ).

D'après [41], les solutions du potentiel vecteur A dans toutes les régions de la MRV sont les suivantes :

Le sous domaine (région I) qui est l'entrefer, $r \in [R_3; R_4]$ et $\forall \theta$, est défini par :

$$\begin{aligned}
 A_{zI} = & A_{10} + A_{20} \cdot \ln(r) + \sum_{n=1}^{\infty} \left[A_{1n} \cdot \left(\frac{r}{R_3} \right)^n + A_{2n} \cdot \left(\frac{r}{R_2} \right)^{-n} \right] \cdot \sin(n\theta) \\
 & \dots + \sum_{n=1}^{\infty} \left[A_{3n} \cdot \left(\frac{r}{R_3} \right)^n + A_{4n} \cdot \left(\frac{r}{R_2} \right)^{-n} \right] \cdot \cos(n\theta)
 \end{aligned} \tag{II.47}$$

Avec n est un nombre positif, avec $\{A_{10}; A_{20}; A_{1n} \sim A_{4n}\}$ sont les constants d'intégration de la Région I.

Le sous domaine (région II et III) qui est la culasse stator et rotor avec les conditions aux limites de Dirichlet du potentiel A en $r = R_1$ et $r = R_{ext} \rightarrow A_{zII}(R_1, \theta) = 0$ et $A_{zIII}(R_{ext}, \theta) = 0$, la solution (II.45) dans la région II, $r \in [R_1; R_2]$ et $\forall \theta$, peut-être écrite comme suit :

$$A_{zII} = A_{50} \cdot \ln\left(\frac{r}{R_1}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} A_{5n} \cdot \left[\left(\frac{r}{R_1}\right)^n - \left(\frac{r}{R_1}\right)^{-n} \right] \cdot \sin(n\theta) \\ \dots + \sum_{n=1}^{\infty} A_{6n} \cdot \left[\left(\frac{r}{R_1}\right)^n - \left(\frac{r}{R_1}\right)^{-n} \right] \cdot \cos(n\theta) \quad (\text{II.48})$$

où $\{A_{50}; A_{5n}; A_{6n}\}$ sont les constantes d'intégration de la Région II.

La solution de la Région III, $r \in [R_5; R_{ext}]$ et $\forall \theta$, est similaire à (II.48) en remplaçant $\{A_{50}; A_{5n}; A_{6n}\}$ par $\{A_{70}; A_{7n}; A_{8n}\}$ et R_1 par R_{ext} .

Le sous domaine (Région VI) de l'encoche statorique : la solution de (II.46) dans la Région VI, $r \in [R_4; R_5]$ et $\theta \in \left[\gamma_i - \left(\frac{e}{2} + f\right); \gamma_i + \left(\frac{e}{2} + f\right)\right]$, est défini par :

$$A_{zVI}(r, \theta) = C_{1i0} + C_{2i0} \cdot \ln(r) - \frac{1}{4} \cdot \mu_0 \cdot J1(i)_z \cdot r^2 \\ \dots + \sum_{m=1}^{\infty} \left[C_{1im} \left(\frac{r}{R_5}\right)^{v_{mf}} \dots + C_{2im} \left(\frac{r}{R_4}\right)^{-v_{mf}} \right] \cdot \cos \left[v_{mf} \cdot \left(\theta - \gamma_{li} + \frac{f}{2} \right) \right] \\ \dots + \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ C_{3ik} \cdot \frac{\text{sh} \left[\lambda_{ks} \cdot \left(\theta - \gamma_{li} + \frac{f}{2} \right) \right]}{\text{sh}(\lambda_{ks} \cdot f)} \dots + C_{4ik} \cdot \frac{\text{sh} \left[\lambda_{ks} \cdot \left(\theta - \gamma_{li} - \frac{f}{2} \right) \right]}{\text{sh}(\lambda_{ks} \cdot f)} \right\} \cdot \sin \left[\lambda_{ks} \cdot \ln \left(\frac{r}{R_4} \right) \right] \quad (\text{II.49})$$

où $c = e + 2f$, m et k sont des nombres positifs, $\gamma_{li} = \gamma_i - \frac{(e+f)}{2}$ et f sont respectivement la position et l'ouverture de la $i^{\text{ème}}$ encoche statorique, $\{C_{1i0}; C_{2i0}; C_{1im}; C_{2im}; C_{3ik}; C_{4ik}\}$ sont les constantes d'intégration de la Région VI, $v_{mf} = \frac{m\pi}{f}$ et $\lambda_{ks} = \frac{k\pi}{\ln\left(\frac{R_5}{R_4}\right)}$ sont respectivement la périodicité du potentiel vecteur A_{zVI} en θ et r .

Le sous domaine (Région VIII) de la $i^{\text{ème}}$ dent statorique : La solution de (II.45) dans la Région VIII, $r \in [R_4; R_5]$ et $\theta \in \left[\delta_i - \frac{d}{2}; \delta_i + \frac{d}{2} \right]$, est obtenue directement par (II.49) avec $J_1(i)_z = 0$.

Pour la région VIII, $\{C_{1i0}; C_{2i0}; C_{1im}; C_{2im}; C_{3ik}; C_{4ik}\}$ sont remplacées par $\{D_{1i0}; D_{2i0}; D_{1im}; D_{2im}; D_{3ik}; D_{4ik}\}$, γ_{1i} par γ_i , f par e , et v_{mf} par $v_{me} = \frac{m\pi}{e}$.

Le sous domaine (Région IV and V) du $i^{\text{ème}}$ encoche et $i^{\text{ème}}$ dent rotorique : La solution de (II.45) dans la région IV, $r \in [R_2; R_3]$ et $\theta \in \left[\alpha_j - \frac{a}{2}; \alpha_j + \frac{a}{2} \right]$, est défini par :

$$\begin{aligned}
 A_{zIVj}(r, \theta) = & B_{1j0} + B_{2j0} \cdot \ln(r) \\
 & \dots + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\begin{array}{l} B_{1jm} \left(\frac{r}{R_3} \right)^{v_{ma}} \\ \dots + B_{2jm} \left(\frac{r}{R_2} \right)^{-v_{ma}} \end{array} \right] \cdot \cos \left[v_{ma} \cdot \left(\theta - \alpha_j + \frac{a}{2} \right) \right] \\
 & \dots + \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \begin{array}{l} B_{3jk} \cdot \frac{\text{sh} \left[\lambda_{kr} \cdot \left(\theta - \alpha_j + \frac{a}{2} \right) \right]}{\text{sh}(\lambda_{kr} \cdot a)} \\ \dots + B_{4jk} \cdot \frac{\text{sh} \left[\lambda_{kr} \cdot \left(\theta - \alpha_j - \frac{a}{2} \right) \right]}{\text{sh}(\lambda_{kr} \cdot a)} \end{array} \right\} \cdot \sin \left[\lambda_{kr} \cdot \ln \left(\frac{r}{R_2} \right) \right]
 \end{aligned} \tag{II.50}$$

où α_j et a sont respectivement la position et l'ouverture de la $i^{\text{ème}}$ encoche rotorique, $\{B_{1j0}; B_{2j0}; B_{1jm}; B_{2jm}; B_{3jk}; B_{4jk}\}$ sont les constantes d'intégration de la région IV, $v_{ma} = \frac{m\pi}{a}$ et $\lambda_{kr} = \frac{k\pi}{\ln\left(\frac{R_3}{R_2}\right)}$ sont respectivement la périodicité de A_{zIVj} en θ et r .

La solution dans la région V, $r \in [R_2; R_3]$ et $\theta \in \left[\beta_j - \frac{b}{2}; \beta_j + \frac{b}{2} \right]$, est similaire à (II.50) en remplaçant $\{B_{1j0}; B_{2j0}; B_{1jm}; B_{2jm}; B_{3jk}; B_{4jk}\}$ par $\{B_{5j0}; B_{6j0}; B_{5jm}; B_{6jm}; B_{7jk}; B_{8jk}\}$, a par b , et α_j par β_j .

L'induction magnétique

Les vecteurs $B = \{B_r; B_\theta; 0\}$ et $H = \{H_r; H_\theta; 0\}$ sont couplés par :

$$B = \mu_0 \cdot H \text{ Dans les Régions I, IV et VI} \tag{II.51}$$

$$B = \mu_0 \cdot \mu_{rc} \cdot H \text{ Dans les régions II, III, V et VIII} \tag{II.52}$$

Où μ_{rc} la perméabilité relative du matériau.

En utilisant $B = \nabla \times A$, la composante de B peut être déduite par :

$$B_r = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial \theta} \quad (\text{II.53 a}) \quad , \quad B_\theta = -\frac{\partial A_z}{\partial r} \quad (\text{II.53 b})$$

La résolution analytique de ce système (nombre d'équations = nombre d'inconnus) nous permet ainsi d'obtenir les performances électromagnétiques de la machine. La Fig. II.6 représente brièvement un organigramme de la technique de sous-domaine.

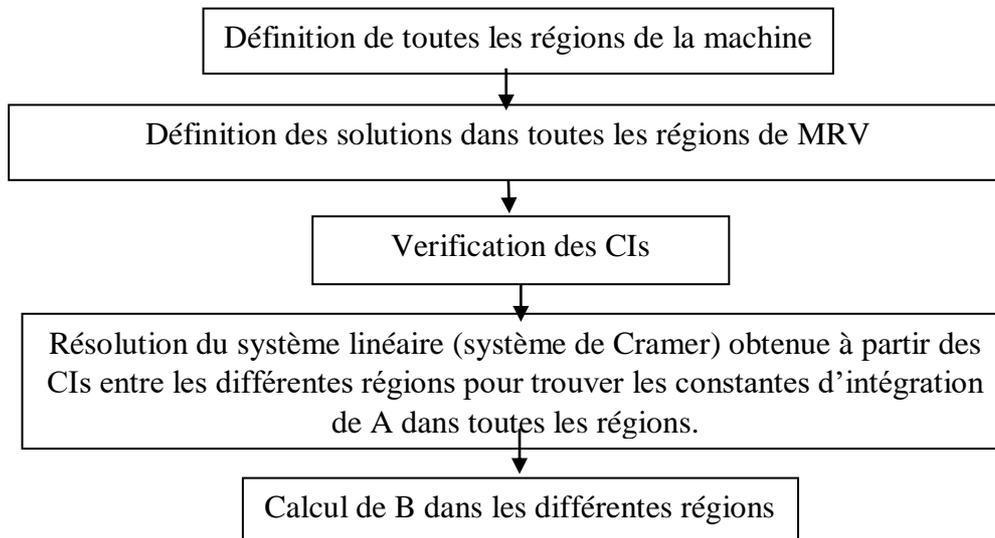


Figure II-6 Organigramme de la technique de sous-domaine.

II.3.3 Définition de la méthode des éléments finis MEF

La prédétermination du comportement d'un dispositif électrotechnique à partir des données de sa géométrie et des propriétés physiques de ses matériaux, connecté de surcroît à des sources externes, a toujours été un problème difficile à résoudre (vu la présence et surtout l'interdépendance de divers phénomènes électromagnétiques, thermiques, mécaniques...).

Dans l'état actuel des connaissances des techniques informatiques et numériques, la complexité du problème traité exige encore des simplifications pour rendre possible le calcul des paramètres de la machine à partir de la résolution des équations régissant son fonctionnement.

La méthode des éléments finis est une méthode utilisée depuis longtemps par les mécaniciens avant d'être appliquée vers les années soixante-dix au domaine de l'électromagnétisme [38], [39]. Elle est souvent nécessaire, parfois indispensable, pour modéliser le comportement non-linéaire et la géométrie complexe des machines électriques. Et voici le principe :

- Discrétiser : découper le domaine (D) en éléments (triangles ou quadrilatères, rectilignes ou curvilignes) reliés entre-eux par un nombre fini de points où les potentiels nodaux A_k sont les inconnues du problème ;

- Approximer : par interpolation polynomiale de l'inconnue sur chaque élément (e)

$A^e \approx \sum N_k \cdot A_k$ où les $N_k(x_k, y_k)$ représentent les fonctions de formes ;

- Ecrire sous forme intégrale les E.D.P. selon une des 2 formulations suivantes :

- variationnelle qui consiste à minimiser une fonctionnelle qui représente généralement l'énergie du système étudié ;
- projective ou résidus pondérés (type Galerkin) qui consiste à minimiser le résidu induit par l'approximation de la fonction inconnue ;

- assembler les intégrales élémentaires pour obtenir la fonctionnelle totale en f (nœuds)

$$\iint_S \rightarrow \sum \iint_e$$

- résoudre le système d'équations algébriques écrit sous forme matricielle, après prise en compte des conditions aux limites (et une bonne numérotation des nœuds).

Parmi les avantages qui ont rendu la MEF très utilisée en ingénierie, on peut citer [42] :

- La flexibilité est l'un des plus importants avantages de la MEF. Les éléments peuvent avoir plusieurs formes variées et peuvent donc s'adapter facilement à n'importe quelles formes géométriques complexes et tenir aussi compte des propriétés inhomogènes et non linéaires des matériaux.

- L'adaptabilité du maillage, c'est-à-dire le maillage peut être raffiné dans les régions à forte variation des variables.

- La programmation de la méthode est assez simple.

- La matrice finale est creuse et symétrique ce qui simplifie la résolution.

- Son adaptabilité à se coupler avec d'autres méthodes, telles que la méthode des différences finies ou la méthode des éléments finis de frontières.

- La MEF a fait ses preuves dans beaucoup de domaines en ingénierie. De plus, avec son développement important, il existe de très bons logiciels commerciaux (Flux2D, Ansys, Ansoft Maxwell, Magnet, Comsol, ...) qui sont basés sur la MEF et qui la rendent très accessible.

II.3.4 Résultats et validations

Le modèle développé prenant en compte la perméabilité finie des matériaux magnétiques doux est utilisé pour déterminer la distribution de l'induction (la densité du flux) magnétique à l'intérieur des machines électriques ainsi que les performances électromagnétiques de la MRV 12/8 simple couche. Les principales dimensions et paramètres de la machine étudiée sont donnés dans le Tableau II.3. Les résultats du modèle semi-analytique sont vérifiés par la MEF.

L'un des plus grands avantages de la méthode analytique c'est son temps de calcul relativement rapide mais qui présente l'inconvénient de la précision des résultats qui ne sont

pas très précis surtout quand le nombre d'harmoniques est réduit. Par contre la méthode des éléments finis est précise en termes des résultats obtenus mais avec un temps de calcul long.

Afin de s'assurer de la précision des résultats obtenus par la méthode analytique, les résultats sont validés par la méthode des éléments finis.

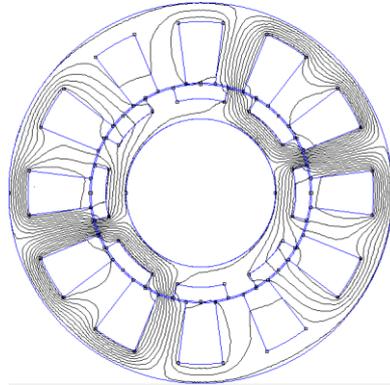


Figure II-7 Répartition des lignes de champs de la MRV 12/8 étudiée par la MEF (seule la phase A est alimentée).

II.3.4.1 Calcul des inductions magnétiques

Les formes d'onde des composantes r et θ de l'induction magnétique dans les diverses régions sont calculées avec un nombre fini de termes harmoniques. Le calcul analytique de la distribution de la densité de flux magnétique dans toutes les régions est effectué en tenant compte de la même perméabilité relative dans toutes les pièces en fer (c'est-à-dire la culasse et les dents du stator/rotor). La perméabilité du matériau magnétique doux est constante et correspond à la zone linéaire de la courbe $B(H)$. Cependant, il est possible d'utiliser une valeur de perméabilité relative différente pour chaque région [32,36,39].

1. Dans l'entrefer

La Fig. II.8 présente une comparaison entre les résultats numériques et les prédictions semi-analytiques. Le calcul a été fait au milieu de l'entrefer (c.-à-d. la région I) tel quel : $R_g = \frac{R_4 + R_3}{2}$, pour deux valeurs différentes de la perméabilité relative μ_r du noyau de fer (à savoir 120 et 1200). On peut voir une distribution asymétrique des composantes r et θ de l'induction magnétique de l'entrefer, due à la disposition asymétrique diamétralement opposée des encoches et des enroulements de phase.

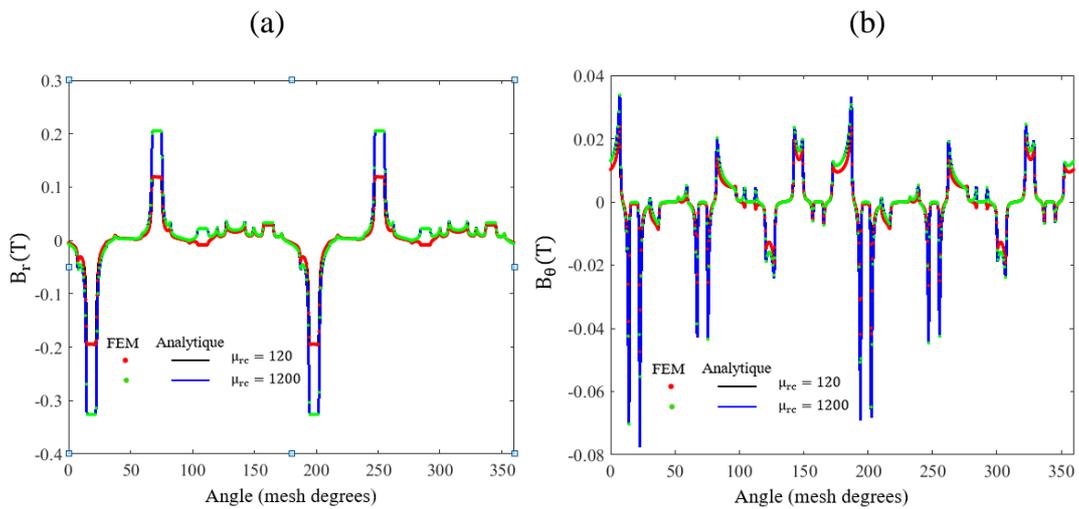


Figure II-8 Forme d'onde de l'induction magnétique radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de l'entrefer (région I).

L'induction magnétique est toujours calculée au milieu de la région étudiée tel que :

- Milieu de la culasse statorique; (Fig. II.9)
- Milieu de la culasse rotorique; (Fig. II.10)
- Milieu de la dent/encoche statorique; (Fig. II.11, Fig. II.12)
- Milieu de la dent/encoche rotorique; (Fig. II.13, Fig. II.14)

En prenant pour chaque région deux valeurs différentes de la perméabilité relative.

2. Dans la culasse statorique

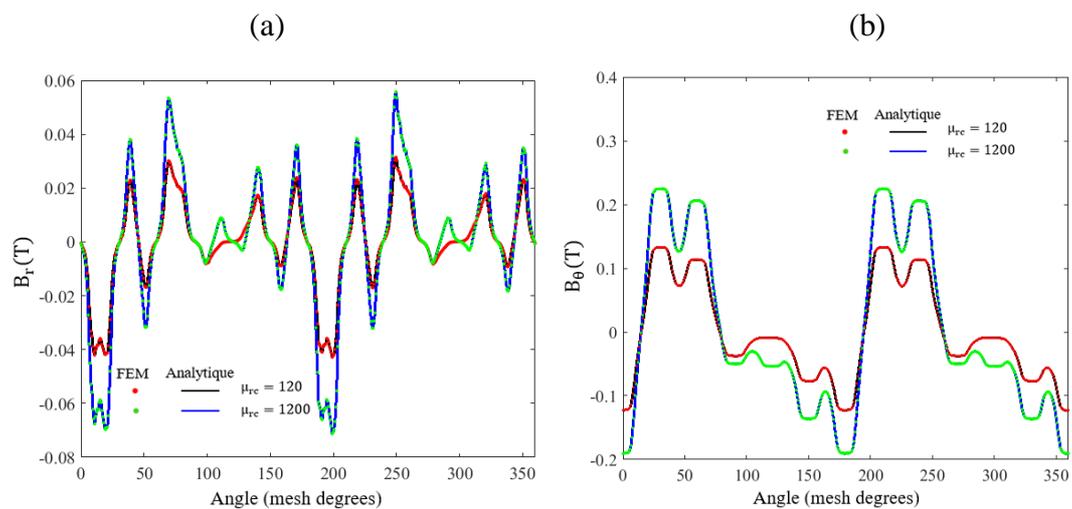


Figure II-9 Forme d'onde de l'induction magnétique radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de la culasse statorique.

3. Dans la culasse rotorique

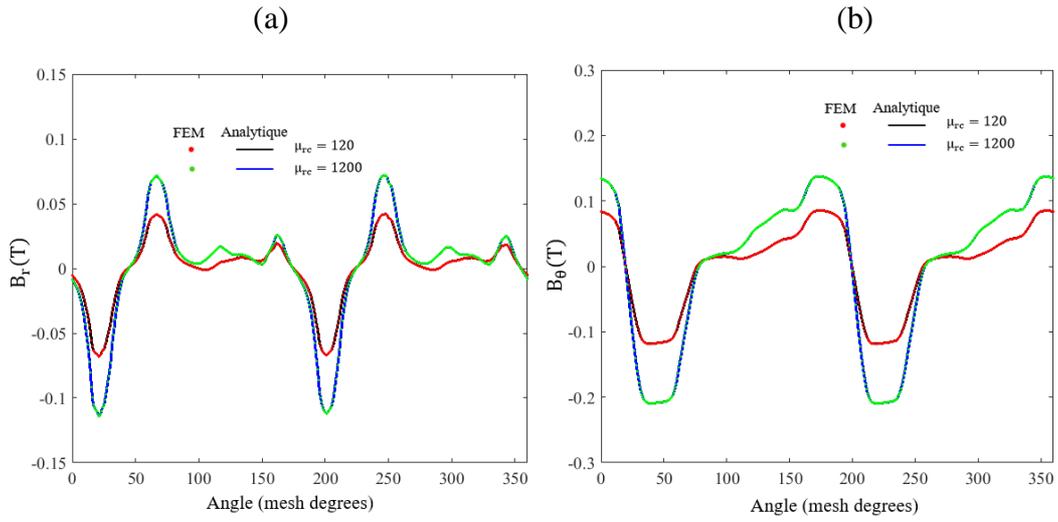


Figure II-10 Forme d'onde de l'induction magnétique radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de la culasse rotorique.

4. Dans la dent statorique

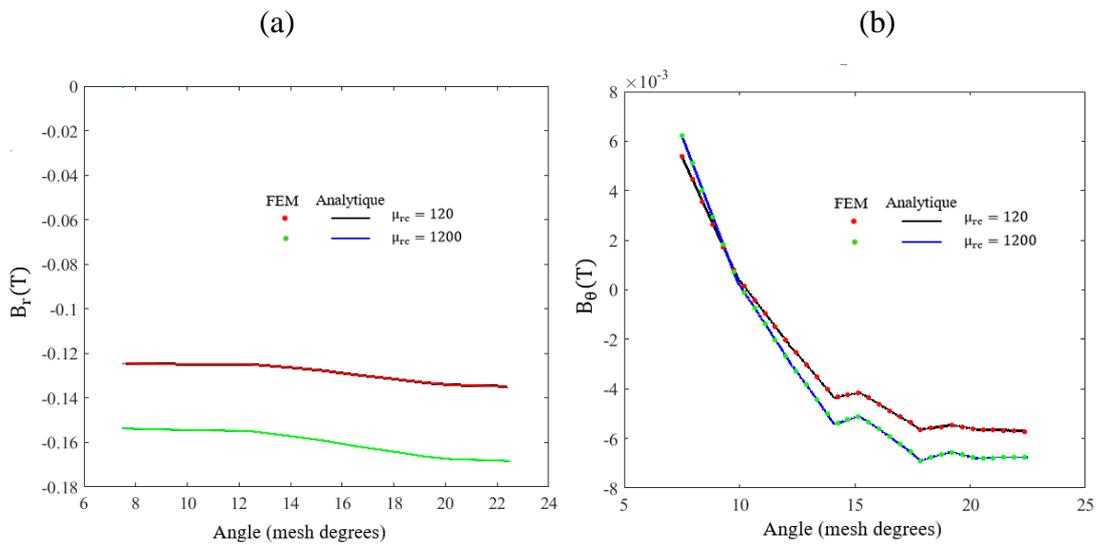


Figure II-11 Forme d'onde de l'induction magnétique radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de la dent statorique.

5. Dans l'encoche statorique

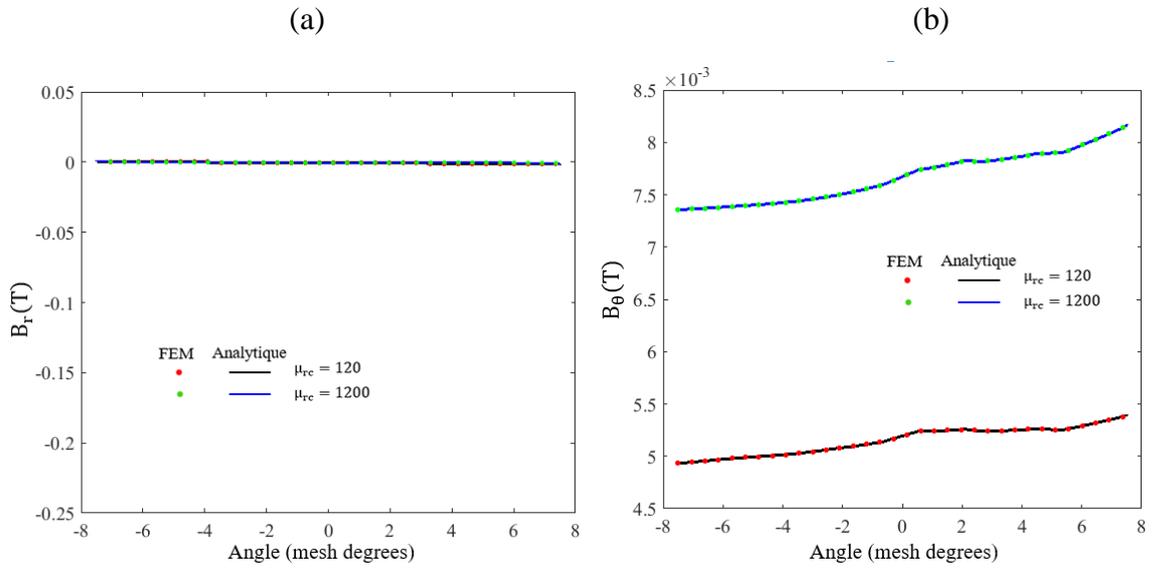


Figure II-12 Forme d'onde de l'induction magnétique radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de l'encoche statorique.

6. Dans la dent rotorique

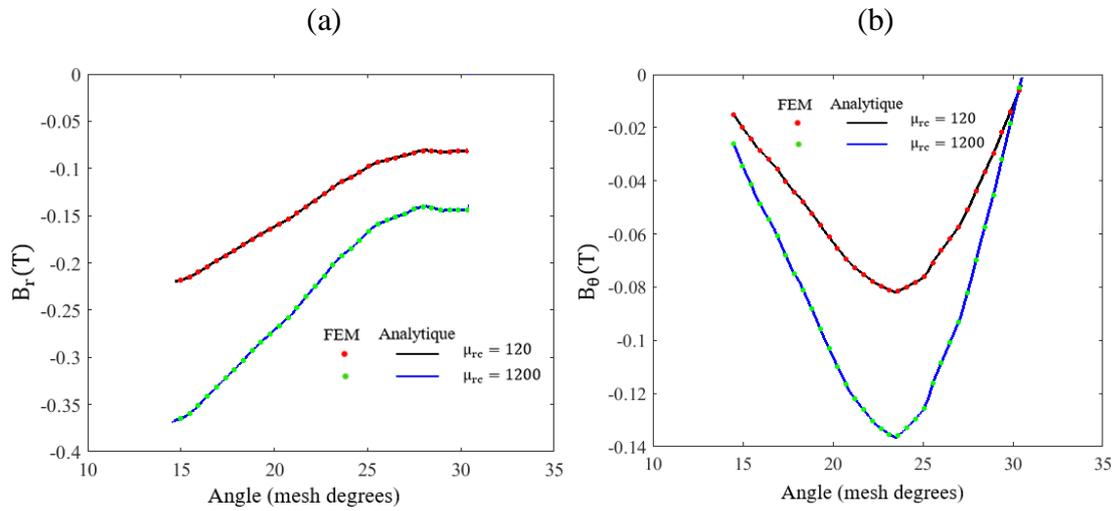


Figure II-13 Forme d'onde de l'induction magnétique radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de la dent rotorique.

7. Dans l'encoche rotorique

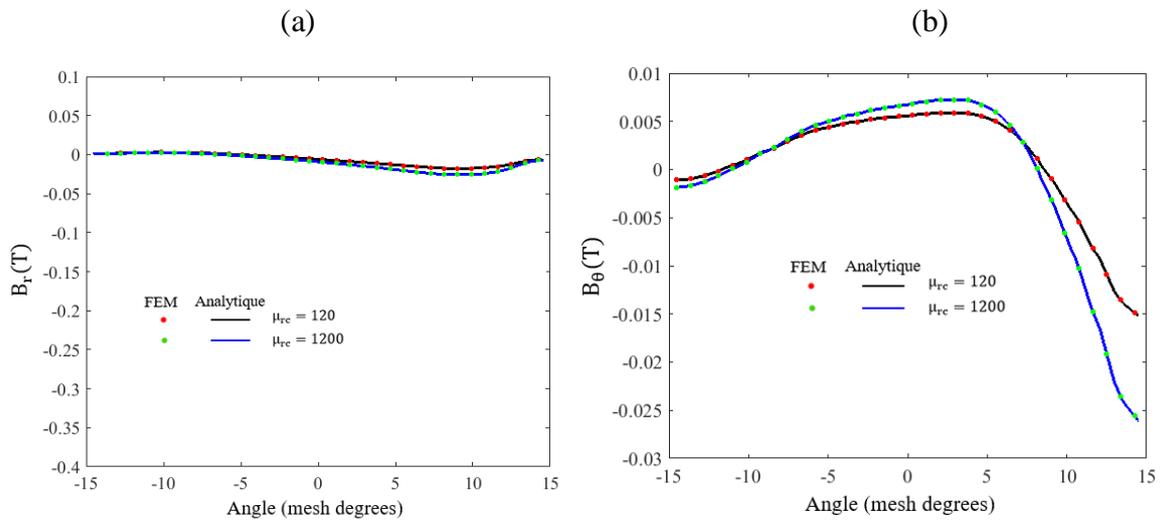


Figure II-14 Forme d'onde de l'induction magnétique radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de l'encoche rotorique

La distribution de l'induction radiale et tangentielle dans les différentes régions de la machine (culasse stator, culasse rotor, dent et encoche stator, dent et encoche rotor, entrefer) représentés sur les figures (II-8 à II-14) obtenues par la méthode analytique présente une très bonne concordance avec la MEF. Ceci nous permet de confirmer la précision de la méthode analytique qui tient compte de la perméabilité du fer dans la prédiction de la distribution du champ magnétique dans la machine.

La Fig. II.15 montre la distribution de l'induction magnétique B dans toutes les régions de la machine MRV 12/8. Nous pouvons remarquer que la machine n'est pas saturée, vu que la MRV est à simple couche avec une perméabilité relative du noyau de fer de 120.

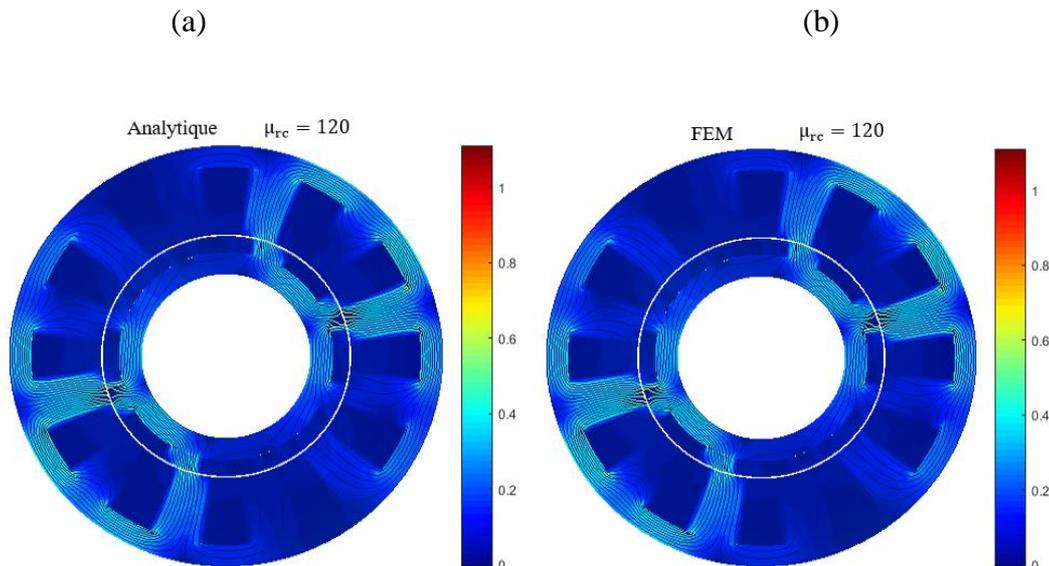


Figure II-15 Induction magnétique à l'intérieur de la machine : (a) analytique et (b) FEM.

II.3.4.2 Calcul du couple électromagnétique et du flux

1. Le couple électromagnétique

Pour les deux valeurs de la perméabilité relative du noyau de fer, la Fig. II.16 et la Fig. II.17 montrent la forme d'onde ainsi que le spectre harmonique des couples électromagnétiques statiques / dynamiques pour des conditions en charge avec un courant de 18 A. Les résultats obtenus analytiquement sont identiques à ceux obtenus par la MEF ce qui confirme l'habileté de méthode analytique de prédire le couple avec une très bonne précision.

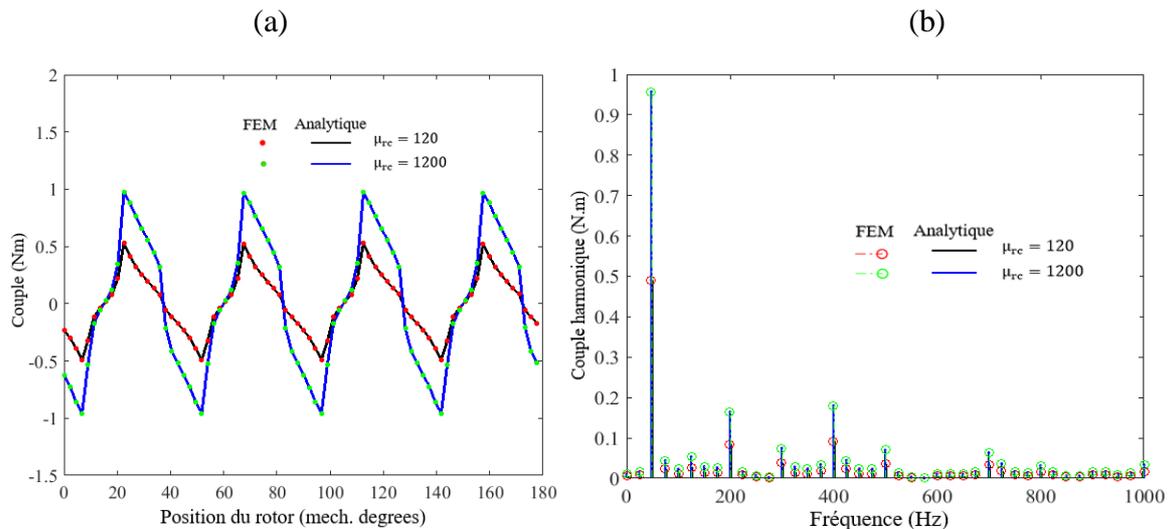


Figure II-16 Le couple statique dû à la phase A : (a) forme d'onde ; (b) spectre harmonique.

Le couple statique représente le couple dû à une alimentation d'une seule phase de la machine électrique (par exemple, dû à la phase A).

Le couple électromagnétique dynamique représente le couple lorsque les trois phases sont alimentées ou bien en raison de la combinaison de trois couples électromagnétiques statiques. Le bon accord entre les résultats de la MEF et le modèle semi-analytique proposé est visible.

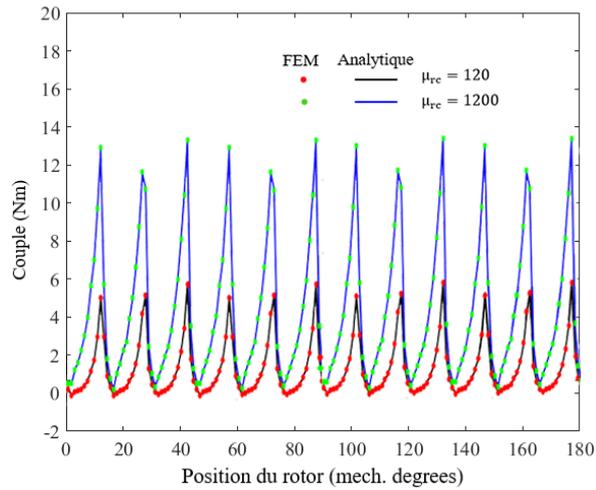


Figure II-17 Forme d'onde du couple électromagnétique dynamique (pour les conditions de pleine charge).

2. Le flux

Pour des conditions de pleine charge (18 A à 1500 tr / min), la forme d'onde du flux magnétique induit par phase de la MRV étudiée est donnée à la Fig. II.18. Les simulations ont été effectuées pour les deux valeurs de la perméabilité relative du noyau de fer (120 et 1200).

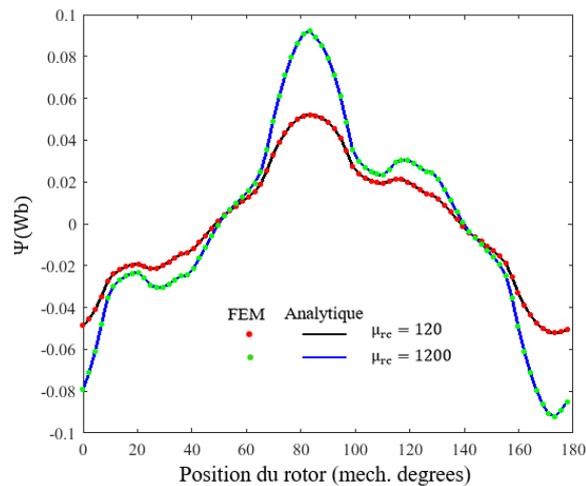


Figure II-18 Forme d'onde du flux magnétique à pleine charge (18 A à 1500 tr / min) en fonction de la position du rotor.

II.3.4.3 Calcul des inductances propre et mutuelle

La Fig. II.19 représente l'inductance propre et mutuelle ; la simulation est faite pour un courant nominal. On peut voir que l'inductance mutuelle prend des valeurs négatives pour la machine étudiée.

(a)

(b)

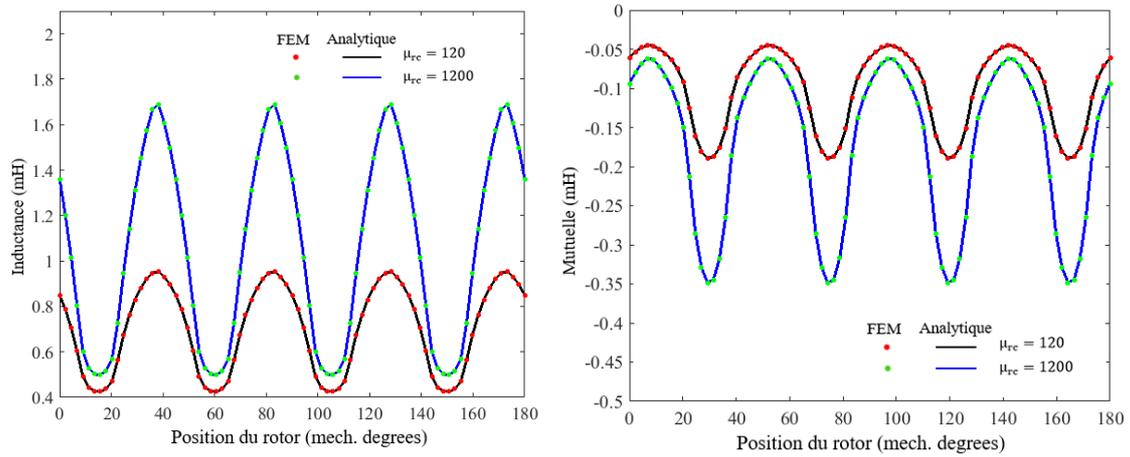


Figure II-19 Forme d'onde de l'inductance propre (a) et l'inductance mutuelle (b) en fonction de la position du rotor.

Les résultats obtenus confirment la précision du modèle semi-analytique proposé, en considérant à la fois l'amplitude et la forme d'onde.

II.3.4.4 Pression magnétique et forces non équilibrées

La pression magnétique P est la force magnétique par unité de surface au niveau de la dent du stator. Elle peut être calculée à la fois par le tenseur de contrainte de Maxwell et par analyse par éléments finis. Les composantes r et θ de P sont calculées à partir du champ magnétique spatial situé au milieu de l'entrefer à $R_g = \frac{(R_4 + R_3)}{2}$ [43].

$$P_r(\theta_r, \theta) = \frac{1}{2\mu_0} \cdot [B_{rI}(R_g, \theta)^2 - B_{\theta I}(R_g, \theta)^2] \quad (\text{II.54})$$

$$P_\theta(\theta_r, \theta) = \frac{1}{\mu_0} \cdot B_{rI}(R_g, \theta) \cdot B_{\theta I}(R_g, \theta) \quad (\text{II.55})$$

où $\theta_r = \Omega \cdot t + \theta_{rs0}$ est l'angle temporel du rotor avec Ω l'impulsion mécanique et θ_{rs0} la position angulaire mécanique initiale entre le rotor et le stator à l'instant $t = 0$ s.

Force magnétique non équilibrée (UMFs) est la force électromagnétique nette agissant le long des axes X ou Y dans le cadre du stator. Les composantes x et y sont calculées en R_g sur $\theta = [0 ; 2\pi]$ comme suit [43] :

$$F_x(\theta_r) = -R_g \cdot L_u \cdot \int_0^{2\pi} [P_r(\theta) \cdot \cos(\theta) - P_\theta(\theta) \cdot \sin(\theta)] \cdot d\theta \quad (\text{II.56})$$

$$F_y(\theta_r) = -R_g \cdot L_u \cdot \int_0^{2\pi} [P_r(\theta) \cdot \sin(\theta) + P_\theta(\theta) \cdot \cos(\theta)] \cdot d\theta \quad (\text{II.57})$$

La Figure II.20 montre les composantes r et θ de P en fonction de l'angle d'espace pour les deux valeurs de la perméabilité relative du fer. La pression magnétique radiale analytique en fonction de l'angle temporel du rotor et de l'angle spatial est représentée à la Fig. II.21 à vide.

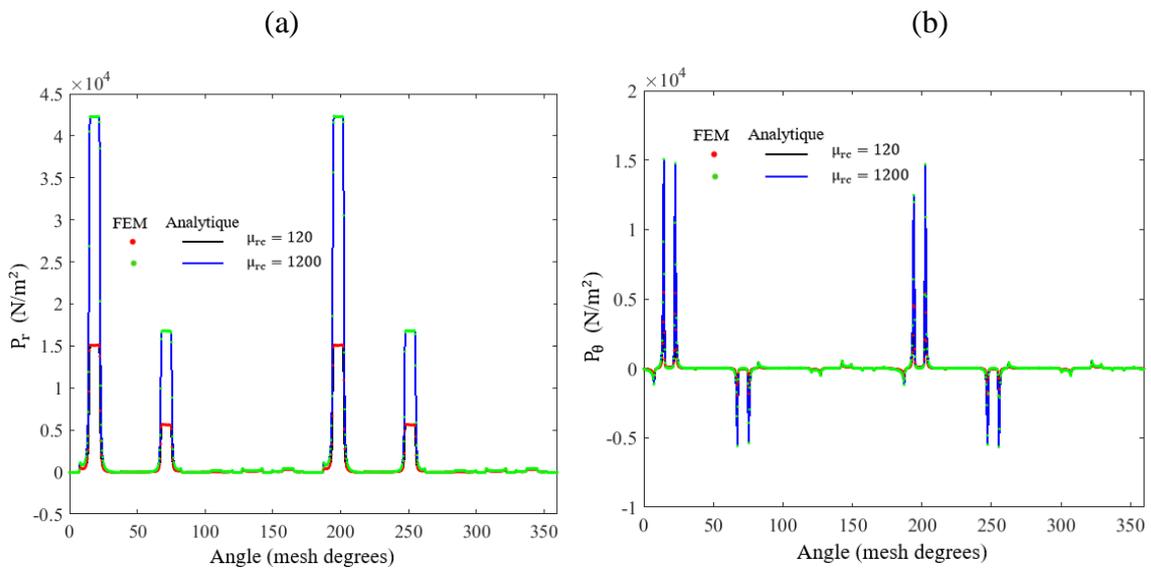


Figure II-20 Forme d'onde des pressions magnétiques (à vide) : radiale (a) et tangentielle (b)

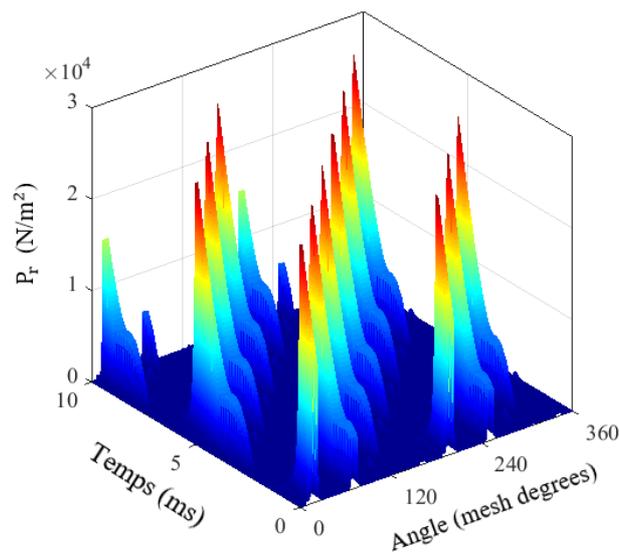


Figure II-21 Pression magnétique radiale calculée analytiquement en fonction du temps et de l'angle d'espace (à vide).

Il est intéressant de noter que les pressions magnétiques augmentent avec l'augmentation de la perméabilité relative du noyau de fer. Les composantes x et y de F, à vide, sont illustrées à la Fig. II.22. La Fig. II.23 montre le Locus de l'UMF non intrinsèque dans la machine étudiée.

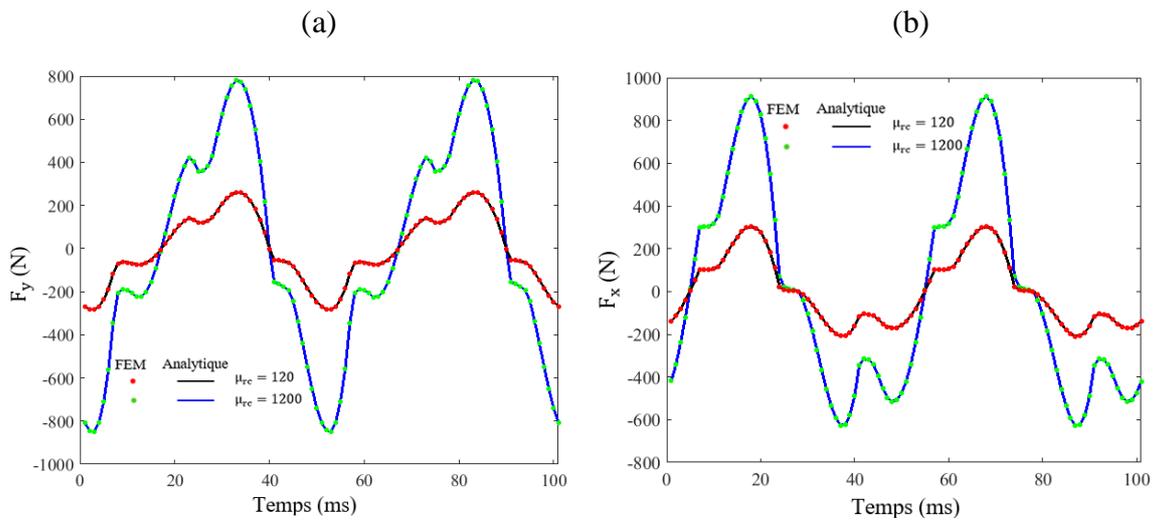


Figure II-22 Forme d'onde des forces non équilibrées (à vide) : (a) composante selon x et (b) composante selon y.

En raison de la distribution asymétrique du champ magnétique dans l'entrefer par rapport à l'angle d'espacement, ces forces ne sont pas nulles (voir Fig. II.8).

Il est clair que les forces non intrinsèques peuvent être significatifs dans les MRVs, ayant une disposition diamétralement asymétrique d'enroulement. Cependant, les recherches ont montré que les MRVs à disposition asymétrique des enroulements sont plus sujets aux vibrations que les MRVs à disposition symétrique du fait de la présence des Forces F_x et F_y (source principale de vibrations et de bruit acoustique) [40].

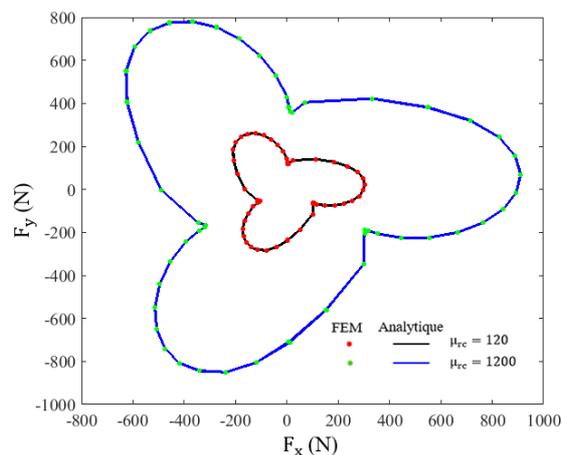


Figure II-23 Locus des forces (UMF) dans la machine étudiée à vide.

Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté les différentes étapes du dimensionnement et de conception de la MRV 12/8 simple couche. Puis on s'est intéressé au calcul des performances électromagnétiques en utilisant les dimensions et paramètres issus

des équations empiriques, en développant une technique de sous-domaine exact 2D en coordonnées polaires prenant en compte la perméabilité relative du fer pour la machine à réluctance variable MRV étudiée alimentée par un courant sinusoïdal. Ce modèle semi-analytique, basé sur les travaux scientifiques de [28,36], prédit la distribution de la densité du flux magnétique à l'intérieur de la machine électrique dans les différentes régions (entrefer, culasse stator/rotor, dent et encoche stator/rotor), ainsi que les performances électromagnétiques comme le couple électromagnétique, le flux, les inductances propre et mutuelle, la pression et les forces magnétiques non équilibrées UMFs.

Les résultats obtenus analytiquement ont été présentés et validés par comparaison aux résultats basés sur le modèle numérique de la méthode des éléments finis, qu'est développé sous environnement FEMM.

Tous les résultats ont confirmé l'exactitude du modèle analytique proposé. Il peut être considéré comme une alternative fiable à la MEF pour l'analyse des MRV.

Chapitre III

CALCUL ANALYTIQUE DES PERTES JOULE ET DES PERTES FER

Introduction

Les pertes dans une machine électrique ne sont pas faciles à déterminer, vu qu'on ne peut pas connaître exactement tous les phénomènes qui les engendrent. Pour une machine à reluctance variable, l'échauffement est une donnée importante (dégradation des caractéristiques magnétiques, vieillissement des isolants ...). Les pertes Joule, les pertes fer et le mode d'évacuation déterminent l'élévation de température. Les pertes dépendent des dimensions géométriques et de l'alimentation. La connaissance du courant nous indique les pertes Joule, au moins dans le sens classique des pertes ohmiques, par contre les pertes fer sont difficilement calculables compte tenu des formes d'induction non sinusoïdales et des fréquences mises en jeu.

Une procédure simple pour calculer les pertes dans la machine étudiée est donnée ci-dessous. Notez qu'elle peut être utilisée pour une estimation approximative, mais pas pour les applications dans lesquelles une précision dans la prévision de l'efficacité ou de l'élévation thermique est une exigence. Ensuite, il faut avoir recours à l'analyse par éléments finis (MEF) [44].

III. Calcul des pertes

L'analyse du MRV implique le calcul des pertes. Ces pertes peuvent être divisées en deux grandes sections, les pertes en cuivre et les pertes fer.

III.1 Pertes cuivre

Les habilités thermiques d'une MRV sont parmi leurs plus importantes caractéristiques. Elles sont déterminées par les pertes dans la machine et la surface disponible pour le système de refroidissement, les pertes cuivre existent seulement dans le stator et sont données par la relation suivante :

$$P_{cu} = \frac{3}{2} I_p^2 \cdot R_s \quad (\text{III.1})$$

Où I_p est la valeur maximale du courant de phase. Et R_s est la résistance de phase qui peut être exprimée en fonction du nombre de tours et de la section du conducteur :

$$R_s = \rho \frac{l}{s} = K_r \frac{N_p}{s} \quad (\text{III.2})$$

Où N_p est le nombre de tours par phase, K_r est le produit de la résistivité et la longueur moyenne d'un tour, s est la section du conducteur et ρ est la résistivité du matériau.

Les pertes cuivre deviennent :

$$P_{cu} = \frac{3}{2} K_r \frac{I_p^2 \cdot N_p}{s} \quad (\text{III.3})$$

$$P_{cu} \propto (J)(I_p \cdot N_p)$$

Avec $J = \frac{I_p}{s}$ est la densité de courant.

Le maximum ($I_p \cdot N_p$) étant une constante pour une conception, les pertes en cuivre sont proportionnelles à la densité de courant. Notez que pour minimiser les pertes cuivre, la densité de courant doit être diminuée.

La méthode de choix d'un conducteur repose sur le calcul du courant et comme $I_p = 18 A$ et $J = \frac{I_p}{s} = 6.1 A/mm^2$. Celui-ci permet de choisir une section qui tolère le passage de ce courant, sans chauffer de manière excessive.

La section du conducteur sera $s = 3 mm^2$ (valeur normalisée). Une fois cette section choisie, la longueur du conducteur permet de calculer la chute de tension et de vérifier son adéquation aux normes en vigueur, si la chute de tension n'est pas admissible, on choisit une section supérieure.

$$N_p = 34, \rho = 25 \cdot 10^{-9} \Omega m = 25 m\Omega \cdot mm^2/m \text{ à } 30^\circ C \text{ et } K_r = 2.31 \times 10^{-8} \Omega m^2$$

$$P_{cu} = 127.23 W$$

III.2 Les pertes fer

La prédiction des pertes fer joue un rôle important dans la conception de la machine et dans la détermination de son classement thermique. L'optimisation de l'efficacité de la machine nécessite les sources de pertes dans la machine et leurs relations entre les caractéristiques du matériau de laminage, les dimensions de la machine, les conditions d'excitation et les pertes.

Il est assez simple d'évaluer les pertes résistives du stator dans une MRV, comme indiqué précédemment, mais il est difficile de prévoir les pertes dans le fer en raison de la présence de densités de flux à différentes fréquences dans les segments du stator. De plus, ces densités de flux ne sont ni des sinusoides pures ni des constantes.

III.2.1 Adoption d'un modèle de pertes fer

La formulation Classique des pertes fer décompose celles-ci en deux termes qui sont les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault. Pour une induction sinusoïdale, d'amplitude B_m et de fréquence f , les pertes volumiques peuvent s'exprimer avec la formulation suivante qui regroupe les deux types de pertes :

$$P_{fer}(W/m^3) = k B_m^\alpha \cdot f^\beta \quad \text{avec } 1 \leq \alpha \leq 2 \text{ et } 1 \leq \beta \leq 2 \quad (\text{III.4})$$

Une autre formulation séparant les deux types de pertes peut être faite.

$$P_{fer} \left(\frac{W}{m^3} \right) = (k_{h1} B_m + k_{h2} B_m^2) f + k_f B_m^2 f^2 \quad (\text{III.5})$$

Dans les deux cas, trois coefficients sont à déterminer. Des tests sur des échantillons assemblés sur des cadres de mesure normalisés et soumis à des inductions sinusoïdales d'amplitude et de fréquence déterminées permettent d'identifier la valeur des trois coefficients. Aussi, les constructeurs des matériaux ferromagnétiques donnent toujours la courbe des pertes fer par kg en fonction de l'induction magnétique et de la fréquence [45].

Pour le choix d'une modélisation des pertes fer, de nombreux travaux ont permis de développer des formulations prenant plus ou moins compte de la constitution des matériaux magnétiques.

La technique d'analyse permettant de prédire les pertes fer générées dans une MRV par un champ magnétique devient très importante dans la conception d'une machine. Bertotti a développé un modèle qui divise les pertes en trois composantes. Compte tenu des laminations [40] :

$$P_{iron} = P_{hys} + P_{ed} + P_{ex} \quad (III.6)$$

$$P_{iron} = K_{hys} \cdot f \cdot (B_m)^\alpha + \frac{d_l \cdot f \cdot \sigma}{12} \int_0^T \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt + K_{ex} \cdot f \int_0^T \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^{1.5} dt \quad (III.7)$$

Où $P_{iron}, P_{hys}, P_{ed}$ et P_{ex} sont les pertes fer totales, les pertes par hystérésis, les pertes par courants de Foucault et les pertes en excès (supplémentaires), respectivement. Avec α le coefficient de Steinmetz, $T = \frac{1}{f}$ et B_m sont la période électrique et la valeur maximale de l'induction magnétique dans le fer, f est la fréquence, σ est la conductivité électrique et d_l est l'épaisseur de stratification.

Les pertes fer sont très difficiles à évaluer. Les méthodes les plus utilisées sont les équations de Steinmetz pour les courants de Foucault et le modèle de Preissach pour les pertes par hystérésis [29, 30].

Ayant opté pour une approche macroscopique, nous avons choisi de partir des formulations classiques valables pour une induction alternative sinusoïdale et de la modifier pour qu'elle soit utilisable avec des inductions non sinusoïdales et pouvant posséder une valeur moyenne non nulle.

III.2.2 Pertes fer dues au flux de rotation

Il est intéressant d'étudier un modèle de calcul des pertes fer où l'effet du flux de rotation peut être pris en compte en utilisant la méthode du locus de variation du flux (FVL) [46]. Le locus universel du flux dans les machines tournantes est l'ellipse, comme le montre la Fig. III.1, où B_{maj} est la composante de l'axe principal et B_{min} est la composante de l'autre axe du champ magnétique, peuvent être déterminées à partir de l'induction magnétique radiale et tangentielle $\{B_r ; B_\theta\}$ en utilisant (III.8) et l'algorithme illustré à la Fig. III.2. Les angles ϕ varient de 0° à 180° avec un pas de $0,5^\circ$, puis $\{B_{maj} ; B_{min} ; \gamma\}$ correspondant à $\{B_r, \phi ; B_\theta, \phi ; \phi\}$ lorsque B_θ , est égal à la valeur minimale parmi toutes les valeurs maximales ($\hat{B}_{\theta,\phi}$) [47].

$$\begin{pmatrix} B_{r\phi}(t) \\ B_{\theta\phi}(t) \end{pmatrix} = M^{rot}(\phi) \cdot \begin{pmatrix} B_r(t) - B_{r,aver}(t) \\ B_\theta(t) - B_{\theta,aver}(t) \end{pmatrix}, \text{ avec: } M^{rot}(\phi) = \begin{pmatrix} \cos(\phi) & \sin(\phi) \\ -\sin(\phi) & \cos(\phi) \end{pmatrix} \quad (III.8)$$

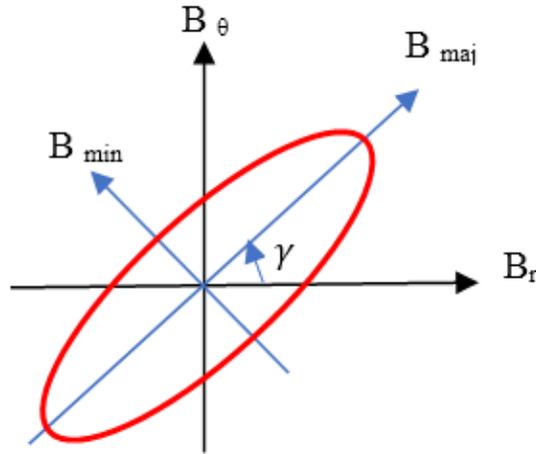


Figure III-1 Locus elliptique pour l'évaluation des pertes fer.

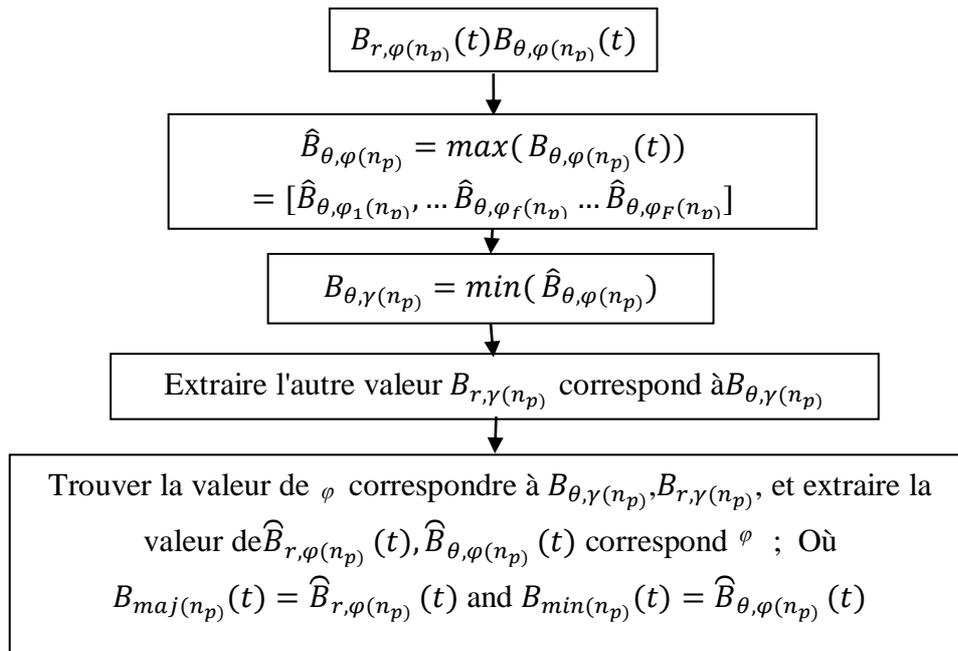


Figure III-2 Diagramme pour calculer Bmaj et Bmin.

$$P_{hys} = \sum_{n_p=1}^{N_p} K_{hys} \cdot f \cdot V_{n_p} \cdot (B_{maj(n_p)}^\alpha + B_{min(n_p)}^\alpha) \tag{III.9}$$

$$P_{edd} = \sum_{n_p=1}^{N_p} \frac{d_l \cdot f \cdot \sigma}{12} \cdot V_{n_p} \int_0^T \left[\left(\frac{dB_{maj(n_p)}(t)}{dt} \right)^2 + \left(\frac{dB_{min(n_p)}(t)}{dt} \right)^2 \right] dt \tag{III.10}$$

$$P_{ex} = \sum_{n_p=1}^{N_p} K_{ex} \cdot f \cdot V_{n_p} \int_0^T \left[\left(\frac{dB_{maj(n_p)}(t)}{dt} \right)^2 + \left(\frac{dB_{min(n_p)}(t)}{dt} \right)^2 \right]^{3/4} dt \tag{III.11}$$

Où $V_{n_p} = S_{n_p} n_p$. L_u sont les différents volumes pour les différents calculs des pertes fer.

III.2.3 Résultats et validations

Afin d'étudier l'influence de la variation de la vitesse de rotation d'une part et celle du courant d'autre part sur les pertes fer, en premier lieu on varie le courant I de 2 à 18 (A) puis nous agissons sur la vitesse du rotor de (750 tr / min) à (3000 tr / min), pour les différentes régions de la MRV 12/8 étudiée.

III.2.3.1 L'évolution des pertes fer en faisant varier le courant

Les pertes fer sont calculées par la méthode analytique et validées par la méthode numérique FEM pour une vitesse de 1500 tr / mn.

Vu que ces pertes dans les machines électriques en général et les MRVs en particulier ne sont pas uniformes (le type du matériau, l'emplacement des enroulements, la circulation du flux magnétique, les lignes du champ ...) ; de ce fait on devise la machine en des régions et chaque région en des zones bien précises comme suit :

1. La culasse statorique

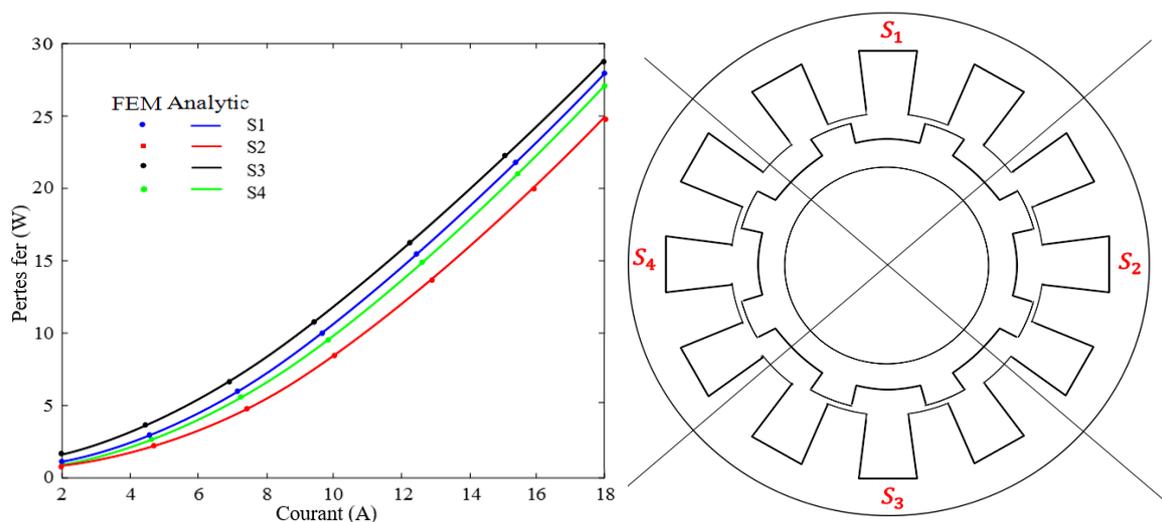


Figure III-3 Pertes fer prédites analytiquement et validées par FEM au niveau de la culasse du stator.

2. La culasse rotorique

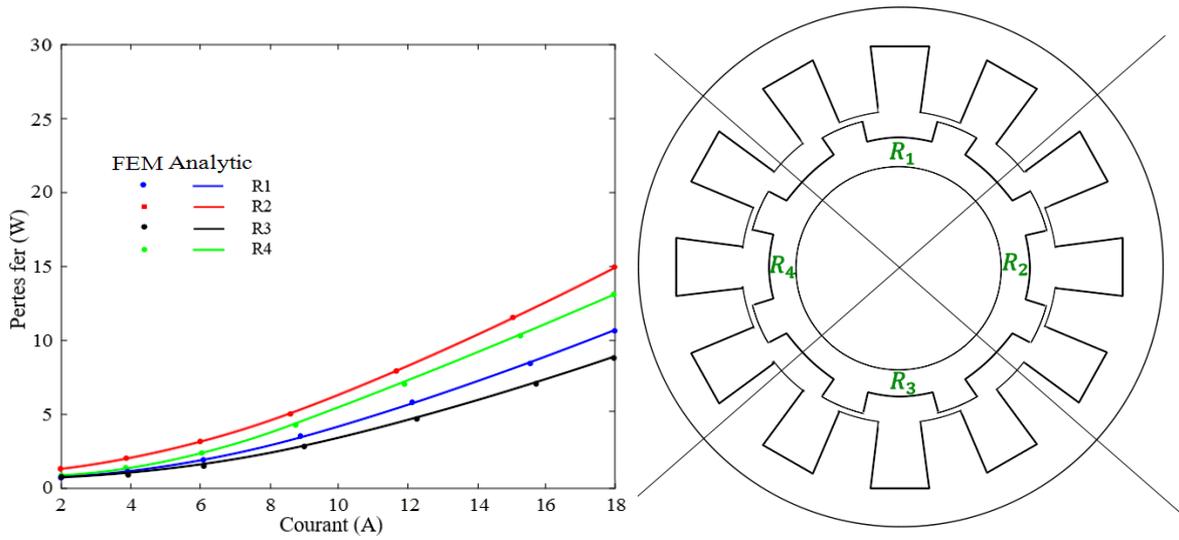


Figure III-4 Pertes fer prédites analytiquement et validées par FEM au niveau de la culasse du rotor.

3. La dent statorique

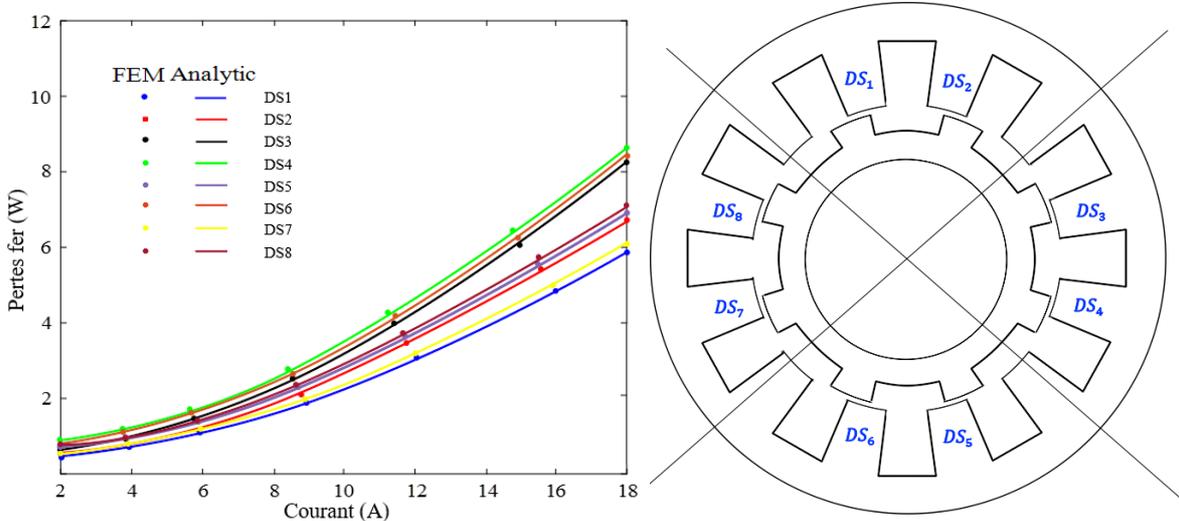


Figure III-5 Pertes fer prédites analytiquement et validées par FEM au niveau de la dent statorique.

4. La dent rotorique

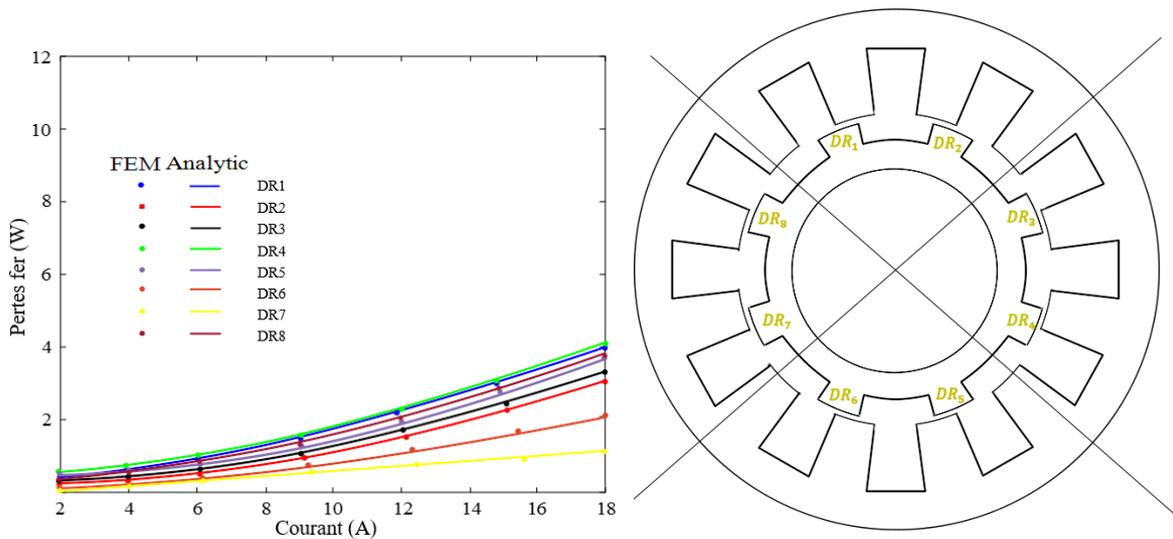


Figure III-6 Pertes fer prédites analytiquement et validées par FEM au niveau de la dent rotorique.

Il est important de noter que les pertes fer sont plus importantes dans la culasse statorique que dans la culasse rotorique, pareille pour les dents de la machine. Il est également clair qu'il existe une proportionnalité entre le courant et les pertes fer dans toutes les régions de la MRV.

III.2.3.2 L'évolution des pertes fer en faisant varier la vitesse de rotation

La Fig. III.7 présente l'influence de la variation de la vitesse du rotor sur les pertes par hystérésis, par courants de Foucault et les pertes excessives respectivement, dans le rotor et le stator. De toute évidence, les résultats analytiques concordent exactement avec la MEF.

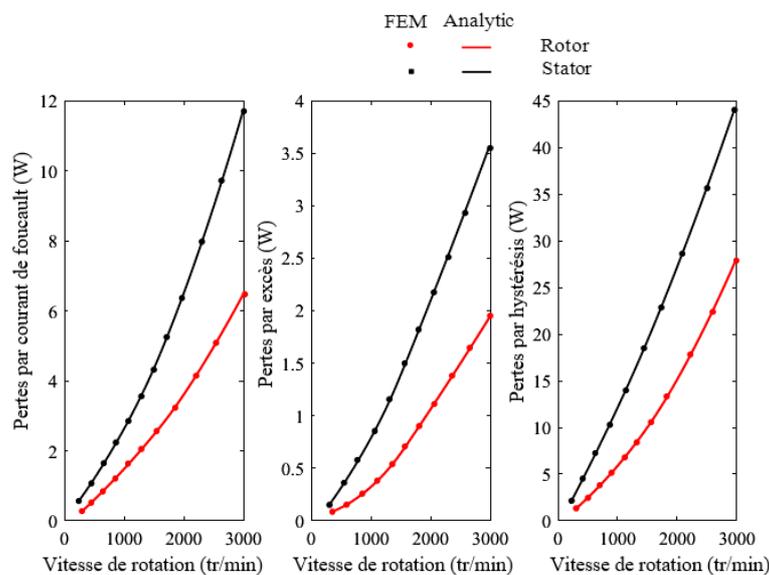


Figure III-7 Pertes fer prédites (en charge) analytiquement et par la MEF : hystérésis, courants de Foucault et pertes excessives, dans le rotor et le stator.

Pour réduire les pertes par courants de Foucault, les noyaux de fer du stator et du rotor sont laminés. En ce qui concerne les pertes par hystérésis, la fréquence d'inversion du flux et son chemin déterminent leur magnitude. Les évolutions des pertes fer dans le rotor et le stator par rapport à la vitesse de rotation, pour deux valeurs différentes de perméabilité relative du fer (à savoir 120 et 1200), sont illustrées sur la Fig. III.8.

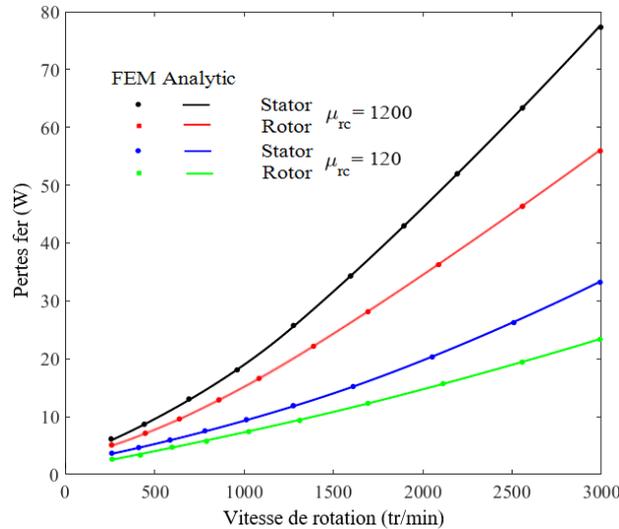


Figure III-8 Evolution des pertes fer dans les différentes pièces ferromagnétiques (rotor et stator) en charge.

Fig. III.9 indique les pertes fer dans la MRV en fonction du courant avec une vitesse de rotation du rotor à trois valeurs (750, 1 500 et 3 000 tr / min). Les pertes fer augmentent avec l'augmentation du courant. Par contre sur la Fig. III.10, les pertes fer sont en fonction de la vitesse pour trois valeurs du courant d'alimentation différentes (6, 12 et 18 A). Un bon accord est observé entre les résultats analytiquement obtenus et ceux obtenus par FEM.

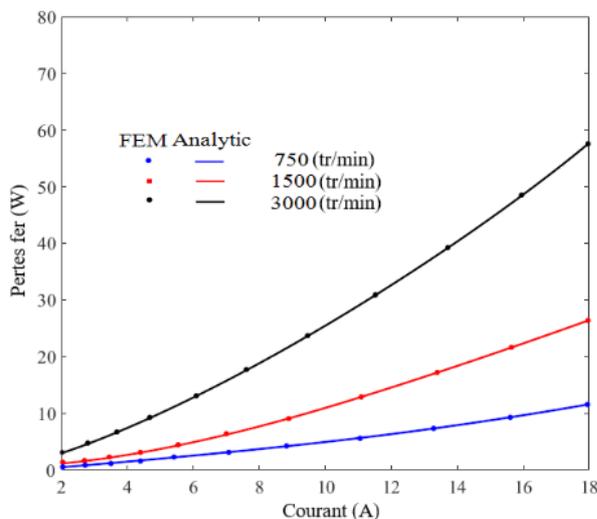


Fig. III.9 Pertes fer en fonction du courant pour trois valeurs de vitesse.

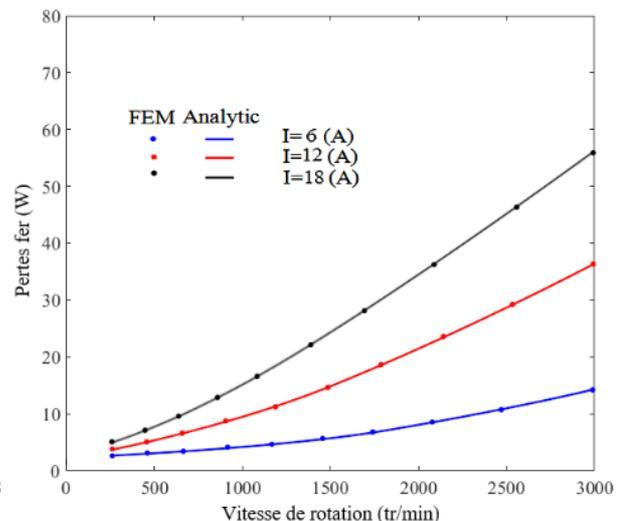


Fig. III.10 Pertes fer en fonction de la vitesse pour trois valeurs du courant.

Conclusion

La première partie de ce chapitre est consacrée au calcul des pertes cuivre dans la machine MRV 12/8 étudiée qui existent seulement dans les encoches du stator. Par la suite, une technique d'analyse permettant de prédire les pertes fer générées dans la MRV par un champ magnétique est présentée, dans le but de choisir une formulation simple mais efficace, permettant de calculer la valeur des pertes fer dans le circuit magnétique dues aux variations du vecteur induction dans le sens où seulement les termes influents auront une signification.

Le modèle de Bertotti et la méthode FVL (locus de variation de flux) permettent de prédire les pertes fer dans différentes parties de la machine. Les résultats montrés confirment l'exactitude du modèle analytique proposé. Notez que les pertes fer augmentent avec l'augmentation de la vitesse, du courant et de la perméabilité relative du noyau de fer.

Chapitre IV

CALCUL THERMIQUE DE LA MRV 12/8

Introduction

Le développement de toute technologie s'appuie sur, outre l'expérimentation toujours nécessaire, des modèles capables de prédire le fonctionnement des dispositifs en cours de conception. Pour mettre en œuvre ces modèles, il est généralement nécessaire de passer par la résolution d'équations différentielles aux dérivées partielles, qui permettent de décrire des phénomènes physiques et donc d'aboutir à une connaissance des répartitions spatiales et temporelles des grandeurs électromagnétiques et thermiques.

Un modèle thermique précis est nécessaire pour la conception des machines électriques, car la connaissance de la température ainsi que la distribution du flux de chaleur créés par les différents types des pertes (fer, joule ...) dans la machine est très important pour l'isolation et les processus pour son application. Aussi dans le but d'identifier et maîtriser les paramètres du refroidissement.

Il existe ainsi différentes méthode de prédiction et calcul de la température et le flux de chaleur dans la machine en citant la méthode du circuit thermique équivalent qui est la plus utilisée et qui permet de prédire la température au régime permanent et/ou transitoire, elle est basée sur la représentation des matériaux de la machine par des résistances thermiques qui représentent la conduction, convection et radiation thermique, aussi la méthode analytique qui présente une certaine complexité qui revient à la résolution des équations différentielles partielles nécessitant un système plus au moins simplifié par l'ajout de plusieurs hypothèses.

La méthode utilisée dans cette étude est la méthode des éléments finis qui a connu un développement considérable parce qu'elle est mieux adaptée aux problèmes non linéaires, à géométrie complexe. Le développement de l'outil informatique est également une des raisons qui l'ont projeté au-devant de la modélisation. L'efficacité de cette méthode réside dans la précision des résultats. Cette précision dépend elle-même des méthodes de discrétisation (maillage) et des méthodes de résolution adoptées, en se basant sur l'identification des aspects thermiques de la machine à partir de l'implémentation des pertes fer et joule calculées dans le chapitre précédent et voir ainsi leur impact sur le côté thermique.

De plus, une modélisation de l'influence du refroidissement interne et externe sera appliquée sur la machine en variant les coefficients de convection (coefficients de transfert de chaleur) h_s (refroidissement externe) et h_i (refroidissement interne) qui dépendent de la vitesse de l'air qui circule à l'intérieur de la machine, ce qui permet de voir la différence entre les deux et avoir généralement une idée sur l'importance du refroidissement pour les machines électriques tournantes.

IV. Etude thermique de la MRV 12/8 étudiée

IV.1 Adaptation de la méthode des éléments finis pour le modèle thermique

La difficulté majeure en utilisant la MEF est l'étude du problème thermique de la machine électrique en 3D. En effet, il est en particulier difficile avec cette méthode de tenir compte des couches fines dans certaines parties de la machine et de prendre en compte l'éventuel échauffement du liquide de refroidissement. De plus, le temps de calcul nécessaire au traitement de ce type de problème est souvent important.

Résoudre un problème thermique par EF consiste à déterminer la répartition spatio-temporelle de la température $T(x, y, z, t)$ en résolvant l'équation de la chaleur :

$$\rho C_p \frac{dT}{dt} - \text{div}(\lambda \cdot \overrightarrow{\text{grad}T}) - P = 0 \quad (IV.1)$$

Où

λ : Conductivité thermique	[w/m.°C]
P : Densité de source de chaleur	[w/m3]
ρ : Masse volumique	[Kg/m3]
C_p : Capacité calorifique ou chaleur massique	[kj/kg.°C]

Les conditions aux limites sur les surfaces du domaine considéré pour la résolution de l'équation de la chaleur sont généralement les suivantes :

- $T = T_p$ température imposée (condition d'isothermie), Dirichlet
- Condition de Dirichlet : La température T est constante sur une portion de la frontière du domaine étudié.
- $-\lambda \frac{\partial T}{\partial n} |_s = \varphi_0$ flux thermique imposé sur les surfaces du domaine. Si un corps est thermiquement isolé (adiabatique), le flux thermique est nul $\varphi_0 = 0$ (Condition de Neumann homogène (symétrie géométrique)).
- $-\lambda \frac{\partial T}{\partial n} |_s = \varphi_{conv} + \varphi_{ray}$ condition générale aux surfaces de transfert de chaleur avec le milieu ambiant.

Il est nécessaire de définir la condition initiale à l'instant $T = T_0$:

$$- T(x, y, z, t_0) = T_0(x, y, z).$$

Pour résoudre l'équation (IV.1) par la méthode des éléments finis, la méthode des résidus pondérés dans la formulation de Galerkin peut être utilisée. En multipliant l'équation (IV.1) par une fonction arbitraire T^* et en intégrant sur le domaine, on obtient l'équation suivante :

$$\int_V T^* (\rho C_p \dot{T} - \text{div}(\lambda \cdot \overrightarrow{\text{grad}T}) - P) dv = 0 \quad (IV.2)$$

T^* : Fonction test ou fonction de pondération.

La formulation intégrale faible du problème thermique s'écrit :

$$\int_V T^* \rho C_p \dot{T} \cdot dv + \int_V \overrightarrow{\text{grad}T^*} \cdot \lambda \cdot \overrightarrow{\text{grad}T} \cdot dv - \int_V T^* (\varphi_{conv} + \varphi_{ray}) ds - \int_V T^* P dV = 0 \quad (IV.3)$$

Cette équation doit être vérifiée pour toute fonction test T^* . Une solution est d'utiliser les fonctions de base polynomiales utilisées pour la discrétisation du problème. On obtient alors au final un système matriciel à inverser.

Pour tout outil numérique de calculs par EF, la démarche de l'étude du problème physique reste la même. Chaque étape utilise un module spécifique. Les régions à forts

gradients de température ou encore les petites épaisseurs doivent faire l'objet d'un maillage particulièrement fin.

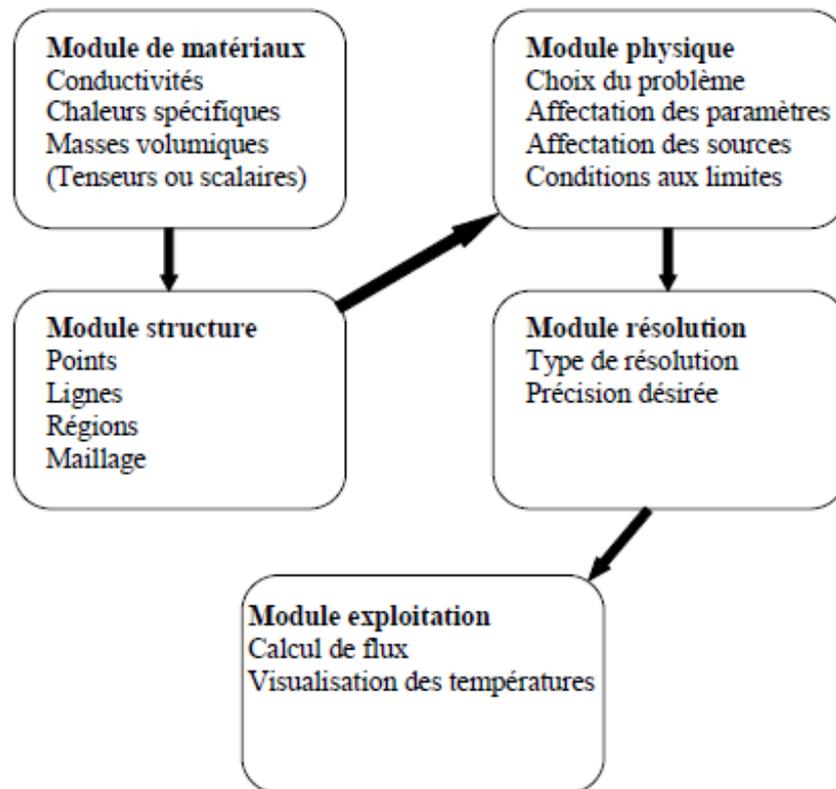


Figure IV-1 Etapes de modélisation par éléments finis

IV.2 Analyse de la température et des flux de chaleurs dans la MRV

IV.2.1 Caractéristiques thermiques des matériaux de la machine d'étude

La figure IV.1 représente la géométrie de la MRV (12/8) avec ses différentes régions, et le Tableau IV.1 englobe la capacité calorifique et masse volumique des matériaux de chaque région. Le maillage réalisé par le logiciel FEMM est illustré sur la Fig. IV.3 et il est constitué de 43235 nœuds et 85268 éléments.

Tableau IV-1 Capacité calorifique et masse volumique des matériaux de chaque région

Régions	Matériaux	Capacité Calorifique ($J/Kg \cdot ^\circ C$)	Masse Volumique (Kg/m^3)
Entrefer	Air	1006	1.184
Stator-Rotor	Fer-Silicium	460	7600
Bobine	Cuivre	385	8918
Arbre	Acier	460	7850

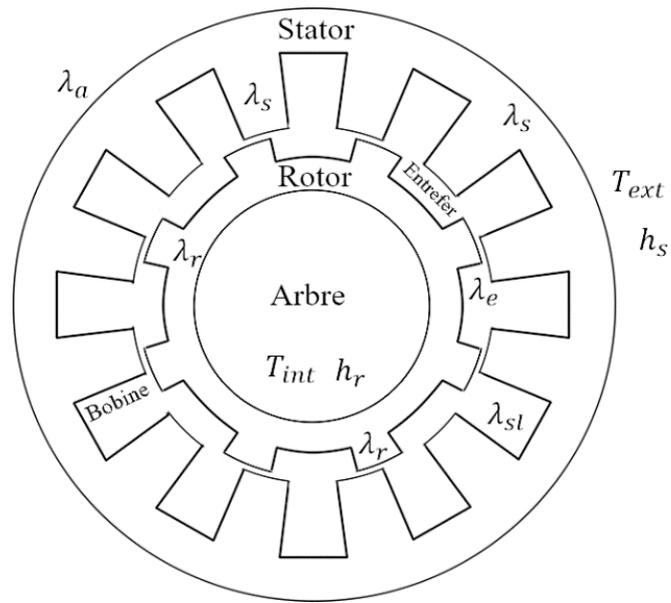


Figure IV-2 Géométrie de la MRV (12/8) avec ses différentes régions.

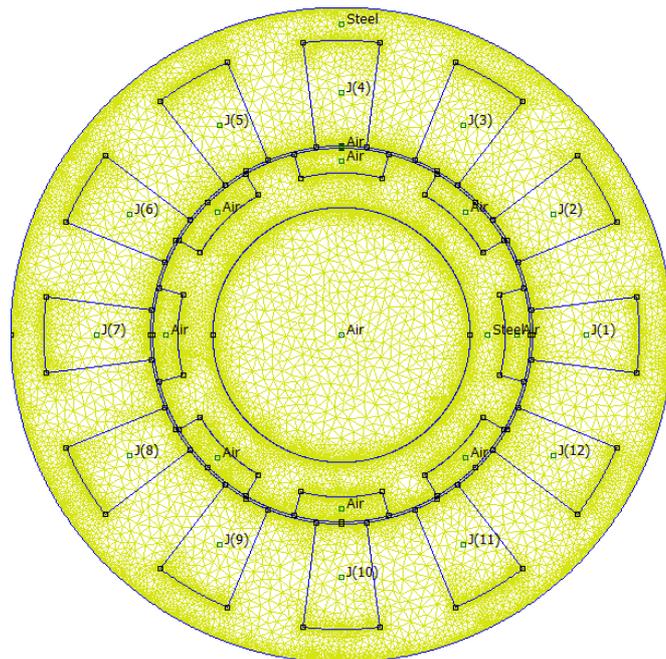


Figure IV-3 Maillage 2D de la MRV 12/8 par FEMM (43235 nœuds et 85268 éléments).

Le Tableau IV.2 montre les paramètres du modèle thermique mentionné sur la Fig. IV.2.

Tableau IV-2 Paramètres du modèle thermique.

Symbole	Paramètre	valeur
λ_e	Conductivité thermique de l'entrefer	0.03 (W/m °K)
λ_a	Conductivité thermique de l'air	0.03 (W/m °K)
λ_s	Conductivité thermique de la culasse stator	70 (W/m °K)
λ_r	Conductivité thermique de la culasse rotor	70 (W/m °K)
λ_{sl}	Conductivité thermique du bobinage	1.73 (W/m °K)
T_{ext}	Température à l'extérieur du stator	50 °C
T_{int}	Température à l'intérieur du rotor	50 °C
h_s	Coefficient de convection à l'extérieur du stator	50 (W/m ² °K)
h_r	Coefficient de convection à l'intérieur du rotor	50 (W/m ² °K)

IV.2.2 Résultats obtenus

IV.2.2.1 Dans l'entrefer

Le calcul est effectué par la méthode des éléments finis en utilisant le logiciel FEMM qui réalise le maillage et la résolution du modèle thermique à l'aide du logiciel MATLAB qui joue le rôle de l'interface entre le programme de calcul et le FEMM.

La Fig. IV.4 montre la distribution de la température dans la MRV 12/8 en alimentant uniquement la phase A.

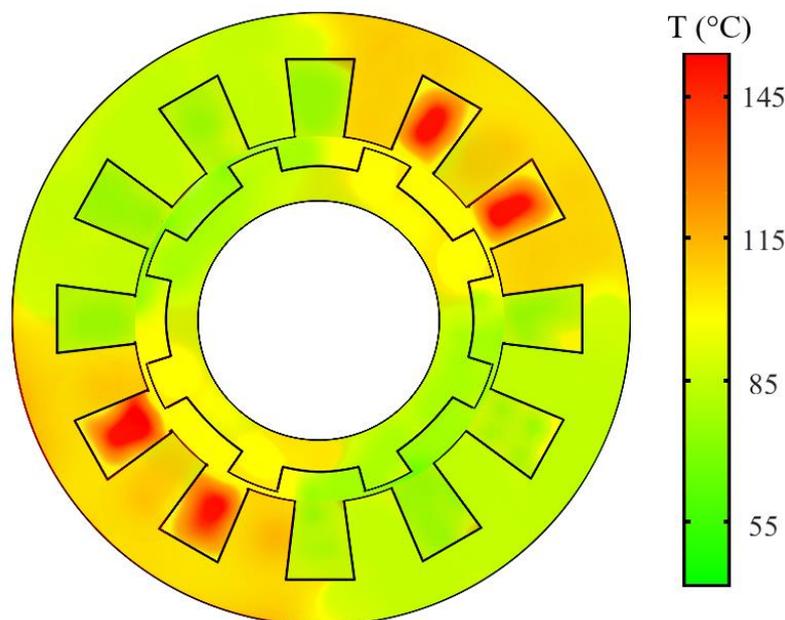


Figure IV-4 La distribution de température dans la MRV 12/8 en alimentant la phase A.

Sur la Fig. IV.4, chaque encoche représente le courant entrant ou sortant d'une seule phase car la machine d'étude est une machine à simple couche. Les résultats présentés ci-

dessous sont obtenus à partir de l'alimentation de la phase A uniquement avec le courant de 18A et la vitesse de rotation 1500 tr/min en se basant sur les résultats des pertes fer et Joule calculées dans le chapitre précédent.

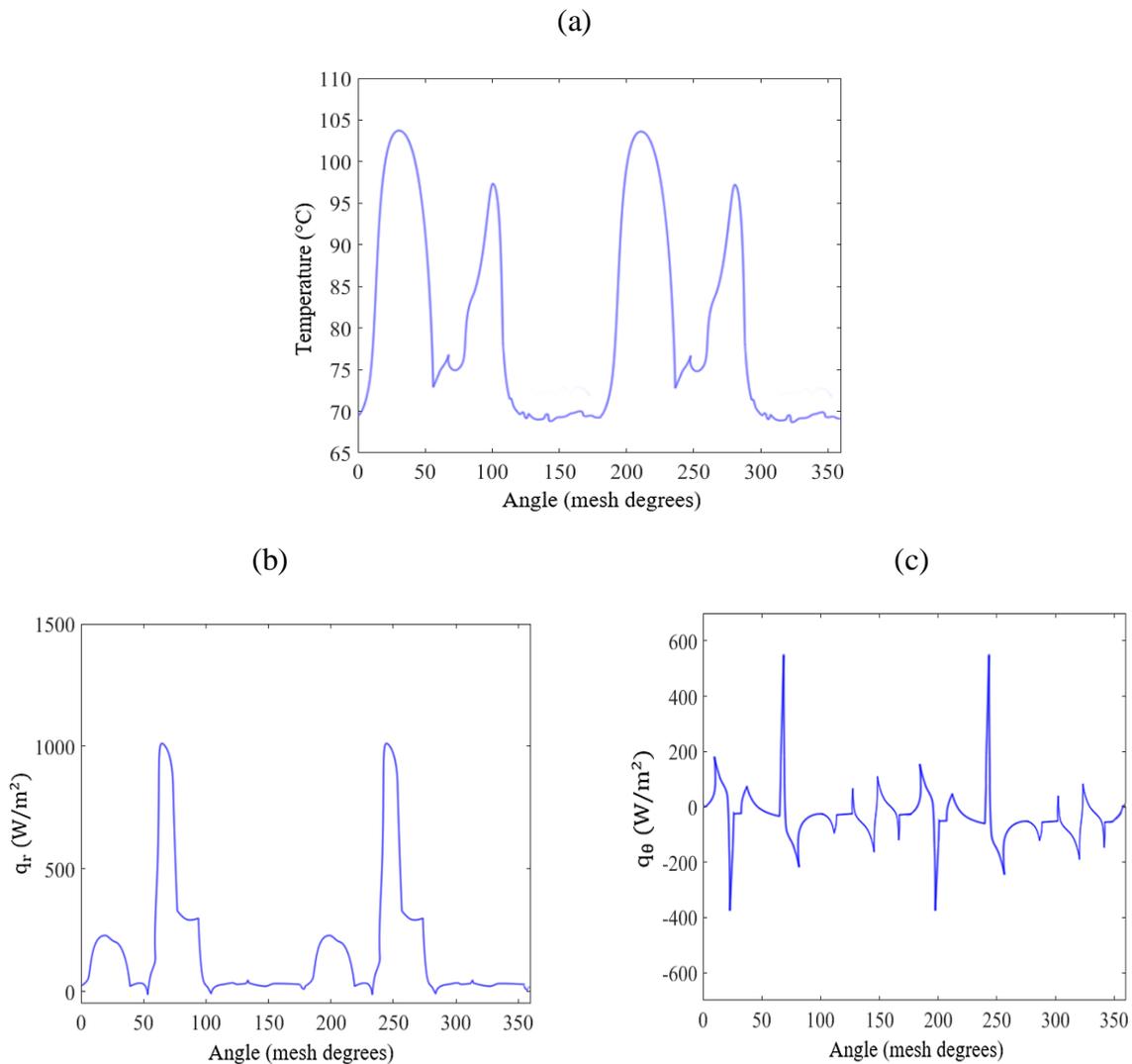


Figure IV-5 Distribution de la température et du flux de chaleur radial et tangential au milieu de l'entrefer.

La Fig. IV.5 représente les résultats du calcul de la température T et des flux de chaleur q_θ et q_r après l'excitation de la phase A seulement avec les coefficients de convection $h_s = 50 \text{ W/m}^2 \cdot \text{°K}$ et $h_r = 50 \text{ W/m}^2 \cdot \text{°K}$. La température le long de l'entrefer est environ de 72 °C alors qu'elle atteint un pic de 104 °C au niveau de la phase A.

Pour le flux de chaleur radial au milieu de l'entrefer, il y a deux pics importants de 1100 W/m² et l'autre environ 200 W/m² situés dans la même position que pour la température.

Il faut noter que ces résultats obtenus changent selon les conditions de fonctionnement de la machine (intensité de courant d'alimentation ou vitesse de rotation qui augmente aussi bien les conditions de la température du milieu ambiant (T_{int} et T_{ext})) *.

IV.2.2.2 Dans les dents stator-rotor

Les figures suivantes représentent la température au niveau des dents stator et rotor d_{s2} et d_{r2} respectivement (figure IV.6) après excitation de la phase A pour les conditions de fonctionnement (vitesse 1500tr/min et courant 18, 12 et 6A) en utilisant les résultats des pertes calculées dans le chapitre III.

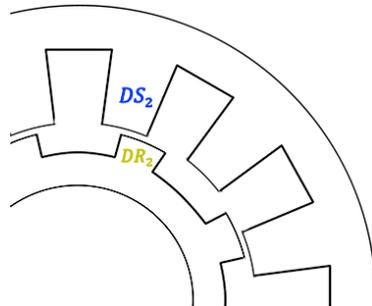


Figure IV-6 Position des dents d_{s2} et d_{r2} .

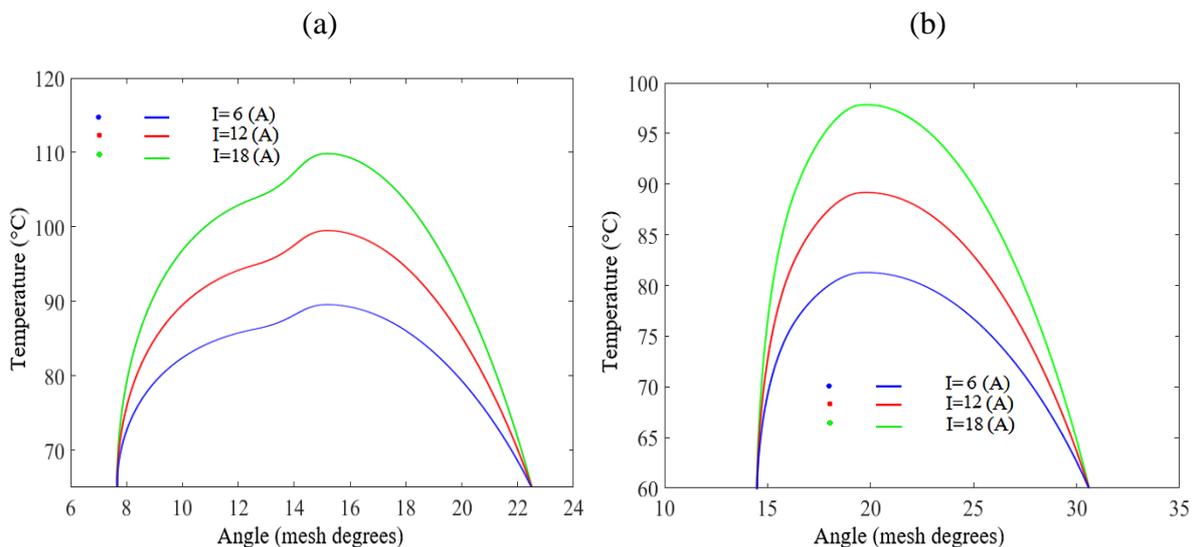


Figure IV-7 Distribution de la température dans les dents d_{s2} (a) et d_{r2} (b) pour différents courants.

La figure IV.7 montre la distribution de la température au milieu des dents d_{s2} et d_{r2} après l'excitation de la phase A uniquement par différentes valeurs de courant (18A, 12A et 6A) à 1500tr/min. D'après la Fig. IV.4, la distribution de la température montre une concentration importante à leur niveau qui est dû à l'alimentation de la phase A toute seule.

L'intensité du courant influe clairement sur la température de la machine car plus le courant est élevé plus les pertes fer augmentent (Fig. III.10) ce qui entraîne une augmentation remarquable de la température.

La température au niveau de la dent stator d_{s2} est plus élevée que celle de la dent rotor d_{r2} et ça revient au fait que celle du stator est en contact direct avec le bobinage donc le transfert de chaleur se fait par conduction et par convection.

La figure suivante illustre la température au niveau des dents d_{s2} et d_{r2} en excitant la phase A par un courant de 12 A pour les vitesses 1500 tr/min, 750 tr/min et 500tr/min afin de voir si le paramètre vitesse influence à son tour sur la variation de la température au niveau de la machine lors du fonctionnement.

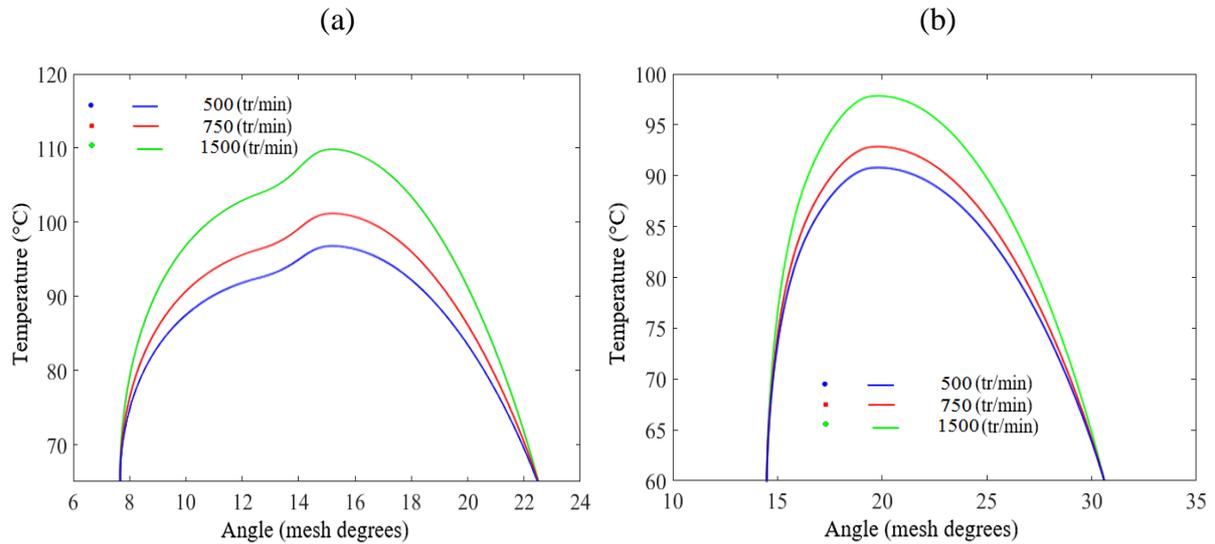


Figure IV-8 Distribution de la température dans les dents d_{s2} (a) et d_{r2} (b) par variation de vitesse.

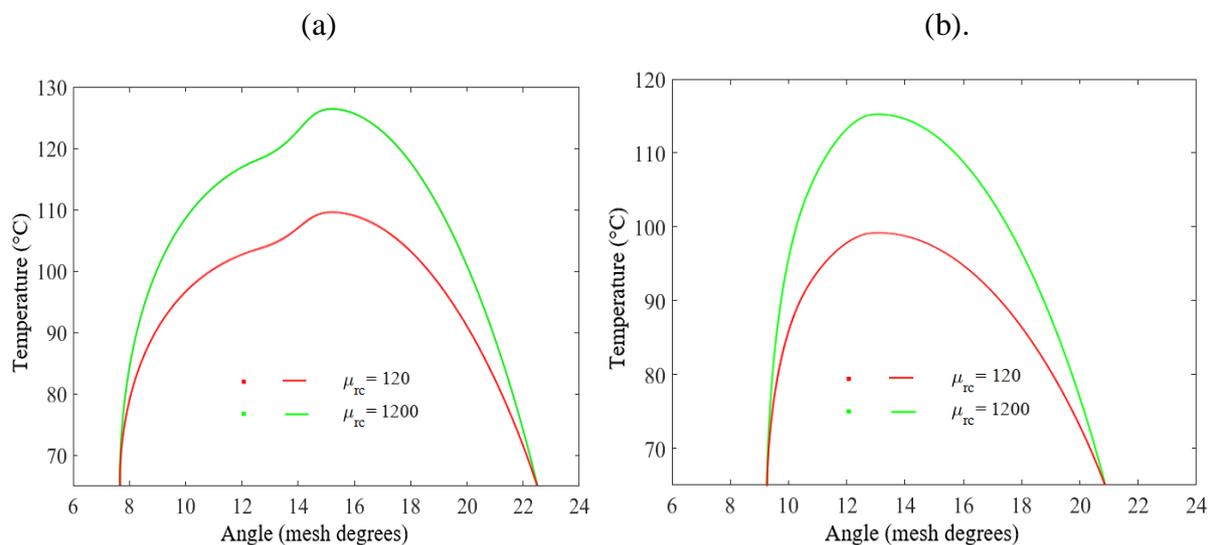


Figure IV-9 Distribution de la température dans les dents d_{s2} (a) et d_{r2} (b) par variation de la perméabilité.

D'après la figure (IV.8) il est clair que la vitesse de rotation influe à son tour à la variation de la température dans la machine, car suite à la Fig. III.9 les pertes fer calculées dans les culasses rotor et stator sont aussi influencées par la variation de la vitesse.

Pour toutes les figures précédentes, la perméabilité relative du stator et du rotor de la MRV 12/8 et $\mu_r = 120 H/m$. Sur la figure IV.9, la machine fonctionne à 1500 tr/min avec un courant de 18 A en excitant aussi la phase A uniquement comme pour la figure IV.7, mais on considère que la perméabilité pour ce cas et $\mu_r = 1200 H/m$.

Le point de fonctionnement de la machine pour la figure IV.9 est le même que celui de la figure IV.7 avec un changement de perméabilité relative du fer ($\mu_r = 1200 H/m$). L'augmentation de la perméabilité du fer entraîne donc une augmentation de la température, qui est aussi le cas avec les pertes fer (figure III.8).

Les figures (IV.7 .8 .9) montrent que la variation de la température dans la MRV 12/8 est en relation directe avec la variation des pertes fer et elle varie en fonction du point de fonctionnement (courant, vitesse). Aussi, les matériaux qui constituent la machine et enfin les conditions extérieure et intérieure comme la température du milieu.

IV.2.2.3 Dans l'encoche (bobinage) stator

Comme pour les dents statorique et rotorique l'encoche stator chauffe aussi lors du fonctionnement car à son niveau se situe le bobinage de la machine et ainsi la température des bobinages est très importante à cause de la génération de pertes Joule. Ils ont le plus souvent la température la plus élevée dans la machine, et donc une température trop élevée peut endommager l'isolation des bobinages. Par ailleurs, la résistance électrique augmente linéairement avec la température et augmente par ailleurs la génération des pertes.

Dans le cas des MRV, le rotor n'a aucune source de courant selon son principe de fonctionnement et tout le bobinage se trouve au stator, suite à ça l'étude (calcul) de l'évolution de la température dû aux pertes Joule se fait dans les encoches stator.

Pour la MRV 12/8, l'alimentation des trois phases en alternance se fait par des créneaux de courant carré et donc les pertes Joule générées sont théoriquement constants dans tout le bobinage de la machine et donc toutes les encoches auront la même température produite, à partir de cette hypothèse la figure V.10 représente l'encoche choisit pour le calcul.

Le point de fonctionnement est à la vitesse de rotation 1500 tr/min en excitant la phase A par un courant de 18A comme pour le cas des dents, ensuite on fait varier ces deux paramètres pour voir leur influence.

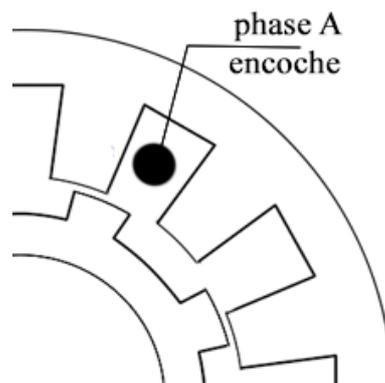


Figure IV-10 Encoche choisit pour le calcul de température.

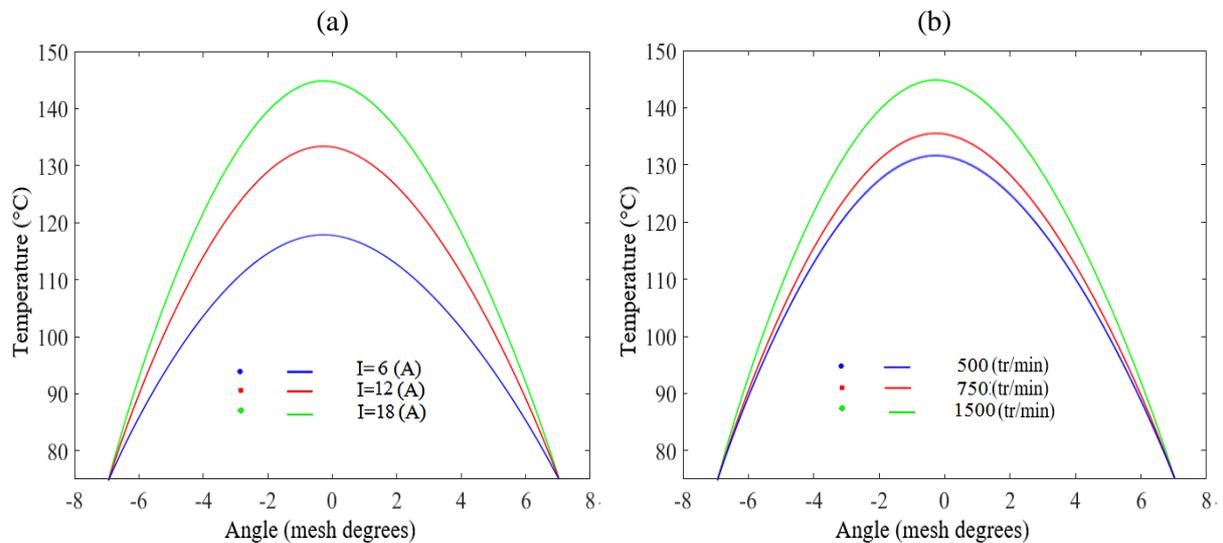


Figure IV-11 Distributions de la température dans l'encoche stator par variation du courant (a) et de la vitesse (b).

D'après la figure IV.11, la température du bobinage est la plus élevée au niveau de la machine, ainsi le courant influence beaucoup plus que la vitesse sur cette variation. La variation du courant est faite pour la vitesse de 1500 tr/min, et la variation de vitesse pour le courant de 18A.

A partir des résultats obtenus de la variation de température au niveau du bobinage (encoche) il est possible de définir la classe d'isolation de la machine.

IV.2.3 Classe d'isolation de la machine

Choisir la bonne classe d'isolation permet de préserver les machines électriques et notamment leur bobinage. Si la température maximale de la classe d'isolation est dépassée lors de l'utilisation du moteur, cela va réduire sensiblement la durée de vie des enroulements. Et inversement, une utilisation à une température inférieure à celle stipulée permet d'allonger la durée de vie de l'isolant de votre moteur, qui peut même être doublée.

Généralement la plupart des moteurs utilisent la classe d'isolation F avec l'échauffement de classe B, ce qui correspond aux exigences industrielles les plus fréquentes. Pour aider à faire le bon choix, des classes d'isolations ont été instaurées selon le CEI 85, et qui correspondent à la température maximale supportée par les enroulements du moteur.

Pour choisir la classe d'isolation de la machine électrique, les différentes classes sont montrées au tableau suivant :

Tableau IV-3 Les classes d'isolations des machines électriques.

La classe	A	E	B	F	H
Valeur Max	105°C	120°C	130°C	155°C	180°C
Marge thermique	5°C	5°C	10°C	10°C	15°C
Echauffement permis	60°C	75°C	80°C	105°C	125°C
Température ambiante	40°C	40°C	40°C	40°C	40°C

D'après le tableau IV.3 et la figure IV.11, il s'avère que la classe d'isolation de la MRV 12/8 d'étude est la classe F.

L'utilisation de la classe d'isolation F avec un échauffement de classe B confère à la machine une réserve thermique de 25 °C, ce qui permet d'augmenter le niveau de charge jusqu'à 12 % sur des périodes limitées.

On peut ainsi exploiter les moteurs à des températures ambiantes ou des altitudes supérieures, ou avec des tolérances supérieures de tension et de fréquence, ou encore prolonger la durée de vie de l'isolant. Ainsi, une réduction de 10 °C de la température doublera la durée de vie de l'isolant.

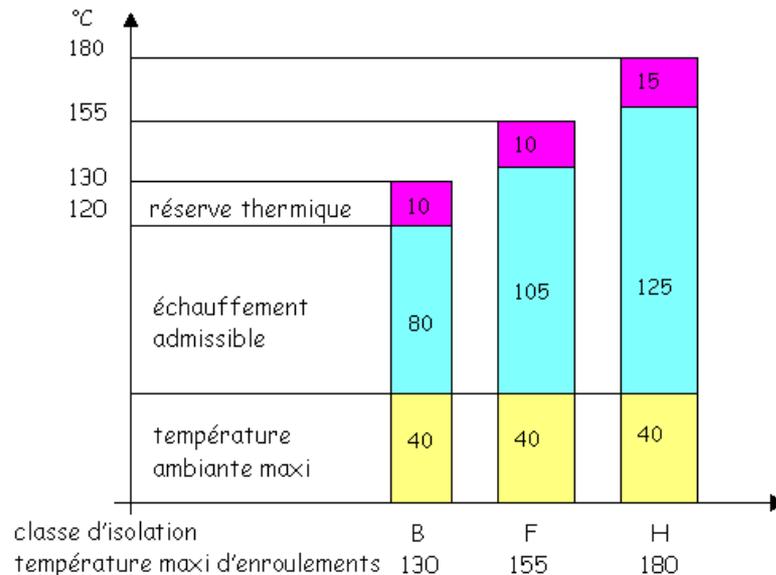


Figure IV-12 Diagramme représentatif du choix de la classe d'isolation.

IV.2.4 Calcul de température en fonction des coefficients de convection

Le but de cette partie est de faire une étude thermique dans différents points dans la machine pour voir la distribution non-uniforme de la température dans le fer de la MRV 12/8 en choisissant plusieurs points distribués sur des positions bien définies comme c'est mentionné dans la section de calcul des pertes fer.

Dans ce cas, les trois phases seront excitées simultanément (Fig. IV.13) avec un courant de 18A à la vitesse de rotation 1500 tr/min.

L'évolution des différentes températures est fonction des coefficients de convection extérieur et intérieur (h_s et h_r respectivement) pour aussi voir l'impact de chacun de ces deux coefficients sur la variation de la température et aussi définir l'aspect refroidissement et son importance pour un fonctionnement meilleur de la machine électrique.

En général ces coefficients doivent être calculés pour différents états de fonctionnement par des méthodes bien définies, mais dans cette étude le but est de voir l'évolution de la température pour différentes valeurs de h_s et h_r ainsi que de voir leur influence sur l'aspect thermique en général.

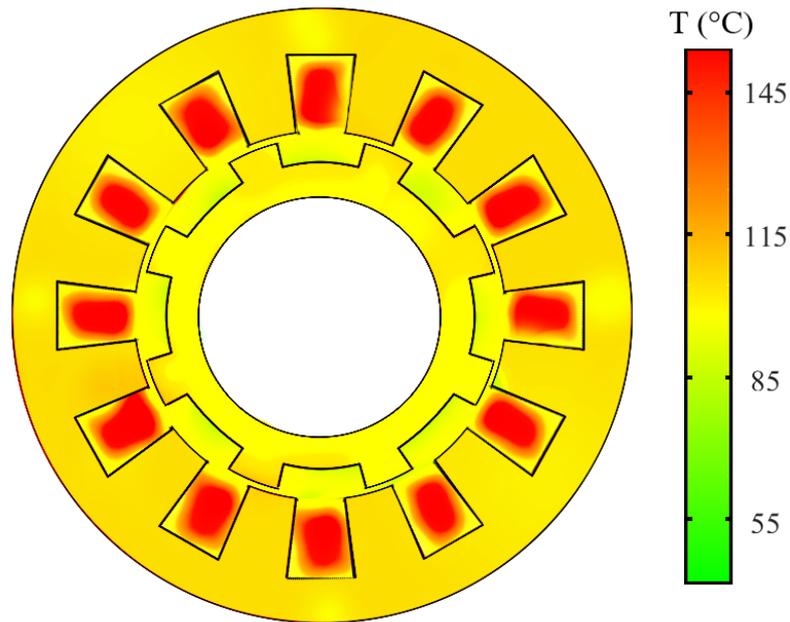


Figure IV-13 Distribution de température avec les 3 phases alimentées simultanément.

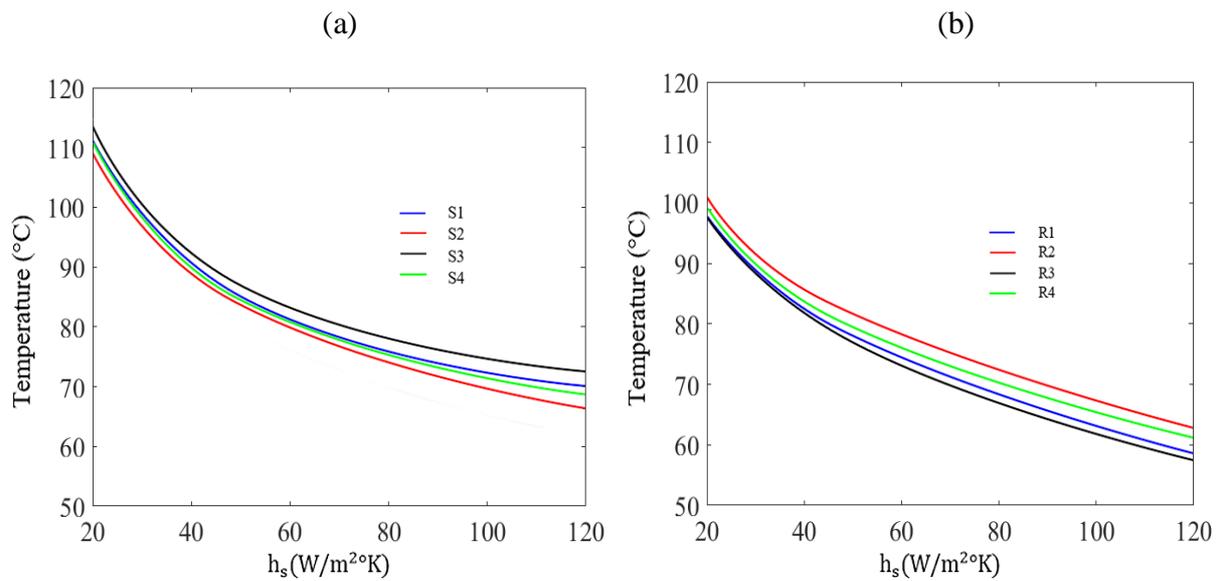


Figure IV-14 Variation de la température dans la culasse stator (a) et rotor (b) en fonction du coefficient de convection extérieur h_s pour $h_r=25$ W/m² °K.

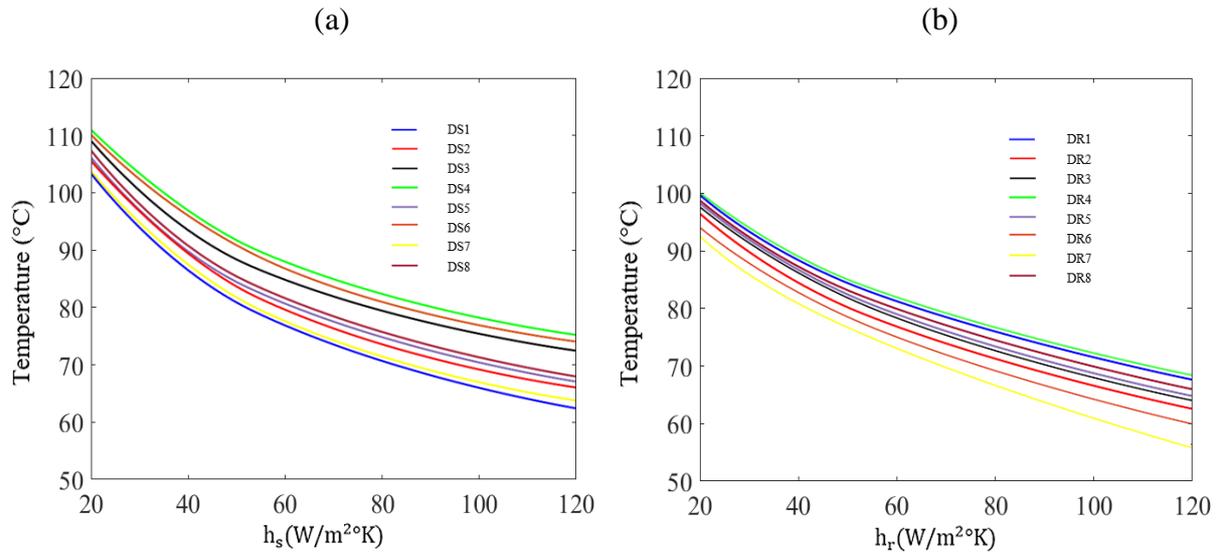


Figure IV-15 Variation de la température dans les dents stator (a) et rotor (b) en fonction du coefficient de convection extérieur h_s pour $h_r=25$ W/m² °K.

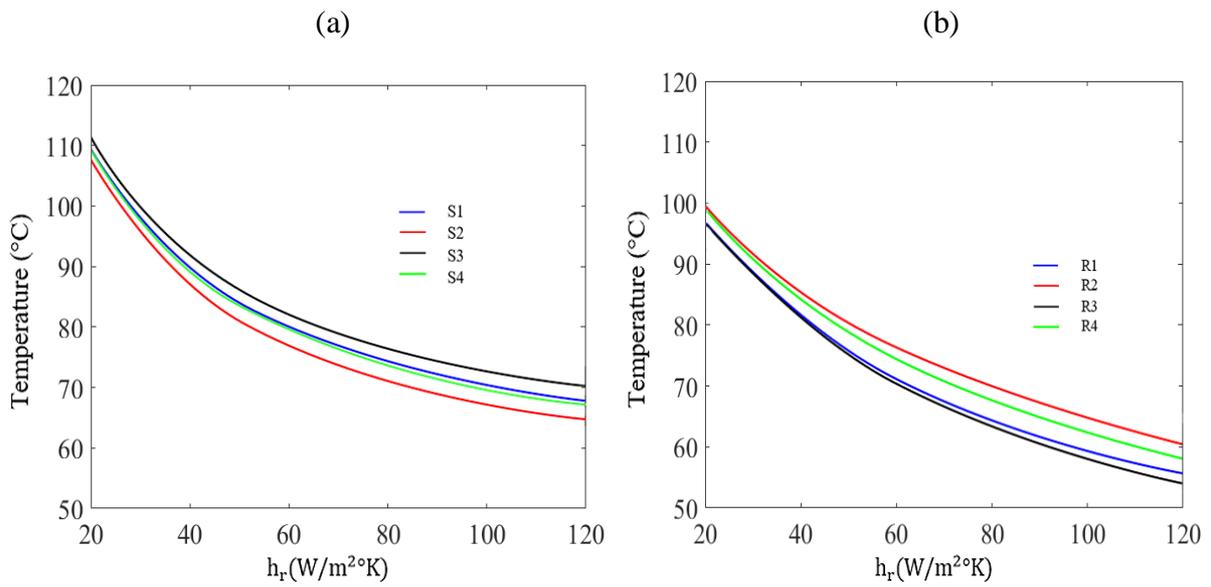


Figure IV-16 Variation de la température dans la culasse stator (a) et rotor (b) en fonction du coefficient de convection intérieur h_r pour $h_s=W/m^2$ °K.

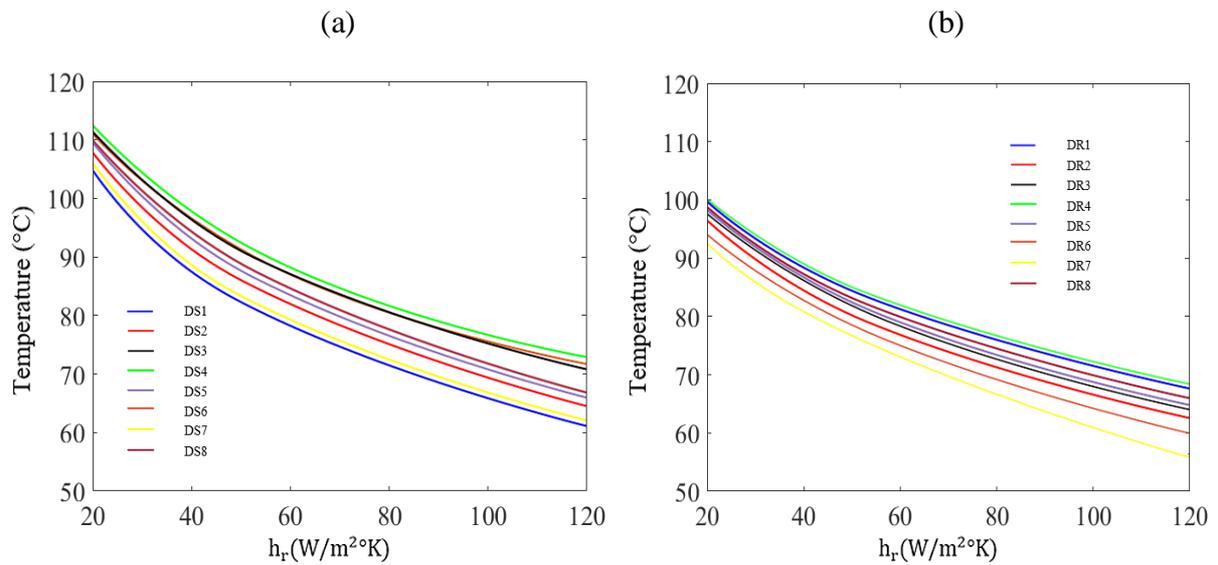


Figure IV-17 Variation de la température dans les dents stator (a) et rotor (b) en fonction du coefficient de convection intérieur h_r pour $h_s=25 \text{ W/m}^2 \cdot \text{K}$

D’après les figures IV. (14, 15, 16, 17) la température dans une région donnée de la machine diminue avec l’augmentation du coefficient de convection.

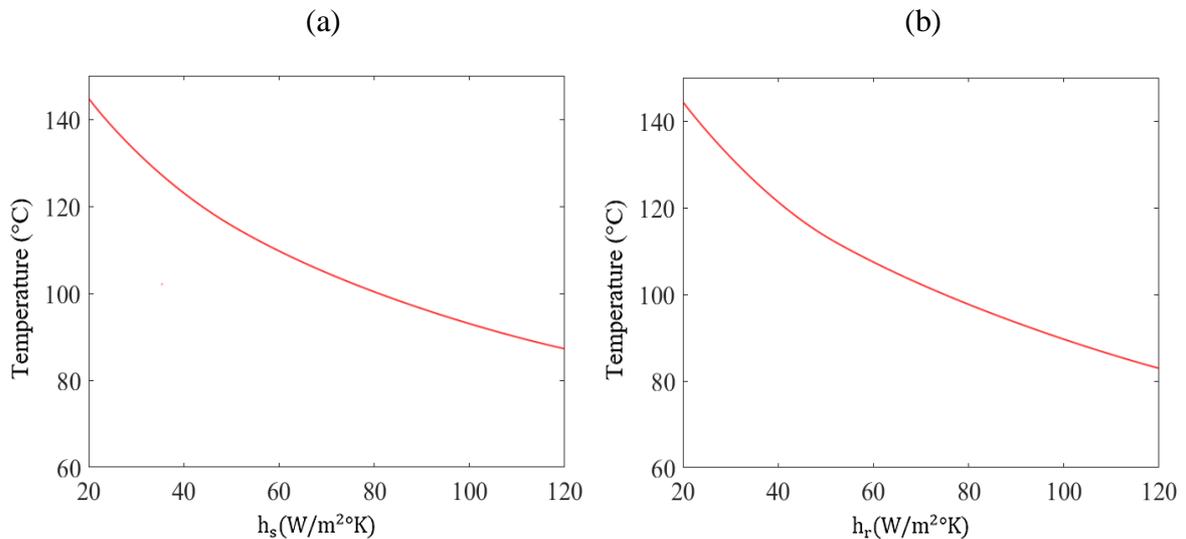


Figure IV-18 Variation de la température dans l’encoche stator (bobinage) en fonction de h_s (a) et h_r (b).

L’encoche statorique représente la région la plus chaude, car le bobinage se situe au stator et en général les pertes Joule générées par l’enroulement représentent la source de chaleur la plus importante et donc la plus haute température lors du fonctionnement de la machine se trouve à son niveau.

Plus les coefficients de convection h_s et h_r augmentent la température baisse dans toutes les régions de la machine, car les coefficients d’échange convectif représentent la

quantité de chaleur échangée entre deux milieux de température différente et donc plus ils sont élevés l'échange de température entre la machine et son milieu de fonctionnement (intérieur et extérieur) sera important.

Par comparaison entre les figures IV.14, 15 et IV.16, 17, la variation du coefficient de convection intérieur h_r (figure IV.3) influe légèrement mieux à la baisse de température que le coefficient de convection extérieur h_s pour ce modèle de machine avec la supposition de $T_{int} = T_{ext} = 50$ °C cela nous introduit la notion de refroidissement des machines électrique et son importance pour le bon fonctionnement des machines.

Conclusion

Ce chapitre a consisté essentiellement à l'étude thermique de la machine à réluctance variable 12/8 afin d'évaluer la température en fonction de plusieurs paramètres et voir leur influence sur son évolution. La température dans la machine est liée impérativement aux pertes Joule et fer en proportionnalité durant le fonctionnement de la machine sous certaines conditions comme l'intensité du courant d'alimentation et la vitesse de rotation ainsi que les caractéristiques des matériaux de construction et aussi le milieu externe et interne qui entoure la machine.

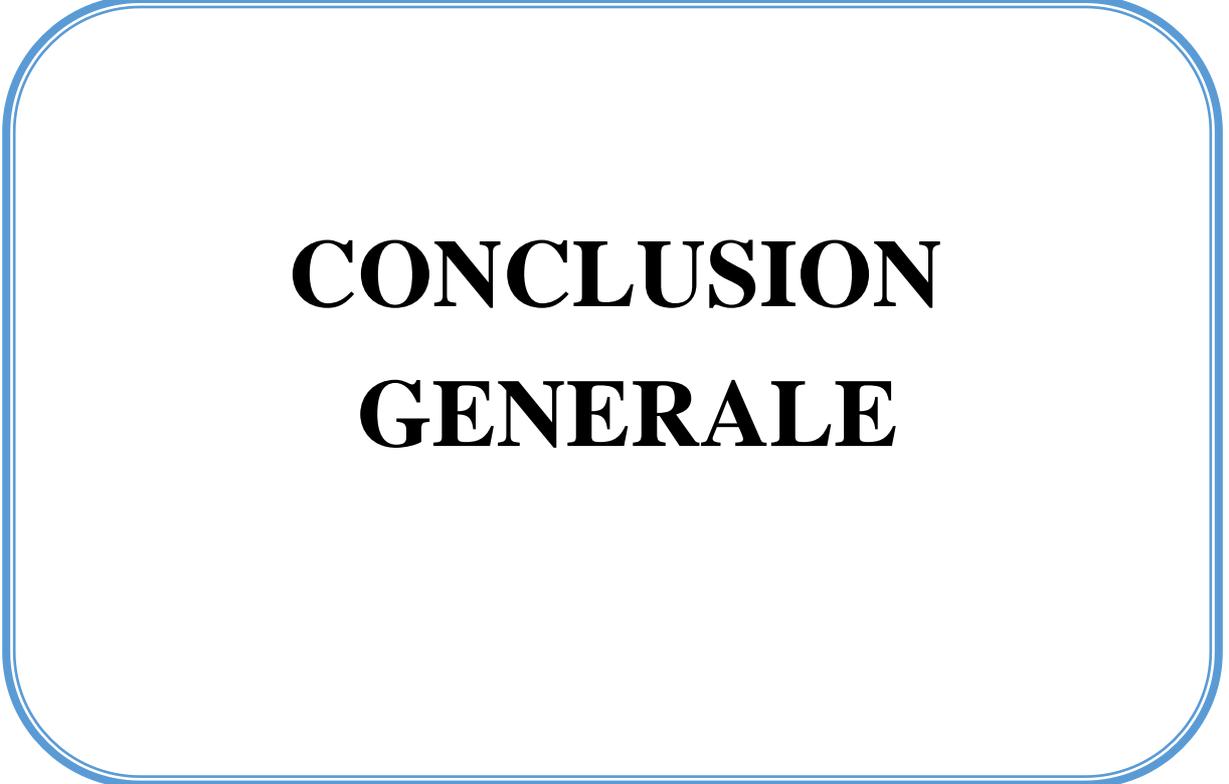
De plus, pour le cas des MRVs en général la distribution de la température et des flux de chaleur radial et tangentiel change selon la phase alimentée à chaque fois vu que l'alimentation de ce type de machines se fait par créneaux de courant (phase par phase) et les pertes Joule et fer se concentrent beaucoup plus au niveau de la phase alimentée.

Au sujet du refroidissement des machines, ce chapitre a montré l'influence des coefficients de convection sur la baisse remarquable de température dans toutes les régions (stator et rotor).

Les niveaux de températures ont un impact important sur la durée de vie de la machine. Toutes les machines possèdent une classe d'isolation correspondant à une température nominale d'utilisation. A cette température, la machine a une durée de vie de 20 000 heures. Un modèle basique [51] pour estimer la durée de vie d'une machine est de considérer que sa durée de vie est divisée par deux pour chaque élévation de 10°C au-dessus de la température nominale. Par contre, si la température de la machine est en-dessous de la température nominale, sa durée de vie est multipliée par 2 par tranche de 10°C.

La température a aussi un impact important sur les performances électromagnétiques de la machine : elle change en particulier la résistance des bobinages, et affecte le champ rémanent des aimants permanents. Plusieurs études [52]-[54] ont montré une diminution significative des performances quand la température s'élève. En passant de 25°C à 100°C, les rendements diminuent de 1% à 5% suivant les exemples. Ces diminutions sont considérables sur la consommation énergétique de la machine notamment en les rapportant à la durée de vie complète de la machine (exemple de la production d'électricité d'un générateur éolien).

La non-uniformité de distribution de température dans la machine nous mène donc à calculer les pertes fer dans plusieurs points de chaque région afin de faire un bilan final qui nous renseigne sur la position des points chauds qui définissent les endroits où la température est la plus élevée ou bien les endroits qui notent une augmentation excessive de température dans un court laps de temps sous les conditions les plus dur de fonctionnement.



**CONCLUSION
GENERALE**

Conclusion générale

Quoique le principe de la Réductance Variable ait été mis en œuvre depuis environ un siècle (production de courants à fréquence élevée en radioélectricité et autres fours à induction, relais électromagnétiques, ...), il n'a connu de réel développement que très récemment grâce aux progrès réalisés dans divers domaines (électronique de puissance et de commande, matériaux de plus en plus performants, modélisation et simulation) qui ont permis d'améliorer les performances des MRV. Ce type de machine très apprécié pour sa simplicité et sa robustesse ainsi que son faible coût pour des performances assez élevées, trouve aujourd'hui de multiples applications que ce soit en fonctionnement moteur ou générateur et dans de larges gammes de vitesses. C'est pourquoi nous nous sommes intéressés à son étude que nous avons menée dans plusieurs directions :

En premier lieu, l'étude théorique qui nous a permis d'appliquer quelques principes de la conversion électromécanique d'énergie appris lors de notre cursus et de mieux comprendre le fonctionnement de la MRV ainsi que les paramètres d'influence.

Par la suite, nous nous sommes intéressés à la conception d'un prototype du type MRVDS 12/8 simple couche que nous envisageons de réaliser pour des besoins expérimentaux de validation de nos développements théoriques. Nous avons ainsi pu appliquer nos connaissances en calcul et construction de machines pour pré-dimensionner ce prototype et pouvoir ainsi le simuler par des méthodes numériques basées sur les éléments finis (FEM).

La modélisation par la méthode des éléments finis reste la plus précise mais cependant assez lourde et se prêtant mal pour la conception car elle exige de refaire toute la procédure si on modifie une des variables. Elle est donc réservée pour toute analyse fine des performances des systèmes électromagnétiques. C'est pourquoi, nous avons opté pour une méthode analytique pour rendre le dimensionnement, le calcul magnétique et par la suite l'optimisation beaucoup plus aisés, tout en ayant une assez bonne précision.

Cette méthode aura tout d'abord consisté à mettre au point un nouveau modèle semi-analytique de calcul des performances électromagnétiques de la machine à réductance variable (plus précisément la MRV 12/8) basé sur la technique de sous-domaine, permettant de prédire les performances électromagnétiques pour toutes les positions du rotor et pouvant fonctionner avec un nombre quelconque de phases, de pôles stator / rotor et de différent type de bobinage. Le modèle proposé prend en compte la valeur finie de la perméabilité relative dans toutes les machines et tient compte de la résolution des équations de Maxwell dans les différents milieux afin d'obtenir un système d'équations (de Cramer), en faisant ça résolution à base du logiciel de calcul "Matlab" on aura ainsi les différentes caractéristiques électromagnétiques de la machine. Il peut donc être considéré comme une alternative viable à la MEF pour l'analyse de la MRV.

Les principaux inconvénients pour ce type de modélisation analytique sont les suivants :

- la complexité des phénomènes au sein même de la machine impose l'utilisation de nombreuses hypothèses simplificatrices tant au niveau de la géométrie que des propriétés physiques des matériaux et rend relativement longue la mise en œuvre de ce type de modèle.

- Ils sont adaptés aux calculs de performances moyennes, mais peu aux calculs de phénomènes locaux ; ainsi, ils ne permettent pas (ou difficilement) de modéliser des phénomènes microscopiques (par exemple une saturation magnétique locale dans l'isthme d'une dent) [25]-[29].

En ce qui concerne les avantages de tels modèles :

- Ils permettent d'obtenir une approche globale très correcte des performances de la machine (par des considérations globales sur les flux, les couples...). Bien qu'ils ne puissent pas prévoir les phénomènes locaux, ils donnent en effet des résultats globaux qui peuvent être de l'ordre de quelques pour-cent par l'emploi si nécessaire de coefficients empiriques identifiés par des essais expérimentaux. Néanmoins cette particularité constitue un inconvénient relativement aux modèles numériques.

- Une fois le modèle analytique établi, les performances de la machine sont obtenues très rapidement. Il est alors facile d'explorer de nombreuses solutions conceptuelles par simple variation d'un paramètre géométrique ou des conditions de fonctionnement.

- Ils peuvent prendre en compte l'interdépendance des phénomènes magnétiques, thermiques, mécaniques, ...

L'intérêt incontestable de ces modèles par rapport aux modèles numériques est qu'ils s'intègrent facilement dans une démarche d'optimisation. Toutes les dérivées des paramètres de sortie en fonction des paramètres d'entrée peuvent être réalisées de façon symbolique.

Le modèle analytique permet facilement de faire des optimisations et il est très conseillé pour les prédimensionnements des machines, étant donné sa rapidité. Par contre, il est important de dire que les résultats seront toujours approchés, vu que le modèle néglige certains comportements physiques de la machine.

Après avoir présenté les performances électromagnétiques de la machine MRV 12/8 étudiée, nous avons essayé de repérer et de quantifier les différentes causes de production de pertes dans le matériau magnétique. Nous sommes conscients que les phénomènes dissipatifs, se produisant lors de la variation d'état du matériau, se situent à l'échelle des grains ou des domaines et qu'une modélisation devra interpréter ces phénomènes microscopiques. Mais l'observation des effets et des grandeurs physiques (B, H, T, pertes, résistivité, dimensions etc.) ne peut se faire qu'au niveau macroscopique. Le modèle que nous faisons ne tient compte que de ces grandeurs macroscopiques, ce qui limite un peu sa précision. Cependant, il reste le modèle le moins lourd et par conséquent le plus intéressant lorsqu'il est question de préconception.

De nombreuses investigations, avec toujours la contrainte de la simplicité, ont été menées et ont abouti au modèle proposé ce qui peut servir lors d'une étude thermique. Après avoir calculer les pertes fer et Joule, il faut par la suite voir leur impact sur la température de la machine afin de voir si elle peut la tolérer sous différentes conditions à tout point de fonctionnement et détecter par la suite les points chauds qui présentent une mauvaise isolation entraînant un rendement affecté de la machine.

Les perspectives à envisager

Les perspectives que nous pouvons envisager pour poursuivre ce travail et l'enrichir davantage peuvent se résumer ainsi :

- **Etude Vibratoire**

Un inconvénient majeur de la MRV est la vibration électromagnétique indésirable et le bruit acoustique, qui sont principalement excités par la force non équilibrée UMF radiale agissant sur les pôles saillants du stator et du rotor [40]. Donc Il est important de prendre en compte les problèmes de bruit et de vibration lors de la conception des machines électriques.

Le bruit et les vibrations des machines électriques sont principalement d'origine électromagnétique, aérodynamique et mécanique, les plus importants d'entre eux étant générés par des sources électromagnétiques [40].

- **Etude des Pertes**

Pertes de pulsation de flux

La présence des dents au stator et au rotor fait que l'induction dans celles si change en conséquence avec la position mutuelle du stator et du rotor, des oscillations des flux dans les dents consécutives à ce phénomène provoque des pertes supplémentaires appelées pertes de pulsation de flux.

Pertes cuivre supplémentaires

Les MRVDS se caractérisent, entre autres, par la structure de leur circuit magnétique (les encoches sont ouvertes) et par la réalisation des enroulements qui sont concentriques. Le flux peut, pour des positions proches de la position d'opposition, traverser les enroulements. Aux fréquences mises en jeu et selon le diamètre des conducteurs, le flux induit des courants dans ces derniers et des pertes cuivre supplémentaires apparaissent. L'étude a montré qu'il est possible de subdiviser les conducteurs pour atténuer ces pertes cuivre supplémentaires par rapport aux pertes cuivre produites par la valeur du courant efficace (pertes Joule). Ces pertes sont également dues à la présence de contenu harmonique dans les courants de phase par rapport aux autres machines à courant alternatif.

- **Réalisation de la MRV**

Pour clore ce modeste travail convenablement il est souhaitable de réaliser la machine MRV 12/8 étudiée pour des besoins expérimentaux de validation de nos développements théoriques. Parmi les difficultés que nous avons rencontrées, le manque de moules et de motifs pour la fabrication des tôles...

REFERNCES BIBLIGRAPHIQUES :

- [1] Serhoud Hicham 'Contribution à l'étude de la machine synchrone à réluctance variable', Thèse de magister, université de Batna,01 juillet 2009.
- [2] Chouaib LABIOD 'Modélisation des phénomènes électromagnétiques dans une machine à reluctance variable', Thèse de magister, université de Biskra,12 Mai 2014.
- [3] TAHI Slimane ' Dimensionnement et Optimisation de Machines Synchro-Réluctantes', Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger,2015
- [4] T. Raminosa "optimisation des performances des machines synchro-reluctantes par réseaux de permeances " Thèse de Doctorat de INPL, octobre 2006.
- [5] B. Multon, "Principe et éléments de dimensionnement des machines à reluctance variable à double saillance autopilotées ", Proc. Journées électrotechniques club EEA, 1993.
- [6] B. Multon, "Historique des machines électromagnétique et plus particulièrement des machines a reluctance variable", Revue 3E.I n°3, pp.3-8, juin 1995.
- [7] Kada Belghitri Naouel 'Contribution à la modélisation par la méthode des réseaux de reluctances (MRR) d'une machine a reluctance variable ', Thèse de Doctorat, université d'Oran (USTO),2014/2015
- [8] BOUDOUDA MALIK 'Commande de la machine à réluctance variable en vue d'une application alterno - démarreur intégré', Thèse de magister, université de Batna,17 Décembre 2006.
- [9] J. Kostko, « Polyphase reaction synchronous motors, » J.Amer. Inst. Elect. Eng., vol. 42, pp. 1162–1168, 1923.
- [10] TAHI Slimane ' Dimensionnement et Optimisation de Machines Synchro-Réluctantes', Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger,2015
- [11] Bernard Multon,"historique des machines électromagnétiques et plus les machines à réluctance variable", LESIR (URA CNRSD1375), Ecole normal supérieur de Cachan, revue 3 E, n°3, pp3-8, Juin 1995.
- [12] Kiyyour. B,"commande vectorielle de la machine à réluctance variable à stator lisse et rotor massif".Thèse de magister, université de Batna, 2001.
- [13] E. Hoang, "Etude, modélisation et mesure des pertes magnétiques dans le moteur à réluctance variable à double saillance".Thèse de doctorat, école normale supérieur de Cachan 1995.
- [14] A. Mailfert, F-M. Sargos, "Machines à réluctance variable : principes des MRV, machines à commutation".Techniques d'ingénieurs, institut national polytechniques de Lorraine.
- [16] Jean Claude Mouchou, "Etude et réalisation de l'alimentation électronique d'un moteur à réluctance variable pour véhicule électrique –expérimentation des moteur".Thèse d'ingénieur, LESiR -94230 CACHAN 1994.

- [17] Guettaf. A, " Contribution à la conception de la machine à réluctance variable en vue d sa commande «. Thèse de magister, université de Biskra, 2005.
- [18] BOUDOUDA MALIK 'Commande de la machine à réluctance variable en vue d'une application alterno - démarreur intégré', Thèse de magister, université de Batna,17 Décembre 2006.
- [19] Bouzza. F, "Commande vectorielle de la machine à réluctance variable à rotor massif. Prise en compte de la saturation".Thèse d'ingénieur, université de Batna 2005.
- [20] Luc MOREAU, « Modélisation, conception et commande de génératrices à réluctance variables basse vitesse ». Thèse de doctorat, université de Nantes. 2005.
- [21] Toufik BOUAOUICHE, « Command à structure variable et étude de l'intégration d'éolienne à base de machine asynchrone à double alimentation sur le réseau électrique ». Thèse de doctorat, université de Nantes. 2007.
- [22] MY- Ismail LAMGHARI-JAMAL, « Modélisation magnéto - thermique et optimisation de machine rapide : Application à la machine à réluctance variable ». Thèse de doctorat, université de Nantes.2006.
- [23] Noureddine Assas 'modélisation et contrôle du couple d'une machine a reluctance Variable.', Thèse de magister, université de Biskra,13 Janvier 2009
- [24] B. Multon, « Moteurs Pas-a-Pas », E. N.S. Cachan, mai 2004, ISBN : 2-909968-64-2.
- [25] L. Moreau, « Modélisation, Conception et Commande de GRV », Thèse Doctorat, Univ. Nantes, 9 Dec 2005.
- [26] B. Multon, « Principe et éléments de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées », Journées ELT club EEA, Belfort 25-26 Mars 1993.
- [27] Y. Liao, T.A. Lipo, « A New Doubly-Salient Permanent Magnet Motor For Adjustable Speed Drives », SPEEDAM Conf. (Positano, Italy), May 19-21, 1992, pp. 415-420.
- [28] Y. Liao, F. Liang, T.A. Lipo, « A Novel Permanent Magnet Motor with Doubly Salient Structure », IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 31, NO.5, September/October 1995.
- [29] Sihem MOUELLEF, 'Contribution A L'étude D'une Machine A Reluctance Variable : Conception, Modélisation & Simulation D'une MRVDS 6-4', Thèse de magister, université de CONSTANTINE,03 juin 2008.
- [30] Serhoud Hicham 'Contribution à l'étude de la machine synchrone à réluctance variable', Thèse de magister, université de Batna,01 juillet 2009.
- [31] M. Turner, "Switched reluctance drives: Technology, applications, operation & performance", in 2009 Motor, Drive & Automation Systems Conférence, Orlando, Florida, 2009.
- [32] Z. Q. Zhu and D. Howe, " Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles", Proc IEEE, Vol. 95, N°4, pp. 746-765, Apr 2007.

- [33] Kada Belghitri Naouel ‘Contribution à la modélisation par la méthode des réseaux de reluctances (MRR) d’une machine a reluctance variable ’, Thèse de Doctorat, université d’Oran (USTO),2014/2015.
- [34] A.El-wakeel, S.A. Gawish and M. A. L. Badr, “ Design of A Fault Tolerant Switched reluctance Motor For An Aircraft Fuel Pump application, ” Proc. of the 8th ASAT Conference, 4-6 May 1999.
- [35] Yipeng Wang, B.Eng,“ Switched Reluctance Motor Analysis and Design for a Lunar Roving Vehicle”, memoire de master engineering, McGill Université Montreal, Quebec, Canada, 2013.
- [36] G. Landis, "Robotic Exploration of the Surface and Atmosphere of Venus," *Acta Astronautica*, Vol. 59, 7, pp 517-580 Paper IAC-04-Q.2. A.08, (October 2006).
- [37] T. Raminosa "optimisation des performances des machines synchro-reluctantes par réseaux de permeances " Thèse de Doctorat de INPL, octobre 2006.
- [38] M.V.K. Chari and P.P. Silvester, « Finite elements for electrical and magnetic fields problems », Chichester: John Wiley, 1981.
- [39] J. C. Sabonnadière et J. L. Coulomb, « Elements Finis et CAO », *Traité des Nouvelles Technologies, Série Assistance Par Ordinateur (XAO)*, Edition 1986.
- [40] Ben Yahia, M.; Boughrara, K.; Dubas, F.; Roubache, L.; Ibtouen, R. Two-Dimensional Exact Subdomain Technique of Switched Reluctance Machines with Sinusoidal Current Excitation. *Math. Comput. Appl.* 2018.
- [41] Dubas, F; Boughrara, K. New scientific contribution on the 2-D subdomain technique in polar coordinates: Taking into account of iron parts. *Math. Comput. Appl.* 2017, 22, doi :10.3390/mca22040042.
- [42] J. Jianming. The finite element method in electromagnetic. John Wiley and Sons, inc 2002.
- [43] Boughrara, K.; Ibtouen, R.; Dubas, F. Analytical prediction of electromagnetic performances and unbalanced magnetic forces in fractional-slot spoke-type permanent-magnet machines. In *Proceedings of the ICEM, Lausanne, Switzerland, 4–7 September 2016*.
- [44] HONSINGER, V.B. 1971a. The Inductances L_d and L_q of Reluctance Machines. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-90(1), 298–304.
- [45] Mouellef Sihem ‘Contribution à l’étude d’une machine a reluctance variable ’, Thèse de magister, université de Constantine, 03 Juin 2008.
- [46] Y. Huang, J. Dong, J. Zhu, and Y. Guo, “Core loss modeling for permanent-magnet motor based on flux variation locus and finite-element method,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no 2, pp. 1023-1026, Feb. 2012.
- [47] Z. Djelloul-khedda, K. Boughrara, F. Dubas, A. Kechroud and A. Tikellaline, “Analytical Prediction of Iron core Losses in Flux-Modulated Permanent Magnet Synchronous Machines”, paper submitted to IEEE on magnetics, under review.
- [48] S.Tahi, M.E. Zaim, B. Laporte, “Calculation and performances of smooth stator

reluctance machines,” International Conference of Modern Aspects of Synchronous Machines - SM’100. Zürich, 1991, pp. 500–505.

[49] S. Tahi, “Contribution à l’étude des machines à reluctance variable à stator lisse”, Thèse de Magister, ENP, Alger, Novembre 1990.

[50] Badache Souad ‘Contribution à la modélisation thermique d’une machine à reluctance variable à double saillance (MRV 6/4) par éléments finis en 2D et 3D’, Thèse de doctorat, université d’Oran, 2015/2016.

[51] O. Barré and B. Napame, “The Insulation for Machines Having a High Lifespan Expectancy, Design, Tests and Acceptance Criteria Issues,” *Machines*, vol. 5, no. 1, p. 7, Feb. 2017.

[52] Aimeng Wang, Heming Li, and Cheng-Tsung Liu, “On the Material and Temperature Impacts of Interior Permanent Magnet Machine for Electric Vehicle Applications,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 11, pp. 4329–4332, Nov. 2008.

[53] T. Sebastian, “Temperature effects on torque production and efficiency of PM motors using NdFeB magnets,” in *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*, 1993, vol. 1, pp. 78–83

[54] M. Beniakar, T. D. Kefalas, and A. G. Kladas, “Investigation of the Impact of the Operational Temperature on the Performance of a Surface Permanent Magnet Motor,” *Mater. Sci. Forum*, vol. 670, pp. 259–264, Dec. 2010.