

République algérienne démocratique et populaire

Ministère de l'Enseignement supérieur et de la Recherche scientifique



Université d'El Oued

Faculté de la Technologie

Laboratoire des Nouvelles Technologies et le Développement Local (LNTDL)

Thèse de Doctorat

Soumis pour satisfaire aux exigences du doctorat en sciences

Filière : Electrotechnique

Option: Réseaux électriques

**Contribution aux Techniques de Contrôle pour
Optimiser les Performances des Moteurs à
Réluctance Variable par des Algorithmes Intelligents**

Présentée par : SALAH BOUGHEZALA MOHAMMED

Soutenue le [06/01/2026], en présence du jury d'examen :

Name	Rang	Affiliation	Rôle
ZELLOUMA Laid	Professeur	Université d'El Oued	Président
SRAIRI Kamel	Professeur	Université de Biskra	Directeur de thèse
LABIOD Chouaib	Maitre de Conférences 'A'	Université d'El Oued	Co-Directeur de thèse
BENCHOUIA Mohamed Toufik	Professeur	Université de Biskra	Examineur
BAHI Taher	Professeur	Université de Annaba	Examineur
SARHOUD Hicham	Professeur	Université d'El Oued	Examineur
GUIA Talal	Professeur	Université d'El Oued	Examineur

Année universitaire : 2025-2026 / 1446-1447 AH

إهداء

الحمد لله ربي العالمين على اتمام هذا البحث والصلاة والسلام على أشرف الأنبياء والمرسلين نبينا محمد وعلى آله وصحبه أجمعين.

الحمد لله ذي هدانا لهذا وما كنا لنهتدي لولا أن هدانا الله . الحمد لله ذي بنعمته تتم الصالحات . لك الحمد ربي على عظيم فضلك وكثير عطائك .

اهدي ثمرة هذا العمل المتواضع:

إلى من علمني النجاح والصبر إلى من افتقده في مواجهة الصعاب ولم تمهله الدنيا لأرتوي منحنائه والذي رحمة الله.

إلى من وضع المولى - سبحانه وتعالى - الجنة تحت قدميها، ووقَّرها في كتابه العزيز أُمِّي الغالية حفظها الله.

إلى زوجتي العزيزة والى قرّة عيني ابنتي إيثار وإلى كل اخوتي وأخواتي إلى كل أبنائهم وكل الأقارب والأحباب.

إلى كل معلمي وأساتذتي المحترمين وخص بالذكر المؤطرين الأستاذ القدير كمال سرايري والى اخي الأستاذ شعيب لبيض أتمنى لهم دوام الصحة والعافية ومزيدي من النجاحات.

اللهم اجعل هذا العمل ثمرة طيبة يستتفع بها جميع باحثي العلم.....

اللهم لا علم لنا إلا ما علمتنا إنك أنت العليم الحكيم اللهم علمنا ما ينفعنا وانفعنا بما علمتنا وزدنا علماً إلى علماً.

Remerciement

Je En premier lieu, nous tenons à remercier DIEU qui nous a aidé pour que ce modeste travail soit achevé et pour que nous avons réussi.

*J'adresse toute ma gratitude et mes sincères remerciements à monsieur le Professeur **SRAIRI Kamel**, mon directeur de thèse, pour sa très grande disponibilité, ses orientations ponctuelles, ses encouragements illimités et aussi ses conseils précieux durant l'élaboration de ce travail*

*Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance envers Monsieur le Docteur **LABIOD Chouaib** pour ses encouragements illimités et aussi ses conseils précieux pendant la réalisation de ce travail.*

*Je tiens particulièrement à remercier Monsieur le Professeur **ZELLOUMA Laid**, Maître de Conférences à l'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de thèse.*

*Je suis très reconnaissant aux membres du jury : Monsieur le Professeur **BENCHOUIA Mohamed Toufik**, Maître de Conférences à l'Université de Biskra, le Professeur **BAHI Taher***

*, Maître de Conférences à l'Université de Annaba et Monsieur le Professeur **SARHOUD Hicham**, Maître de Conférences à l'Université de Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued et Monsieur le Professeur **GUIA Talal**, Maître de Conférences à l'Université de Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued, qui m'ont fait l'honneur d'accepter d'examiner et d'évaluer ce travail.*

Je tiens également à exprimer ma gratitude à tous les responsables du département de génie électrique et à remercier toutes les personnes qui ont contribué à la réalisation de ce projet.

Tables des Matières :

Résumé

Liste des Figures

Liste des Tableaux

Liste des Symboles

Introduction Générale 1

CHAPITRE I :

Etude générale sur les machines à réluctance variable (MRV)

I.1 Introduction..... 5

I.2 À propos de l'affaire MRV.....5

I.3 Différentes topologies de machines à réluctance variable (MRV).....6

I.3.1 MRV pures7

I.3.2 Les MRV à effet vernier.....8

I.3.3 MRV hybrides.....8

I.4 Concepts de base du MRV 9

I.5 La Détermination de l'angle électrique.....11

I.6 Configurations potentielles de la MRV.....11

I.7 Fondamentaux du fonctionnement MRV.....13

I.8 Principe de fonctionnement du MRV14

I.8.1 Circuit équivalent monophasé du MRV15

I.8.2 Conversion de puissance et détermination du couple.....16

I.9 Corrélation entre la position du rotor et l'inductance.....19

I.10 Angles de changer22

I.11 Convertisseur de puissance pour la MRV24

I.11 Les avantages et les inconvénients du MRV	25
I.11.1 Les avantage du MRV	26
I.11.2 Les inconvénients du MRV	26
I.12 Conclusion	27

CHAPITRE II :

Modélisation géométriques de MRV 12/8 par MEF

II.1 Introduction.....	28
II.2 Modèle de phénomènes magnétiques et magnétodynamiques.....	29
II.2.1 Les Equations de MAXWELL.....	29
II.2.2 Modèle magnétostatique.....	30
II.2.2.1 Modèle magnétostatique scalaire.....	30
II.2.2.2 Modèle magnétostatique vectorielle.....	31
II.2.3 Modèle magnétodynamique.....	32
II.3 Utilisation de l'approche par la méthode des éléments finis pour la résolution numérique..	34
II.3.1 Restrictions aux frontières.....	36
II.3.2 Discrétisation par éléments finis.....	36
II.3.3 Couplage avec les équations du circuit électrique.....	38
II.3.4 Résolution pas à pas dans le temps	40
II.3.4.1 Approximation simple.....	40
III.3.4.2 Approximation de Crank-Nicholson.....	42
II.3.5 Non-linéarité.....	42
II.4 Modélisation électromagnétique de la machine à réluctance variable 12/8.....	43
II.4.1 Considération du mouvement.....	47
II.4.2 Les caractéristiques statiques.....	49
II.4.3 Résultats graphiques.....	50

II.4.4 Analyse de résultats de courbes.....	55
II.4.5 Analyse du Comportement Dynamique.....	58
II.5 Conclusion.....	64

CHAPITRE III :

Control du moteur à RV par les techniques DITC et HCC

III.1 Introduction.....	65
III.2 Modèle dynamique du MRV à bas MEF.....	66
III. 3 Contrôle direct du couple instantané (DITC).....	69
III.3.1 Principes de fonctionnement de la DITC.....	70
III.3.2 Réglage du couple à l'aide d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux.....	71
III.3.3 Contrôle de vitesse avec la commande DITC.....	73
III.4 La régulation de courant par hystérésis.....	74
III. 4.1 Contrôle de courant par hystérésis (HCC).....	74
III.4.2 Stratégies de commutation.....	75
III. 4.3 Contrôle de vitesse basé sur le contrôle HCC.....	78
III. 4.4 Calcul des paramètres du régulateur PI.....	79
III.5 Résultats de la simulation.....	81
II.6 Conclusion.....	87

CHAPITRE IV :

Contribution à l'optimisation des techniques de contrôle des performances MRV.

IV.1 Introduction.....	88
IV.2 Optimisation des paramètres de contrôle du moteur à RV.....	89

IV. 2.1 Optimisation par Essaim de Particules (PSO).....	89
IV.2.2 Principe de la Technique PSO.....	89
IV. 2.3 Formulation Mathématique de l'Algorithme PSO.....	92
IV. 2.4 Organigramme de l'algorithme PSO.....	93
IV. 3 Optimisation multi-objectif.....	95
IV. 3.1 Optimisation multi-objectif par essaim de particules (MO-PSO).....	97
IV. 3.2 Optimisation les techniques de contrôle MRV 12/8 par MO-PSO.....	99
IV. 3.3 Association de l'algorithme PSO avec le système de contrôle (MO-PSO).....	100
IV. 3.4 Fonction multi-objectifs.....	103
IV. 4 Résultats de simulation et discussion.....	105
IV.5 Conclusion.....	113
Conclusion Générale	115
Annexes.....	118
Références.....	120

Résumé

Dans cette thèse, une Contribution aux Techniques de Contrôle pour Optimiser les Performances des Moteurs à Réluctance Variable (MRV) par des Algorithmes Intelligents, vise à obtenir une machine plus utile pour l'exploiter dans de nombreux domaines.

Après avoir pris connaissance des multiples formes et topologies du MRV ainsi que de ses principes de fonctionnement de base. Il est rapidement apparu que la non-linéarité de la machine entrave les efforts pour créer un modèle virtuel aussi précis que le modèle réel, l'approche par éléments finis a été étudiée et utilisée pour cela, pour tenir compte des interactions électromagnétiques-mécaniques, du couplage des circuits électriques et d'autres comportements non-linéaires. En utilisant MEF pour divers emplacements de rotor et réglages de courant d'excitation, les propriétés statiques du prototype MRV 12/8 ont été trouvées. De plus, les résultats du modèle magnétodynamique ont été calculés à l'aide de la méthode des pas de temps MEF. Suite à la corrélation des résultats statiques et dynamiques, nous découvrons que les ondulations de couple - le principal inconvénient - et les paramètres de contrôle, qui ont un impact important sur les performances du MRV.

Les techniques de commande DITC et HCC, associées à une boucle de contrôle de la vitesse, ont été appliquées au modèle dynamique non-linéaire du moteur à réluctance variable, développé à partir des données statiques issues de la MEF. Les résultats obtenus à partir de ces stratégies ont mis en évidence la nécessité d'optimiser les paramètres de commande afin d'améliorer les performances du MRV.

Le moteurs à Réluctance Variable 12/8 présente un potentiel d'amélioration significatif. L'objectif était de développer une nouvelle stratégie de commande, basée sur des algorithmes intelligents, pour ce type de moteur. Cette technique visait à intégrer un algorithme d'optimisation par essaim de particules multi-objectif (MO-PSO) pour les angles de commutation, et de la tension d'alimentation (θ_{on} , θ_{off}) et la bande d'hystérésis (ΔH) ont été comparées aux paramètres standard pour vérifier la validité de méthode proposée.

La robustesse de cette optimisation s'est clairement manifestée par une réponse rapide de la vitesse lors des perturbations de charge, ainsi que par une réduction significative de l'ondulation du couple.

Mots clefs

Machine à réluctance variable (MRV), Essaim de Particules (PSO) Méthode des éléments finis (MEF), Optimisation multi-objectif par essaim de particules (MO-PSO), contrôle du courant d'hystérésis (HCC).

Abstract

In this thesis, a Contribution to Control Techniques to Optimize the Performance of Switched Reluctance Machine (SRM) by Intelligent Algorithms, aims to obtain a more useful machine for exploitation in many fields.

After learning about the various forms and topologies of SRM and its basic operating principles, it quickly became apparent that the machine's non-linearity hinders efforts to create a virtual model as accurate as the real one. Therefore, the finite element approach was studied and used to account for electromagnetic-mechanical interactions, electrical circuit coupling, and other non-linear behaviors. Using FEM for various rotor locations and excitation current settings, the static properties of the 12/8 SRM prototype were determined. Furthermore, the magnetodynamic model results were calculated using the FEM time-stepping method. Following the correlation of static and dynamic results, we discover that torque ripples - the main drawback - and control parameters have a significant impact on SRM performance.

DITC and HCC control techniques, combined with a speed control loop, were applied to the nonlinear dynamic model of the switched reluctance machine, developed from static data obtained from the FEM. The results obtained from these strategies highlighted the need to optimize control parameters in order to improve the performance of the SRM.

The 12/8 Switched Reluctance Machine has significant potential for improvement. The objective was to develop a new control strategy, based on intelligent algorithms, for this type of motor. This technique aimed to integrate a multi-objective particle swarm optimization (MO-PSO) algorithm for switching angles, and supply voltage (θ_{on} , θ_{off}) and hysteresis band (ΔH) were compared to standard parameters to verify the validity of the proposed method.

The robustness of this optimization was clearly demonstrated by a rapid speed response to load disturbances, as well as by a significant reduction in torque ripple.

Keywords

Switched Reluctance Machine (SRM), Particle Swarm Optimization (PSO), Finite Elements Method (FEM), Multi-Objectives Particle Swarm Optimization (MO-PSO), Hysteresis Current Control (HCC),

ملخص

تهدف هذه الأطروحة، وهي عبارة عن مساهمة في تقنيات التحكم لتحسين أداء محركات التردد المتغير (MRV) بواسطة الخوارزميات الذكية، إلى الحصول على آلة أكثر فائدة للاستغلال في العديد من المجالات. بعد الإلمام بمختلف أشكال وتكوينات جهاز ومحاكاة المحرك (MRV)، بالإضافة إلى مبادئ تشغيله الأساسية، اتضح سريعاً أن اللاخطية في هذا الجهاز تعيق الجهود المبذولة لإنشاء نموذج افتراضي دقيق يضاهاي دقة النموذج الحقيقي. ولذلك، تم دراسة منهج العناصر المحدودة واستخدامه لمراعاة التفاعلات الكهرومغناطيسية الميكانيكية، واقتراح الدوائر الكهربائية، وغيرها من السلوكيات اللاخطية. تم تحديد الخصائص الساكنة للنموذج الأولي (MRV12/8) باستخدام طريقة العناصر المحدودة (FEM) لمواقع مختلفة للدوار وإعدادات تيار الإثارة. علاوة على ذلك، تم حساب نتائج النموذج المغناطيسي الديناميكي باستخدام طريقة الخطوات الزمنية للعناصر المحدودة. بعد ربط النتائج الثابتة والديناميكية، اكتشفنا أن موجات عزم الدوران العيب الرئيسي ومعلومات التحكم لها تأثير كبير على أداء MRV.

طبقت تقنيات التحكم DITC و HCC، بالإضافة إلى حلقة تحكم في السرعة، على النموذج الديناميكي غير الخطي لمحرك التردد المتغير، المُطور من بيانات ثابتة مستسقة من نموذج العناصر المحدودة. وأظهرت النتائج المُستخلصة من هذه الاستراتيجيات ضرورة تحسين معايير التحكم لرفع أداء محرك التردد المتغير. يتمتع محرك التردد المتغير 8/12 بإمكانات كبيرة للتحسين. وكان الهدف هو تطوير استراتيجية تحكم جديدة، تعتمد على خوارزميات ذكية، لهذا النوع من المحركات. وقد سعت هذه التقنية إلى دمج خوارزمية تحسين سرب الجسيمات متعددة الأهداف (MO-PSO) لزوايا التبديل، وتمت مقارنة جهد التغذية (θ_{on} , θ_{off}) و ($H\Delta$) بالمعايير القياسية للتحقق من صحة الطريقة المقترحة. وقد تم إثبات متانة هذا التحسين بشكل واضح من خلال استجابة السرعة السريعة لاضطرابات الحمل، فضلاً عن الانخفاض الكبير في ترمز الدوران.

الكلمات المفتاحية

آلة التردد المتغير (MRV)، سرب الجسيمات (PSO)، طريقة العناصر المحدودة (FEM)، تحسين سرب الجسيمات متعدد الأهداف (MO-PSO)، التحكم في التباطؤ الحالي (HCC).

Liste des Figures

CHAPITRE I

Figure I.1: Chronologie évolutive.....	6
Figure I.2 : Construction de MRV pures.....	7
Figure I.3 : MRV effet Vernier avec stator extérieur et intérieur.....	8
Figure I.4 : MRV hybride.....	9
Figure I.5 : Positions extrêmes des dents du rotor pour les deux fréquences extrêmes.....	10
Figure I.6 : Variantes typiques de la configuration de la MRV	12
Figure I.7 : Plage des valeurs possibles pour les arcs des dents du stator et du rotor.....	13
Figure I.8 : Opération élémentaire.....	14
Figure I.9 : Schéma du système d'entraînement MRV 12/8 avec une phase.....	15
Figure I.10 : Circuit équivalent monophasé du MRV.....	16
Figure I.11 : Variation du flux d'une phase en fonction de la position et du courant.....	17
Figure I.12 : Energie magnétique et Co-énergie dans un système comportant une non-linéarité.....	17
Figure I.13 : (a) Définition de la position du rotor, (b) Graphe Inductance. Position du rotor..	21
Figure I.14 : Les régions des angles de commutation.....	24
Figure I.15 : schéma fonctionnel montrant les composants du convertisseur MRV.....	25

CHAPITRE II

Figure II.1 : Discrétisation par éléments finis.....	37
Figure II.2 : Figure II.2 : Spécification des dimensions du prototype MRV 12/8.....	45
Figure II.3 : Courbe d'aimantation B (H).....	46
Figure II.4 : Répartition du maillage sur la MRV 12/8.....	47
Figure II.5 : Représentation de la ligne de glissement et distribution des éléments triangulaires dans la région de l'entrefer du MRV12/8.....	48
Figure II.6 : Intensité du courant électrique.....	50
Figure II.7 : Disposition des lignes de champ magnétique dans les deux positions extrêmes alignée et non-alignée.....	51
Figure II.8 : Potentiel vecteur magnétique AZ dans les deux positions alignée et non-alignée..	52
Figure II.9 : Distribution de la densité de flux magnétique pour les deux positions alignée et non-alignée.....	53
Figure II.10 : Les vecteurs d'induction magnétique les deux positions alignée et non-alignée..	55
Figure II.11 : Courbe du flux en fonction de l'angle de rotation pour différentes valeurs du courant.....	56
Figure II.12 : Forme d'inductance pour différentes positions.....	57

Figure II.13 : Développement du couple en fonction de l'angle de rotation à différentes valeurs de courant.....	58
Figure II.14 : Représentation de la densité de flux magnétique pour diverses positions du rotor.....	60
Figure II.15 : Représentation de Potentiel vecteur magnétique AZ pour diverses positions du rotor.....	61
Figure II.16 : Représentation de la densité d'induction magnétique pour diverses positions du rotor.....	62
Figure II.17 : Représentation de la densité du champ magnétique pour diverses positions du rotor.....	63
Figure II.18 : Représentation des lignes de flux pour diverses positions du rotor.....	64

CHAPITRE III

Figure III.1 : Estimation du couple instantané par l'utilisation du courant de phase et de la position du rotor.....	67
Figure III.2 : Schéma de simulation d'un modèle non- linéaire d'une phase de la machine à Réluctance variable.....	68
Figure III.3 : Modèle dynamique de la MRV à 3 phases.....	69
Figure III.4 : Les trois configurations possibles de la tension appliquée d'une phase de la MRV à l'aide d'un pont asymétrique.....	70
Figure III.5 : Structure de commande DITC en boucle fermée.....	71
Figure III.6 : Comparateur à hystérésis de couple totale.....	72
Figure III.7 : Commande DITC avec présence de la boucle de régulation de vitesse.....	73
Figure III.8 : Le contrôle du courant à l'aide d'un comparateur à hystérésis et en utilisant une commutation dure	75
Figure III.9 : Contrôle de courant par un comparateur à hystérésis avec une commutation Douce.....	76
Figure III.10 : Contrôle de courant par un comparateur d'hystérésis utilisant une commutation hybride	77
Figure III.11 : Comparateur à hystérésis de courant électrique.....	77
Figure III.12 : la boucle Régulation de vitesse avec le système de commande HCC.....	79
Figure III.13 : Schéma fonctionnel du modèle mécanique.....	79
Figure III.14 : Fonction de transfert du du modèle mécanique.....	79
Figure III.15 : Schéma bloc de la régulation de vitesse.....	80
Figure III.16 : Schéma bloc de la régulation de vitesse à base du courant référence.....	81
Figure III.17 : La tension d'alimentation et le courant électrique pour les quatre phases avec l'angle de commutation $\theta_{off} = 25^\circ$	81
Figure III.18 : Résultats du couple électromagnétique et réponses en vitesse pour un	

angle de commutation $\theta_{off} = 25^\circ$	82
Figure III.19 : Couple électrique pour différents angles de commutation $\theta_{off} = (15^\circ, 18^\circ, 20^\circ, 22^\circ)$	82
Figure III.20 : Courant électromagnétique pour différents angles de commutation $\theta_{off} = (15^\circ, 18^\circ, 20^\circ, 22^\circ)$	83
Figure III.21 : Tension d'alimentation et courant électrique pour les trois phases avec angle de commutation $\theta_{off}=22^\circ$ et $\Delta I = 0.05$	84
Figure III.22 : Les résultats du couple électromagnétique et les réponses de vitesse avec l'angle de commutation $\theta_{off}=22^\circ$ et $\Delta I = 0.05$	85
Figure III.23 : Tension d'alimentation et courant électrique pour les trois phases avec angle de commutation $\theta_{off}=15^\circ$ et $\Delta I = 0.01$	85
Figure III.24 : Tension d'alimentation et courant électrique pour les trois phases avec angle de commutation $\theta_{off}=20^\circ$ et $\Delta I = 0.01$	85
Figure III.25 : Tension d'alimentation et courant électrique pour les trois phases avec angle de commutation $\theta_{off}=15^\circ$ et $\Delta I = 0.5$	86
Figure III.26 : Tension d'alimentation et courant électrique pour les trois phases avec angle de commutation $\theta_{off}=20^\circ$ et $\Delta I = 0.5$	86
Figure III.27 : Couple électromagnétique pour l'angle de commutation $\theta_{off}=15^\circ$	86
Figure III.28 : Couple électromagnétique pour l'angle de commutation $\theta_{off}= 20^\circ$	87

CHAPITRE IV

Figure IV.1 : Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons.....	90
Figure IV.2 : Dynamique des Particules dans la Technique PSO.....	91
Figure IV.3 : Organigramme de base de la méthode PSO.....	94
Figure IV.4 : Représentation de la surface de compromis.....	97
Figure IV.5 : Schéma fonctionnel du système de contrôle proposé 12/8 SRM avec Algorithme Intelligent.....	100
Figure IV.6 : Organigramme de l'association de MO-PSO avec 12/8 MRV.....	102
Figure IV.7 : Représentation graphique de l'espace objectif réalisable sous forme de fonction de n_1 et n_2	103
Figure IV.8 : Le couple total pour la vitesse 1000 tr/min du MRV 12/8 dans le cas des paramètres standards.....	106
Figure IV.9 : Le courant est contrôlé par le ralenti à 1000 tr/min pour MRV 12/8 dans le cas de Paramètres standard.....	106
Figure IV.10 : Le couple total pour la vitesse 1500 tr/min du MRV 12/8 dans le cas des paramètres standards.....	107
Figure IV.11 : Le courant est contrôlé par le ralenti à 1000 tr/min pour MRV 12/8 dans le cas de paramètres standard.....	107

Figure IV.12 : L'évolution et la convergence de chaque objet selon les itérations pour la vitesse 1000 tr/min du MRV 12/8.....	108
Figure IV.13 : L'évolution et la convergence de chaque objet selon les itérations pour la vitesse 1500 tr/min du MRV 12/8.....	108
Figure IV.14 : La convergence de la fitness globale des algorithmes multi-objectifs optimisés.....	109
Figure IV.15 : Le couple total pour une vitesse égale à 1000 tr/min du MRV 12/8 dans le cas de paramètres optimisés.....	110
Figure IV.16 : Le courant contrôlé pour une vitesse égale à 1000 tr/min du MRV 12/8 dans le cas de paramètres optimisés.....	110
Figure IV.17 : Le couple total pour une vitesse égale à 1500 tr/min du MRV 12/8 dans le cas de paramètres optimisés.....	111
Figure IV.18 : Le courant contrôlé par hystérésis pour une vitesse égale à 1500 tr/min du MRV 12/8 dans le cas de paramètres optimisés.....	111
Figure IV.19 : La comparaison entre le courant optimisé et le courant standard.....	112

Liste des Tableaux

Tableau I.1 : Disposition standard de la MRV	11
Tableau II.1 : Principales dimensions du prototype MRV 12/8.....	45
Tableau III.1 : Stratégie de commutation en fonction de la position du rotor.....	72
Tableau III.2 : Approche de commutation basée sur la position du rotor	78
Tableau IV.1 : Meilleurs paramètres optimisés en fonction de chaque fonction objectif et ajustement global.....	109
Tableau IV.2 : Comparaison des résultats numériques entre les paramètres standards et ceux optimisés par le MO-PSO proposé. rotor.....	112

Liste des Symboles

N	Nombre des pôles
N_s	Nombre de dents au niveau de l'armature statorique
N_r	Nombre de dents au niveau de l'armature rotorique
N_{ph}	Nombre de phases électriques
P	Nombre de paires de pôles
β_s	Arc polaire statorique
β_r	Arc polaire rotorique
τ_{sp}	Arc interpolaire statorique
τ_{rp}	Arc interpolaire rotorique
θ_m	Angle mécanique
θ_e	Angle électrique
θ_{on}	Angle de commutation de la mise sous tension [deg]
θ_{off}	Angle de commutation de la mise hors tension [deg]
θ	Position rotorique
i	Courant instantané [A]
V	Tension de la source [V]
L	Inductance [H]
R	la résistance de phase [ohm]
φ	Flux magnétique [Wb]
ϕ	Flux magnétique total [Wb]
ω	Vitesse angulaire [rd/s]
W_{mag}	Energie magnétique
W_{mec}	Energie mécanique
W_{elec}	Energie électrique
W'_{mag}	Co-énergie
C_e	Couple électromagnétique [N.m]
$\vec{A}$	Potentiel vecteur magnétique
$\vec{E}$	Vecteur champ électrique

$\vec{B}$	Vecteur induction magnétique
$\vec{H}$	Vecteur Champ magnétique
$\vec{D}$	Vecteur induction électrique
ρ	Densité volumique de charge électrique
$\vec{J}_c$	Vecteur densité du courant électrique de conduction
ε	Permittivité électrique [F/m]
μ	Perméabilité magnétique [H/m]
σ	Conductivité électrique
ν	Réductivité magnétique
$\vec{u}$	Vecteur vitesse des pièces conductrices susceptible de se déplacer
$\vec{J}_{ex}$	Densité du courant d'excitation (source)
S_1, S_2	Section d'air respectivement en amont et en aval dans un cylindre [m ²]
λ	Rapport de vitesse
β	Angle d'orientation des pales[°]
$\vec{P}_{i \text{ best}}$	Vecteur de meilleure position des particules
$\vec{G}_{best}$	Meilleure position qui s'est passée par les particules de l'essaim
$r1, r2$	Nombres aléatoires tirés uniformément dans [0,1]
K	Nombre d'itération
C_{ond}	Ondulation de couple
SE	Erreur statique
f_{ref}	Fréquence de référence
M	Meilleure position qui s'est passée par les particules de l'essaim
W_m	Vitesse de reference[rad/s]
R	Résistance statorique
N_{sp}	Nombre de spires par phase
S_{en}	Surface des encoches
$RSVX$	Résistivité électrique
MUX	Perméabilité relative magnétique
T	Temps
ΔT	Pas de temps
ω_r	Vitesse angulaire du rotor

ω_{ref}	Vitesse de référence
F	Coefficient de frottement
J	Moment d'inertie
C_r	Couple de charge
C_e	Couple électromagnétique total
C_{ej}	Couple généré par chaque phase
C_{ref}	Couple de référence
ΔH	Bande d'hystérésis
I_{ref}	Courant de référence
I_{tot}	Courant totale
W	Coefficient d'inertie
$\emptyset$	Position de phase initiale

Liste des Abréviations

MRV	Machine à Reluctance Variable
RV	Réductance Variable
AC	Alternative Current
DC	Direct Current
MEF	Méthode des Éléments Finis
EDPs	Équations aux Dérivées Partielles
ANSYS	Analysis of Systems
Matlap	Matrix Laboratory
APDL	ANSYS Parametric Design Language
DITC	Direct Instantaneous Torque Control
HCC	Hysteresis Current Control
ITC	Indirect Torque Control
PI	Proportionnel Intégral
PSO	Particle Swarm Optimization
MO	Multi-Objectif

Introduction

Générale

Introduction Générale

Les moteurs électriques ont une multitude d'applications et sont présents dans presque tous les domaines. Ils se déclinent en plusieurs types, généralement classés en fonction de leur source d'alimentation, du type de mouvement qu'ils génèrent et de leur méthode de conversion d'énergie, entre autres critères. Ainsi, le choix d'un moteur adapté à une application spécifique La performance est régie par plusieurs facteurs, parmi lesquels la nature de la charge est particulièrement importante, les exigences opérationnelles, les coûts d'investissement, ainsi que les considérations mécaniques et environnementales. Dans de nombreux cas, il est nécessaire de trouver un compromis entre ces différents paramètres afin de sélectionner le moteur le plus approprié et d'optimiser son utilisation.

Depuis le 19e siècle, de nombreux appareils sont apparus qui reposent sur le principe de fréquence variable, coïncidant avec le développement de la science de l'électromagnétisme. Certains chercheurs soulignent que ce principe a été l'une des premières méthodes utilisées pour convertir énergie mécanique en l'énergie électromagnétique [Mul-93].

En 1831, le physicien britannique Michael Faraday a posé les bases de l'induction électromagnétique, tandis que le physicien américain Joseph Henry et le physicien russe Friedrich Emil Lenz ont mené des recherches similaires, contribuant à la compréhension de ce phénomène plus profond. Au cours de la même année, Henry a conçu un électroaimant alimenté par batterie capable de soulever un poids 50 fois supérieur à son propre poids, et a développé un actionneur de laboratoire qui pourrait être considéré comme le prototype des machines à fréquence variable.

En 1845, le scientifique français Gustave Froment a conçu un dispositif rotatif qui est considéré comme l'ancêtre direct des machines à réactance variable modernes. Cependant, ces machines ne se sont pas généralisées, car elles ont été dépassées par les machines à courant continu et les machines à courant alternatif, en raison des défis associés à la conversion mécanique.

Cependant, il n'a pas été complètement abandonné, car il était déjà connu à l'époque pour sa simplicité et sa durabilité comme caractéristiques clés. À la fin des années 1920, les machines à réactance variable reviennent au premier plan grâce à un article sur les systèmes de transmission dans les navires de guerre.

Au cours des années 1960, l'intérêt pour ces moteurs a connu un regain d'intérêt en Angleterre, ce qui a donné lieu à des recherches intensives par des équipes de recherche de plusieurs universités britanniques, ce qui a été considéré comme un tournant majeur dans le développement de cette technologie

Au départ, Peter J. LAWRENSON, souvent considéré comme le doyen de la recherche moderne sur les machines à réluctance variable (MRV), et son équipe de l'Université de Leeds ont dû faire face au scepticisme de la communauté scientifique. Cependant, les preuves convaincantes du potentiel des machines à réluctance variable sont devenues irréfutables lorsque Lawrenson a quitté le monde universitaire pour créer sa propre usine de fabrication. Cette avancée a mis en valeur les avantages intrinsèques de la machine et la grande diversité de ses applications.

Le véritable « âge d'or » des MRV a débuté dans les années 1970, propulsé par les progrès de l'électronique de puissance. Cette époque a vu le remplacement des interrupteurs mécaniques encombrants et moins performants par des circuits électroniques plus rapides, plus fiables, nettement plus silencieux et plus sûrs. Ce bond technologique a été déterminant, ouvrant la voie à l'adoption et au développement généralisé des MRV.

Depuis les années 1980, la recherche sur les machines à réluctance variable (MRV) s'est concentrée sur l'analyse des facteurs influençant l'efficacité de la conversion d'énergie. Cette orientation a favorisé des études approfondies sur le développement des moteurs à réluctance variable. Divers travaux ont été menés en utilisant différentes approches pour examiner ces facteurs.

D'un côté, Mahdi Mouallem [Moa 92] (1992) et d'autres chercheurs se sont intéressés à la réduction de l'ondulation de couple en apportant des modifications géométriques au rotor, sans tenir compte des technologies de contrôle modernes. De l'autre, Iqbal Hussain et al. [Hus 96] (1996), ainsi que d'autres chercheurs, ont exploré la diminution de l'ondulation du couple en appliquant des techniques de contrôle du courant, sans prendre en considération les ajustements géométriques du rotor.

Les avancées technologiques significatives de ces dernières années ont fourni aux chercheurs des outils performants pour résoudre des problèmes complexes. Ces progrès ont, à leur tour, suscité un intérêt considérable pour les machines à réluctance variable (MRV), entraînant un essor des recherches axées sur leur contrôle et leurs applications potentielles. Les recherches actuelles sur les MRV couvrent largement leur conception électromagnétique, leur

modélisation détaillée et le développement de stratégies de contrôle efficaces. Cependant, la complexité du contrôle de cette machine résulte des propriétés non linéaires du circuit magnétique et des variations de l'entrefer. Cela exige l'utilisation de méthodes de modélisation avancées, capables d'intégrer tous les aspects géométriques et physiques. Parmi ces approches, MEF est particulièrement efficace pour élaborer un modèle virtuel fidèle au comportement réel de la machine. Les paramètres de contrôle de la MRV influencent considérablement la qualité des résultats. Plusieurs études, notamment celles de [Kal 13], [Lab 15], [Lab_1 17] et [Lab_1 18], ont mis en évidence cet aspect. De ces travaux, il ressort que la sélection des paramètres a été principalement effectuée de manière manuelle, aboutissant à des résultats acceptables, mais non optimaux. Cela a conduit à l'idée d'exploiter des méthodes intelligentes afin d'optimiser ces paramètres et d'améliorer ainsi les performances de la MRV.

L'ondulation de couple constitue une limitation critique des MRV, largement considérée comme leur principal inconvénient. Ce phénomène a un impact négatif sur plusieurs autres aspects des performances, notamment un bruit acoustique élevé, un suivi de position compromis et une régulation de vitesse altérée. Notre objectif principal dans cette recherche était d'améliorer les performances du modèle dynamique de la MRV [Lab_2 18]. Dans cette perspective, notre travail se structure en quatre chapitres, détaillés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous proposerons une présentation générale de la MRV afin d'explorer les principaux types répertoriés dans la littérature. Pour cela, nous passerons en revue les différentes structures et topologies de la MRV, en détaillant leurs principes de fonctionnement ainsi que le mécanisme de sélection des angles de commutation en fonction de la position du rotor. Par la suite, nous présenterons diverses configurations de convertisseurs statiques adaptées aux exigences opérationnelles, en mettant en évidence leurs avantages, leurs inconvénients et leurs principales applications dans le domaine de la MRV.

Dans le deuxième chapitre, nous construisons les modèles magnétostatique et magnétodynamique en intégrant le circuit électrique et l'interaction électromécanique, tous dérivés des équations de Maxwell. Ensuite, nous détaillerons les outils numériques permettant de résoudre les équations aux dérivées partielles décrivant les phénomènes électromagnétiques. La méthode des éléments finis (MEF) est présentée comme l'approche optimale pour ces problèmes particuliers. [Lin 86], [Sai76] [Aru 87]. Cette approche permet de prendre en compte l'ensemble des comportements non linéaires présents dans la MRV, notamment la saturation du circuit magnétique et la variation de l'entrefer. Le modèle magnétostatique sera étudiée pour

différentes positions et intensités de courant afin de déterminer les caractéristiques électromagnétiques statiques, tandis que le modèle magnétodynamique servira à analyser le comportement dynamique, en particulier l'ondulation du couple [Lab_2 18].

Dans le troisième chapitre, nous exposerons les différentes techniques de contrôle du couple, de la vitesse et du courant appliquées au moteur à réluctance variable, en nous appuyant sur un modèle dynamique intégrant les caractéristiques non linéaires issues de la méthode des éléments finis (MEF). La boucle de régulation de la vitesse sera couplée aux stratégies DITC et HCC, permettant respectivement le contrôle du couple et du courant. Par la suite, nous analyserons la possibilité d'améliorer les performances globales du moteur en étudiant l'impact des variations des paramètres de commande, notamment les angles de commutation. Cette étude constitue une étape préliminaire ouvrant la voie aux développements présentés dans le dernier chapitre.

Le dernier chapitre apporte une contribution à l'optimisation des stratégies de contrôle des moteurs à réluctance variable (MRV) en tirant parti des algorithmes intelligents et en s'inspirant des phénomènes naturels. Ce chapitre est structuré en plusieurs parties. se concentre sur l'amélioration des performances du moteur en intégrant une approche combinée d'optimisation multi-objectif par essaim de particules (MO-PSO) et d'algorithme de contrôle du courant par hystérésis (HCC), afin d'identifier les paramètres de contrôle optimaux.

Pour évaluer l'efficacité de la stratégie proposée, diverses simulations et analyses seront effectuées. Enfin, une conclusion générale récapitulera l'ensemble des résultats obtenus, tout en explorant les perspectives d'évolution et les orientations possibles pour de futures recherches.

Chapitre I :

Etude générale sur les machines à réluctance variable (MRV)

I.1 Introduction

La machine à réluctance variable (MRV) figure parmi les premières solutions techniques de conversion électromécanique dans les conceptions rotatives. Au fil du temps, cette technologie a gagné en popularité, attirant l'intérêt de nombreux chercheurs. Elle est désormais perçue comme une alternative prometteuse pour la production et les applications d'énergie propre grâce à ses nombreux atouts.

La MRV connaissent un regain d'intérêt dans les applications modernes, en raison de leurs caractéristiques attractives, notamment leur durabilité, leur densité de puissance élevée, leur large plage de vitesse, leur tolérance aux pannes, leur efficacité énergétique, leur coût réduit et leur aptitude à fonctionner dans des environnements exigeants. Cependant, cette technologie présente également des limitations, Comme le bruit acoustique et l'ondulation du couple et les vibrations, Principalement dus à la double saillance de la structure et à la saturation magnétique.

Grâce aux avancées technologiques, la MRV a continué d'éveiller l'intérêt des chercheurs, qui s'efforcent de réduire ses inconvénients afin de l'exploiter plus efficacement et de l'intégrer dans un plus large éventail d'applications.

Dans ce chapitre, nous présenterons une étude générale sur la machine à réluctance variable (MRV), En explorant sa structure, son principe de fonctionnement, ses diverses applications et ses différents types. Cette analyse vise à fournir une vision globale du mécanisme de la machine, de ses avantages, des modes de fonctionnement et de la topologie des transformateurs fixes qui s'adaptent à l'alimentation et au contrôle.

I.2 À propos de l'affaire MRV

Les moteurs à réluctance sont classés dans la catégorie des moteurs synchrones à rotor à pôles saillants. Comme ils n'ont pas d'aimant permanent ni d'enroulements, ils sont différents des autres types de moteurs. Le rotor se déplacera vers un point où la réticence doit être minimisée en alimentant une bobine de stator, selon le principe directeur du MRV, qui est basé sur une structure doublement saillante et la tendance à l'alignement entre les pôles du stator et du rotor.

La compréhension scientifique des lois physiques sous-jacentes régissant le fonctionnement du moteur RV peut remonter à 1838, bien qu'à cette époque les études initiales aient été sévèrement limitées par des commutateurs insuffisants et une conception électromagnétique et mécanique inférieure à la moyenne [Mil 93], [Den 18]. En conséquence, les machines à induction et à courant continu ont rapidement surmonté la machine à réticence puisque leurs obstacles à la mise en œuvre ont été considérablement réduits car elles pouvaient être alimentées directement à partir de la

source d'alimentation. Les disques MRV n'étaient donc pas compétitifs et ont été oubliés. Il n'a été possible de développer le système d'entraînement et ainsi de "réinventer" le MRV que grâce aux avancées dans le domaine de l'électronique de puissance, en particulier l'apparition de dispositifs semi-conducteurs plus fiables, plus puissants et plus économiques [Kri 01]. L'avancement des développements et des applications des moteurs à réluctance de commutation a été plutôt occupé ces derniers temps. Cet intérêt a été suscité principalement par les utilisations potentielles des variateurs de vitesse dans les marchés industriels, domestiques et en plein essor des véhicules électriques. Certains tournants importants dans l'évolution et le développement de la MRV sont illustrés à la figure I.1 [Mil 93], [Den 18], [Law 80] et [Nas 14].



Figure I.1: Chronologie évolutive.

I.3 Différentes topologies de MRV

Dans cette section, nous allons exposer une catégorisation des structures des MRV en fonction de leur topologie. Ces topologies peuvent être classées en trois groupes distincts : les MRV pures, les MRV Vernier, et les MRV hybrides.

I.3.1 MRV purs

Un MRV est une machine électrique qui convertit le couple résistant en force mécanique. Les MRV purs se composent de deux parties de base, le rotor constitué d'un ensemble de tôles ferromagnétiques ne contenant ni aimants permanents ni bobines, et le stator ayant des pôles saillants connectés aux bobines inductives. La construction d'un MRV pur est illustrée dans la figure I.2 [Jia. 12].

Également connu sous le nom de MRV à double saillie, il s'agit d'un type avancé de variateur de fréquence (MRV). Cette conception utilise une structure de rotor avec des dents plus pointues et une géométrie plus complexe, soulignant davantage les avantages de l'impédance variable tout en minimisant les inconvénients associés à l'ondulation du couple et à la perte de performances.

L'utilisation de dents plus pointues sur le rotor améliore la capacité du moteur à générer un couple plus uniforme et réduit les vibrations et le bruit pendant le fonctionnement. En conséquence, les MRV à double signature offrent une meilleure efficacité énergétique et une plus grande fiabilité, ce qui en fait une option attrayante pour une gamme d'applications, notamment l'automobile, la fabrication et les systèmes de propulsion électrique.

Cependant, la conception et le contrôle de ces actionneurs sont souvent plus complexes et nécessitent une expertise spécifique en conception électromagnétique et en contrôle de système. Les MRV à double intérêt représentent un domaine de recherche et développement en évolution, visant à améliorer encore les performances et la polyvalence de ces moteurs dans diverses applications industrielles et commerciales.

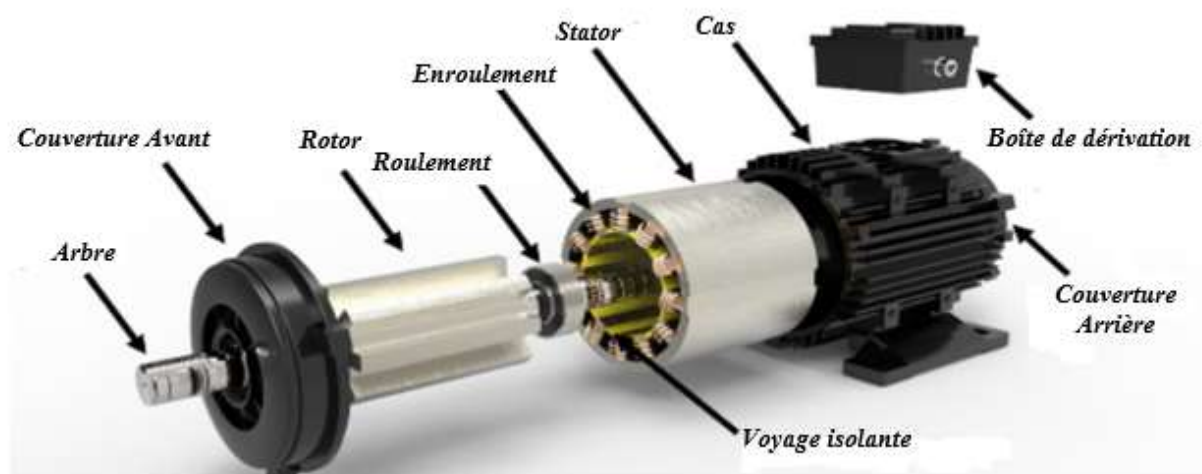


Figure I.2: Construction de MRV purs

I.3.2 Les MRV à effet vernier

Bien que possédant des structures similaires à celles des MRV classiques (purs), les MRV à effet Vernier se caractérisent par l'utilisation d'enroulements distribués et leur excitation par un courant alternatif sinusoïdal. Les dents du stator et du rotor sont réparties de manière similaire aux bras tombants. Cela permet d'obtenir une transmittance variable sous forme sinusoïdale (Figure I.3). Une variante spécifique, appelée machine Vernier à grandes dents, se caractérise par une conception où chaque pôle du stator constitue directement une dent. Ensuite, le nombre de pôles est relativement faible et les performances de vitesse de couple sont similaires aux machines à aimants asynchrones et synchrones avec des fréquences d'alimentation similaires.

En fonction de la nature de l'entrefer, les structures de la MRV Vernier peuvent être classées en deux catégories : à simple denture et à double denture.

- La structure à simple denture peut être divisée en deux catégories : avec un rotor lisse ou un stator lisse. Lorsque l'armature est lisse, le nombre de dents peut être considéré comme nul [Tai 02].
- Un MRV à double denture se caractérise par sa structure à pôles saillants, tant au stator qu'au rotor. Ce type de MRV utilise un enroulement d'induit polyphasé, généralement situé sur le stator. Un circuit ou un système d'excitation peut également être intégré, permettant soit une colocalisation avec l'enroulement d'induit du stator, soit un positionnement autonome sur le rotor [Stu 20], [Hou 98].

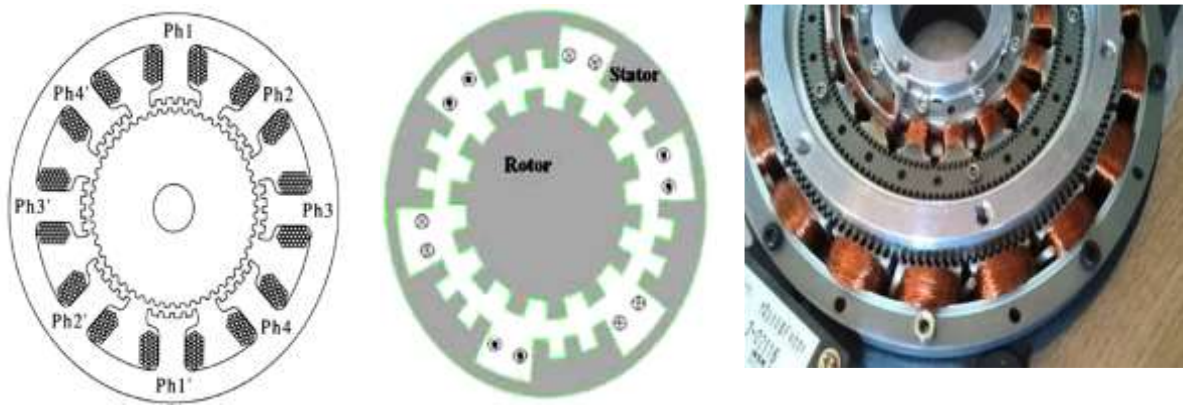


Figure I.3 : MRV effet Vernier avec stator extérieur et intérieur

I.3.3 MRV hybrides

Les moteurs à réluctance variable (MRV) hybrides partagent la même structure que les deux types précédents, leur caractéristique distinctive réside uniquement dans l'ajout d'aimants

permanents pour améliorer leurs performances. L'intégration d'aimants permanents dans les structures à double saillance vise à compenser un entrefer excessif.

Deux catégories de machines à aimants à double saillance sont dérivées des machines à réluctance variable à double saillance (MRVDS) : Dans le premier type, les aimants permanents sont implantés au niveau du rotor (voir figure I.4). Cette configuration s'apparente aux machines synchrones à aimants incorporés. En revanche, le deuxième type, tout en conservant un rotor passif, utilise des aimants disposés au niveau du stator, donnant ainsi naissance à une machine à double saillance avec aimants permanents au stator, communément appelée « MRV polarisée ».

Dans ce genre de moteurs, l'excitation de l'aimant permanent se fusionne avec l'excitation électrique dans les bobines, générant ainsi un champ magnétique. Cette combinaison d'excitation hybride confère des caractéristiques attrayantes à ces moteurs, les rendant idéaux pour des applications telles que les éoliennes et les véhicules électriques.

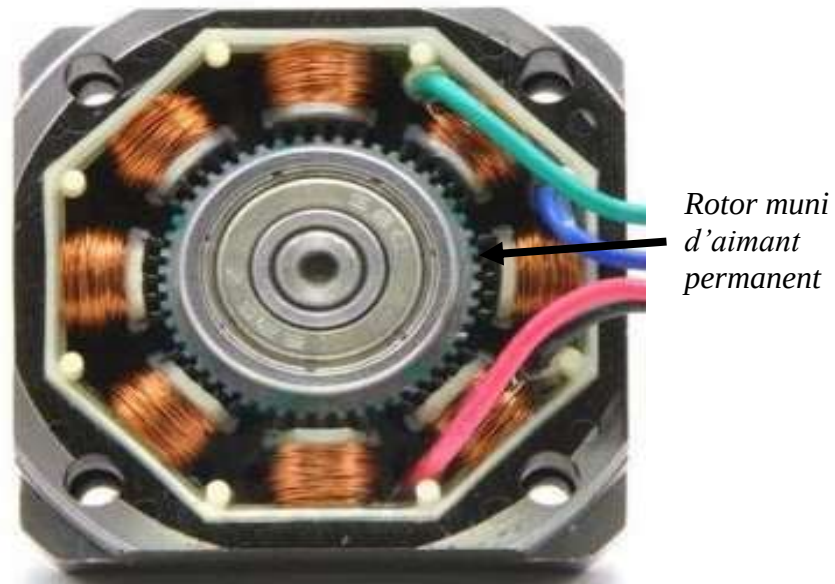


Figure I.4 : MRV hybride.

I.4 Concepts de base du MRV

Comme le montre la figure I.5, une configuration courante de MRV est présentée, mettant en évidence l'impact de la position du rotor sur ses valeurs de réluctance extrêmes [Dan 11]. Plus précisément, une machine triphasée ($N_{ph} = 3$) est fréquemment conçue avec six dents statoriques ($N_s = 6$) et quatre dents rotoriques ($N_r = 4$), ce qui lui vaut d'être qualifiée de structure 6/4. Cette conception implique généralement le placement d'enroulements autour de chaque pôle statorique, une configuration choisie pour optimiser le rendement du flux et minimiser la distance.

Du point de vue magnétique, deux pôles magnétiques sont présents dans chaque phase de la machine 6/4, c'est-à-dire une paire de pôles ($p = 1$), car les bobines sont diamétralement opposées et connectées en série ou en parallèle. Prenons l'exemple de la phase A qui se compose de bobines placées sur les dents A et A' [Don 11]. Lorsque cette phase est activée, le rotor a tendance à s'aligner avec l'axe magnétique de la phase statorique, ce qui entraîne le mouvement de la machine (Figure I.5.b).

Deux positions rotoriques distinctes se distinguent dans cette structure : une position opposée, où le circuit magnétique affiche une réluctance maximale ou une inductance minimale (Figure I.5.a), ainsi qu'une position alignée, caractérisée par une réluctance minimale, ce qui entraîne une inductance maximale (Figure I.5.b).

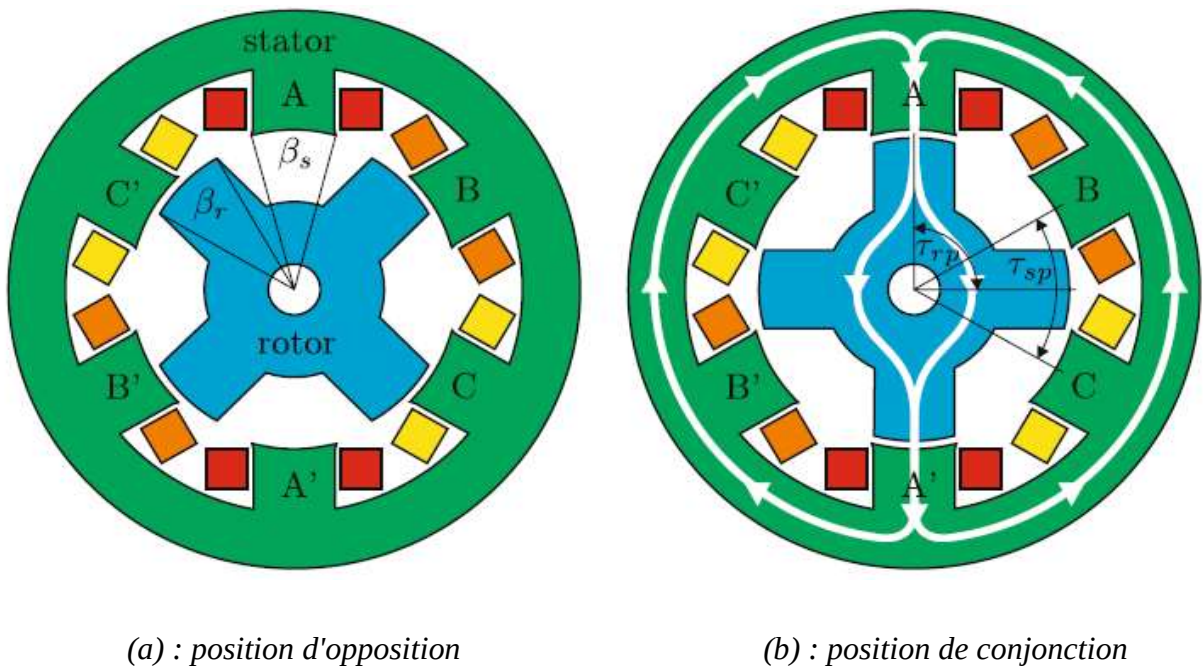


Figure I.5 : Positions extrêmes des dents du rotor pour les deux fréquences extrêmes.

L'angle des pôles rotorique et statorique peut être désigné respectivement par β_s et β_r . Les arcs interpôlaire du stator et du rotor, notés (τ_{sp} et τ_{rp}), correspondent à l'angle séparant deux dents adjacentes du rotor ou du stator. Ces éléments sont illustrés dans la figure I.5 et définis par :

$$\tau_{sp} = \frac{360^\circ \text{ Méc}}{N_s} \quad (I.1)$$

$$\tau_{rp} = \frac{360^\circ \text{ Méc}}{N_r} \quad (I.2)$$

I.5 La Détermination de l'angle électrique

La position du rotor est directement liée à l'angle mécanique θ_m . Une période décrit une rotation du rotor. Pour devenir indépendant de la configuration de la machine, il est raisonnable de spécifier la position du rotor des machines à réluctance commutée en degrés électriques. L'angle électrique d'une machine est déterminé par son cycle structurel inhérent. Par exemple, la figure I.5 montre un rotor présentant une répétition mécanique tous les 90° degrés (τ_{rp}), ce qui, par définition, constitue un cycle électrique de 360° degrés. Relation globale entre les angles électrique et mécanique.

$$\theta_e = N_r \theta_m \quad (I.3)$$

Étant donné que le flux qui traverse l'entrefer est principalement de direction radiale, il convient de noter que la machine à réluctance de commutation représentée sur la figure I.5 est orientée flux radial.

I.6 Configurations potentielles de la MRV

Pour les machines à réluctance de commutation, la relation entre le nombre de phases électriques N_{ph} , le nombre de paires de pôles magnétiques p et le nombre de dents du stator N_s peut être exprimée par [Don 11] :

$$N_s = 2pN_{ph} \quad (I.4)$$

Afin d'éviter les états d'équilibre empêchant le MRV de produire du couple, il est essentiel que le nombre de dents du rotor N_r soit différent de celui du stator N_s . Généralement, cette valeur est déterminée à l'aide d'un calcul spécifique.

$$N_r = 2p(N_{ph} - 1), \quad N_r < N_s, \quad \text{pour } N_{ph} > 1 \quad (I.5)$$

$$N_r = 2p(N_{ph} + 1), \quad N_r > N_s, \quad \text{pour } N_{ph} > 1 \quad (I.6)$$

$$N_r = 2p, \quad \text{pour } N_{ph} = 1 \quad (I.7)$$

Le nombre de dents du rotor est généralement choisi pour être inférieur au nombre de dents du stator. Le tableau I.1 offre un aperçu des configurations de machines actuellement utilisées.

Tableau I.1 : Disposition standard de la MRV

N_{ph}	1		2		3			4		5	
N_s	2	4	4	8	6	12	18	8	16	10	20

N_r	2	4	2	4	4	8	12	6	12	8	16
P	1	2	1	2	1	2	3	1	2	1	2

Des exemples de structures MRV sont présentés dans la figure I.6.

La première MRV représentée sur la (Figure I.6.a) est une machine triphasée avec 6 dents de stator et 4 dents de rotor, et la seconde est une MRV quadriphasée avec 8 dents de stator et 6 dents de rotor (Figure I.6.b) Le troisième est un dispositif MRV à cinq phases contenant 10 dents pour le stator et 8 dents pour le rotor (Figure I.6.c). [Kri 01], [Tor 02].

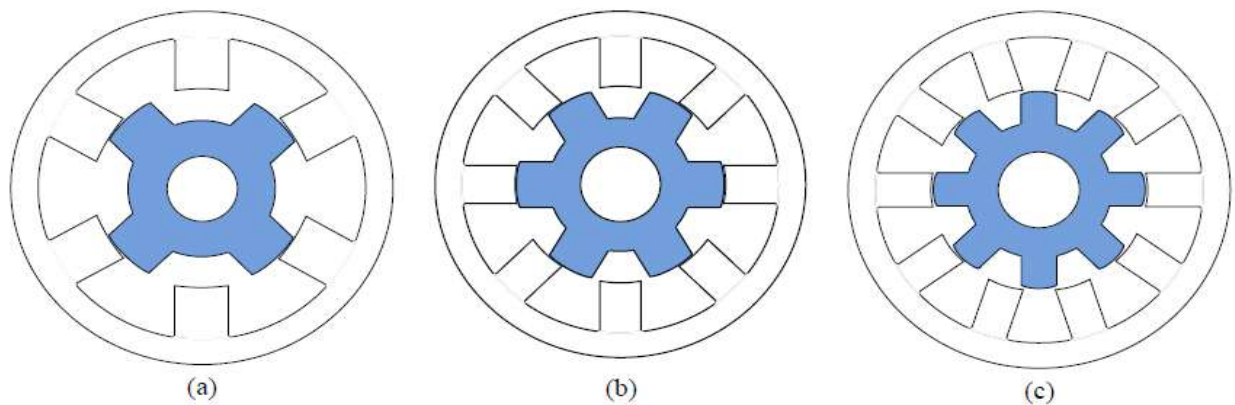


Figure I.6 : Variantes typiques de la configuration de la MRV.

Le choix du nombre de dents et de phases doit être effectué en tenant compte de l'application visée et des performances attendues. Plusieurs facteurs influencent la sélection d'une topologie spécifique, notamment :

- **Les caractéristiques de fonctionnement** : la valeur du couple, sa qualité (réduction des ondulations et du bruit), les exigences mécaniques au démarrage, ainsi que l'efficacité énergétique pendant le freinage régénératif.
- **Le type d'alimentation électrique** : qu'elle soit monophasée, triphasée ou autre, ainsi que les spécifications de l'onduleur associé.
- **Les trajectoires du flux magnétique** : et les pertes liées aux propriétés du matériau ferromagnétique utilisé.

Une caractéristique notable de ce type de moteur est qu'il ne fonctionne pas avec un champ tournant, mais plutôt avec un champ "pulsé". Les moteurs à réluctance de cette catégorie opèrent

efficacement avec des courants unidirectionnels en forme rectangulaire, ce qui détermine leur mode d'alimentation spécifique. Par ailleurs, les dimensions des dents sont conçues en tenant compte des contraintes géométriques associées à la zone de production effective du couple.

$$\begin{cases} \min(\beta_s, \beta_r) > \frac{2\pi}{qN_r} \\ \beta_s \leq \frac{2\pi}{N_r} - \beta_r \end{cases} \quad (\text{I. 8})$$

$$\beta_s \leq \frac{2\pi}{N_r} - \beta_r \quad (\text{I. 9})$$

La plage des écarts possibles entre les deux angles est déterminée par la relation suivante :

$$\beta_{\max} - \beta_{\min} = \frac{2\pi}{N_r} \left(1 - \frac{2}{q}\right) \quad (\text{I. 10})$$

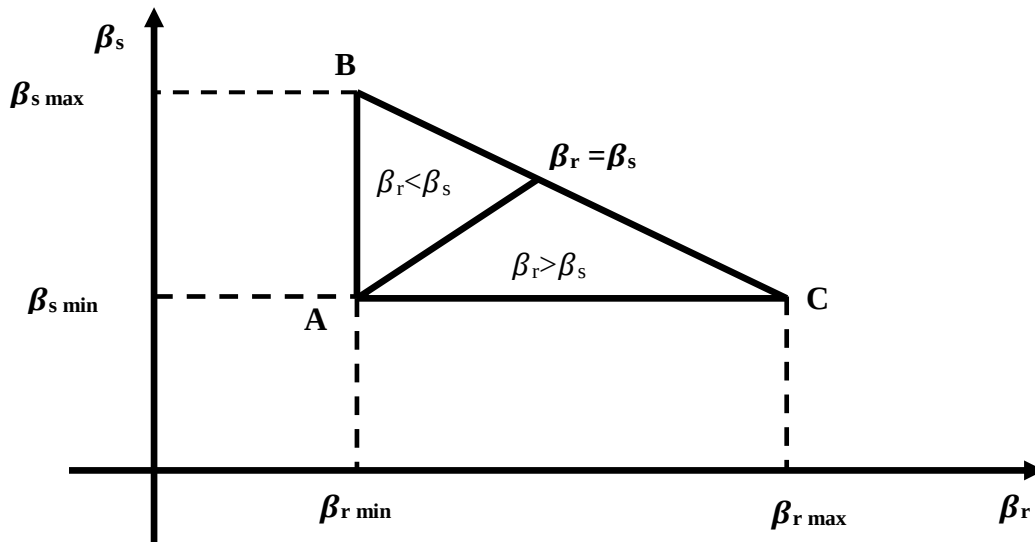


Figure I.7 : Plage des valeurs possibles pour les angles des dents du stator et du rotor

I.7 Fondamentaux du fonctionnement MRV

Le fonctionnement du moteur à réluctance commutée est relativement facile. A première vue, supposons que le rotor soit positionné sur la figure I.8. (a) de sorte que les pôles du stator c et c' soient alignés avec les pôles du rotor, r1 et r1'. Lorsqu'un courant est appliqué à la phase A du stator, le flux indiqué à la figure I.8. (b) est créé à travers les pôles a et a' du stator et par r2 et r2' dans le rotor, ce qui tend à déplacer le rotor vers la position d'alignement avec la phase A, comme le montre la figure I.8.(c). Lorsqu'il atteint cette nouvelle position, le courant appliqué à la phase A doit être coupé et la phase B doit être excitée, provoquant l'alignement des pôles r1 et r1' sur b et b'. De même, l'excitation ultérieure de la phase C entraînera l'alignement de r2 et r2' avec c et c'.

c'. Ainsi, le mouvement de rotation continu est généré en appliquant successivement une excitation aux bobinages du stator.

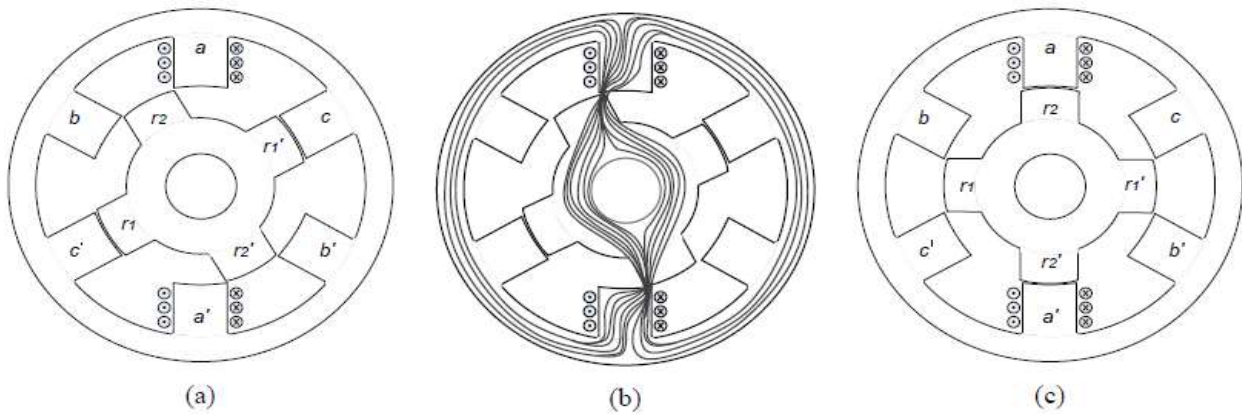


Figure 1.8 : Opération élémentaire. (a) Pôles du rotor alignés avec la phase C du stator. (b) Lignes de flux lorsque la phase A est excitée. (c) Pôles du rotor alignés avec la phase A du stator

Bien que la discussion ci-dessus utilise un MRV 6/4, le concept s'applique également à d'autres configurations. La définition du nombre de pôles a un impact sur l'oscillation du couple, le coût et la complexité du variateur, et le nombre de branches du convertisseur. Le coût du variateur augmente à mesure que le nombre de pôles du stator augmente car il y a plus de composants semi-conducteurs. De même, à mesure que le nombre de pôles du rotor augmente, les pertes dans le noyau augmentent en raison d'une fréquence de commutation plus élevée entre l'excitation des phases du stator.

1.8 Principe de fonctionnement du MRV

Une machine monophasée sert de base pour discuter des principes fondamentaux de fonctionnement de la machine à réluctance de commutation. Étant donné que le couplage réciproque entre phases électriques peut être ignoré même dans les machines MRV multi phases, un modèle monophasé est représentatif. Ainsi, les notions multiphasiques peuvent être immédiatement utilisées pour le développement de modèles génériques pour ce système monophasé.

Le principe très basique de l'attraction entre une structure électromagnétique et une structure ferromagnétique sous-tend le fonctionnement du MRV. Les dents du rotor représentent la structure en fer et les pôles du stator l'électro-aimant. En pratique, cette attraction provoque une modification de la résistance du circuit magnétique de la machine. Ce circuit magnétique est constitué d'un entrefer, ainsi que de bosses et de culasses du stator et du rotor. Le mouvement du rotor provoque en fait une modification de la disposition de l'entrefer, ce qui à son tour le fait persister, d'où le terme de moteur « RV ».

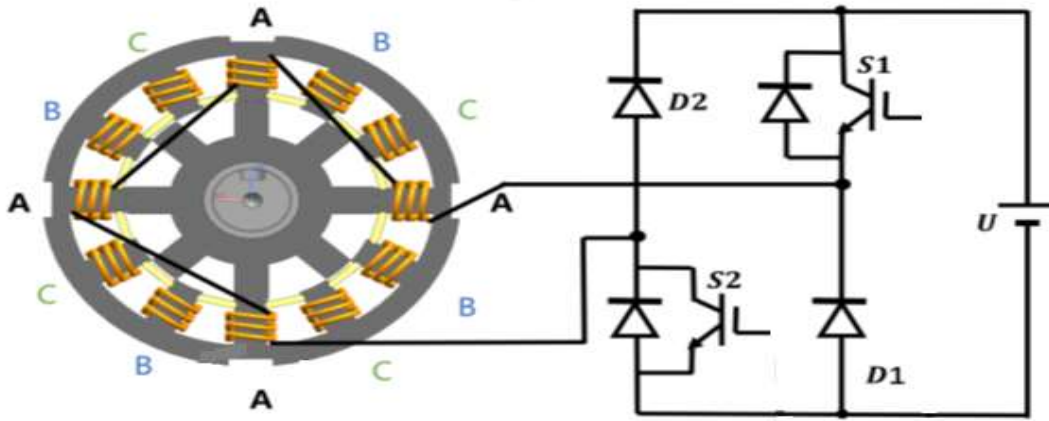


Figure I.9 : Schéma du système d'entraînement MRV 12/8 avec une phase.

I.8.1 Circuit équivalent monophasé du MRV

Pour créer un circuit primaire qui fonctionne comme un MRV, l'inductance mutuelle entre les phases peut être ignorée. La tension appliquée à la phase qu'elle représente est augmentée de la chute de tension résistive et du taux de contact. Le circuit équivalent d'une machine à réluctance variable est illustré à la figure I.10.

En supposant une inductance mutuelle négligeable entre les phases du stator, la tension aux bornes d'une phase est déterminée par la somme de sa chute de tension résistive et de la variation temporelle du couplage de flux. Ceci peut être représenté mathématiquement par [Kri 01] :

$$U = R_s i + \frac{d\varphi(\theta, i)}{dt} \quad (\text{I.11})$$

Où R_s est la résistance par phase, et φ est la liaison de flux par phase donnée par :

$$\varphi(\theta, i) = L(\theta, i) i \quad (\text{I.12})$$

Où L est l'inductance affectée par le courant de phase et la position du rotor. Par conséquent, l'équation de tension de phase est :

$$U = R_s i + \frac{d(L(\theta, i) i)}{dt} = R_s i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i \frac{d\theta}{dt} \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \quad (\text{I.13})$$

$$U = R_s i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega i \quad (\text{I.14})$$

Le côté droit de l'équation (I.5) contient trois termes, respectivement, désignant la chute de tension résistive, la chute de tension inductive et le fém.

L' fém. induit, e est obtenu comme :

$$E = \frac{dL(\theta, i)}{dt} \omega i \quad (\text{I.15})$$

Nous notons que la constante fém est obtenue au point de fonctionnement avec un courant constant. Le circuit équivalent d'un SRM monophasé est construit à partir de l'équation de tension et de l'expression de la fém induite et est illustré à la figure I.10.

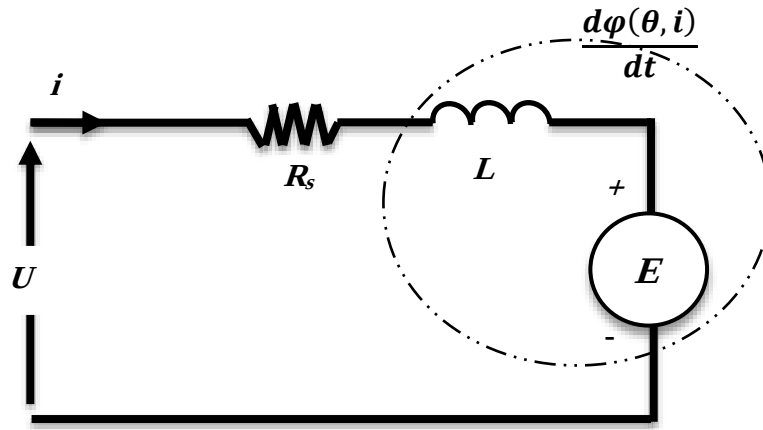


Figure I.10 : Circuit équivalent monophasé du MRV

I.8.2 Conversion de puissance et détermination du couple

Pour établir l'équation du couple dans une (MRV), nous analysons une configuration de base, représentée dans la figure (I.9). Cette machine fonctionne en mode monophasé, avec un seul enroulement placé sur le stator. L'enroulement excité est disposé autour du stator, tandis que le rotor est libre de se mouvoir. Dans ce système électromagnétique, toute variation incrémentielle de l'énergie appliquée entraîne un changement de l'énergie magnétique stockée w_{mag} ainsi que de l'énergie mécanique w_{mec} associée au mouvement. La relation entre ces formes d'énergie est expliquée en détail dans les références.

Nous introduisons les notions de puissance et d'électricité en nous appuyant sur la figure (I.10), qui illustre la variation périodique du flux $\varphi(\theta, i)$ en fonction de la position θ du rotor et du courant d'alimentation i . Une version simplifiée de la transformation de phase est représentée dans les figures (I.11) et (I.12). Par ailleurs, l'effet de la saturation devient perceptible lors de l'évolution du flux de phase, notamment lorsque la position est alignée[Zen_1 23].

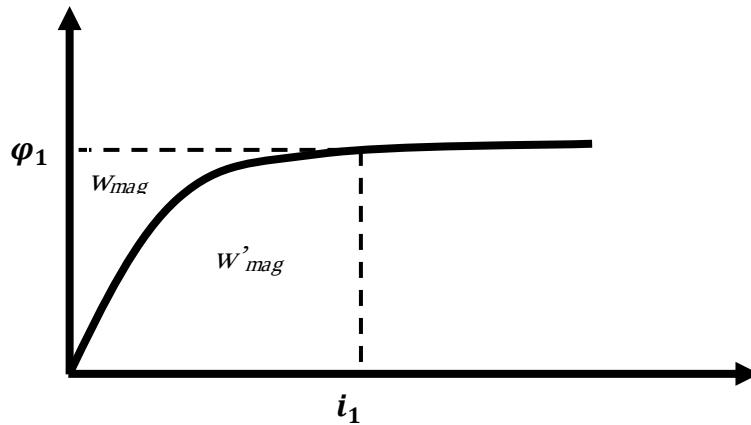


Figure I.11 : Variation du flux d'une phase en fonction de la position et du courant.

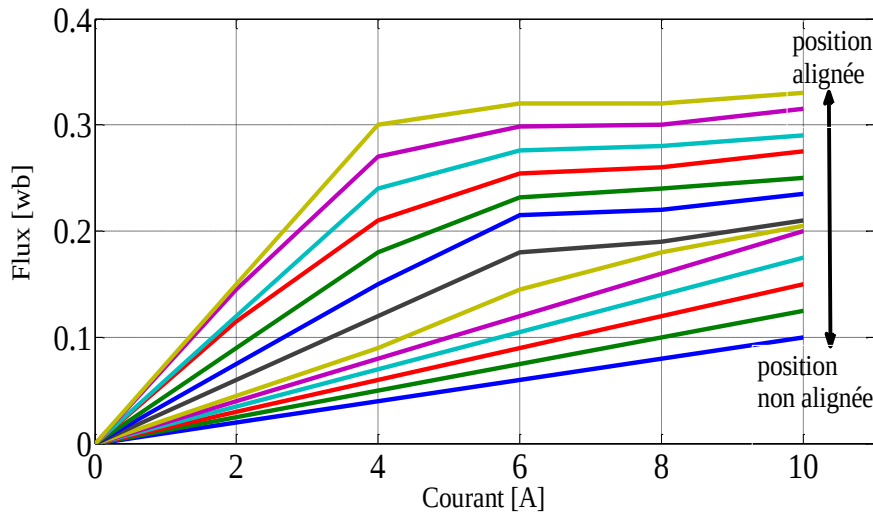


Figure I.12 : Comportement de l'énergie et de la co-énergie magnétique en présence de non-linéarités

$$dw_{ele} = dw_{mag} + dw_{mec} \quad (I. 16)$$

$$dw'_{mag} = d(i, \varphi) + dw_{mag} \quad (I. 17)$$

Les concepts d'énergie et de co-énergie magnétique sont fondamentales pour caractériser un système électromagnétique à q phases (composé de q circuits électriques) intégrant un degré de liberté mécanique supplémentaire, tel que l'angle rotorique θ [Zen_2 23].

L'énergie magnétique correspond à l'énergie emmagasinée dans le champ magnétique. Elle dépend à la fois des flux traversant les circuits électriques et de la position de l'élément mobile.

$$w_{em} = \int_0^{\varphi_0} i. d\varphi \quad (I. 18)$$

La co-énergie w'_{em} , est une grandeur dépourvue de signification physique intrinsèque, définie comme la composante qui complète l'énergie emmagasinée dans un circuit magnétique.

$$w'_{em} = \int_0^{i_0} \varphi. di \quad (I. 19)$$

La variation de la co-énergie w'_{em} dépend à la fois du courant i et de la position θ du rotor.

Par ailleurs, le couple électromagnétique, issu de l'énergie mécanique liée au déplacement du rotor, se définit de la manière suivante :

$$dw_{méc} = C_e d\theta \quad (I. 20)$$

En substituant (I.16) dans (I.20), on obtient :

$$C_e d\theta = dw_{ele} - dw_{mag} \quad (I. 21)$$

Pour calculer le couple instantané de toute machine électromagnétique , plusieurs méthodes sont disponibles. Cependant, la méthode la plus couramment utilisée est celle des travaux virtuels, également appelée méthode de variation des énergies. Cette technique repose sur le calcul de l'énergie ou de la co-énergie magnétique (voir les équations (I.18) et (I.19)). Par la suite, le couple instantané peut être déterminé en dérivant l'une des relations suivantes, selon la préférence adoptée :

$$C_{ej}(\theta) = -\frac{\partial W_{em}(\varphi, i)}{\partial \theta_m} = -Nr. \frac{\partial W_{em}}{\partial \theta} \quad \text{à } \varphi = C^{te} \quad (\text{Flux constant}) \quad (I. 22)$$

$$C_{ej}(\theta) = \frac{\partial W'_{em}(i, \theta)}{\partial \theta_m} = Nr. \frac{\partial W'_{em}}{\partial \theta} \quad \text{à } i = C^{te} \quad (\text{Courant constant}) \quad (I. 23)$$

Lorsque le système fonctionne dans une région où le circuit magnétique n'est pas saturé ($\mu = C^{te}$), les expressions (I.9), (I.22) et (I.23) nous fournissent les résultats suivants :

$$dw'_{mag} = dw_{mag} = \frac{1}{2} i. \varphi(\theta, i) = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta_m} \quad (I. 24)$$

$$C_e(i, \theta) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (\text{I. 25})$$

Ou :

$$\frac{dL(\theta)}{d\theta} = \frac{L(\theta_2, i) - L(\theta_1, i)}{\theta_2 - \theta_1} \quad (\text{I. 26})$$

En se basant sur l'expression (I.25), les propriétés suivantes caractérisent un système à réluctance [Zen 22] :

- Le couple est proportionnel au carré du courant, ce qui implique que le couple moteur est indépendant de la polarité du courant de phase. Contrairement aux machines à courant alternatif, cet avantage permet l'utilisation d'un seul interrupteur par phase lors de l'emploi du convertisseur.
- Grâce à la proportionnalité du couple au carré du courant, ce moteur offre un bon couple de démarrage, similaire à celui d'un moteur à courant continu en série.
- La machine à réluctance variable (MRV) fonctionne généralement dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse. Elle peut opérer comme un moteur lorsque la pente de l'inductance est positive ($\frac{dL(\theta)}{d\theta} > 0$; $C_e(i, \theta) > 0$), ou comme un générateur lorsque la pente de l'inductance est négative ($\frac{dL(\theta)}{d\theta} < 0$; $C_e(i, \theta) < 0$). Ainsi, le sens de rotation peut être inversé simplement en modifiant la séquence d'excitation.
- Le contrôle du couple et de la vitesse est réalisé à l'aide d'un capteur de position.
- La constante du couple est généralement établie en se basant sur la pente de la caractéristique d'inductance en fonction de la position du rotor. Cependant, il est important de noter que l'inductance dépend à la fois du courant et de la position du rotor, introduisant ainsi une non-linéarité dans la caractéristique. Cette non-linéarité complique le développement d'un circuit équivalent simple pour la MRV [Cha 10].
- L'ouverture ou le court-circuitage d'une phase a peu d'influence sur les autres phases.

I.9 Corrélation entre la position du rotor et l'inductance

Il est important de considérer les options de contrôle et les contraintes de ce variateur de vitesse car les caractéristiques de couple dépendent de la relation entre les liaisons de flux et la position du rotor en fonction du courant. La figure I.5, par exemple, affiche l'inductance de phase typique en fonction de la position du rotor pour un courant de phase fixe. L'inductance de la bobine stator-phase du moteur à réluctance de commutation est la même que celle sans tenir compte de la

saturation et des franges. Les arcs polaires du stator et du rotor et le nombre total de pôles du rotor sont utilisés pour calculer les variations importantes du profil d'inductance. Pour les besoins de cette démonstration, on suppose que l'arc polaire du rotor est supérieur à l'arc polaire du stator, ce qui est typiquement le cas.

D'après les figures I.10 (a) et (b), les divers angles sont dérivés comme suit :

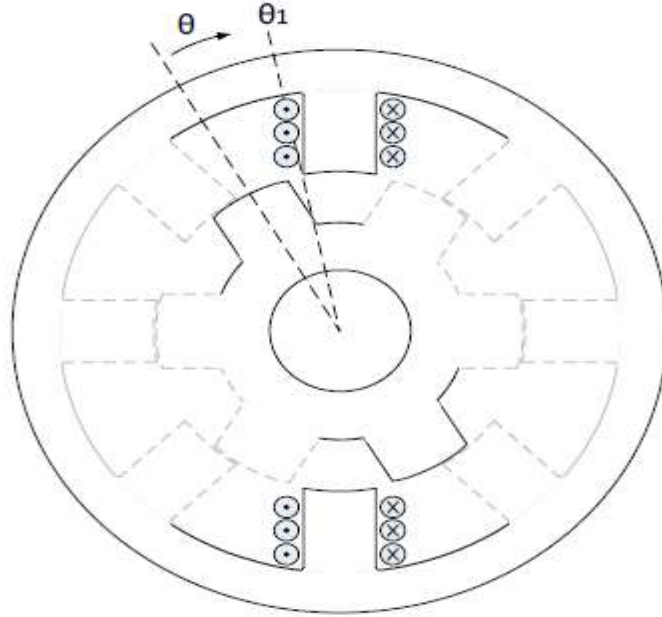
$$\theta_1 = \frac{1}{2} \left[\frac{2\pi}{N_r} - (\beta_s + \beta_r) \right] \quad (\text{I.27})$$

$$\theta_2 = \theta_1 + \beta_s \quad (\text{I.28})$$

$$\theta_3 = \theta_2 + (\beta_r - \beta_s) \quad (\text{I.29})$$

$$\theta_4 = \theta_3 + \beta_s \quad (\text{I.30})$$

$$\theta_5 = \theta_4 + \theta_1 = \frac{2\pi}{N_r} \quad (\text{I.31})$$



(a)

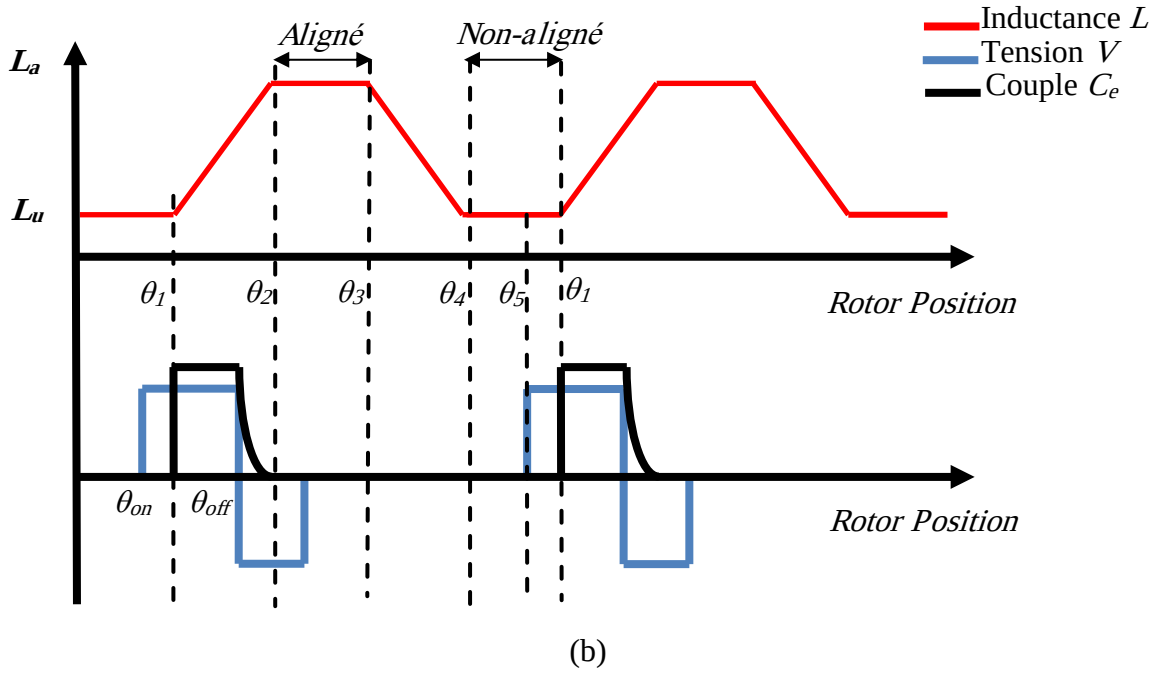


Figure I.13 : (a) Définition de la position du rotor, (b) Graphe Inductance. Position du rotor

Où N_r est le nombre de pôles du rotor et β_s et β_r sont respectivement les arcs des pôles du stator et du rotor.

Il apparaît quatre régions d'inductance :

- $(0 - \theta_1)$ et $(\theta_4 - \theta_5)$: Dans cette région, L'inductance L est au plus bas et égale à L_u aux instants où les creux du rotor sont en regard des dents du stator (les dents du stator et du rotor sont en opposition), et aucun couple ne peut être produit pendant ces instants.
- $(\theta_1 - \theta_2)$: Les pôles du rotor commencent à s'aligner avec les pôles du stator de sorte que l'inductance augmente avec la position du rotor le long d'une pente positive. L'enroulement fournira un couple positif si le courant le traverse. Lorsque l'inductance atteint sa valeur maximale, cette phase se termine. En d'autres termes, cette condition persiste jusqu'à ce que les pôles du stator et du rotor soient parfaitement alignés.
- $(\theta_2 - \theta_3)$: Pendant cette période, les pôles du rotor sont alignés avec les pôles du stator. L'inductance est à son maximum et reste constante. Cette inductance est appelée inductance alignée L_a . Comme il n'y a pas de différence d'inductance, il n'y a donc pas de production de couple pendant cette période. Parce que le courant aura assez de temps pour s'annuler avant de tourner. Cela empêchera le couple négatif de s'accumuler avant que l'inclinaison négative de l'inducteur ne commence.
- $(\theta_3 - \theta_4)$: Le pôle du rotor s'éloigne du chevauchement du pôle du stator dans cette région, mais son inductance décroissante et la position croissante du rotor contribuent à une pente

négative de la région d'inductance. Lorsque la machine fonctionne dans cette zone, elle produit un couple négatif, ce qui indique une production d'énergie électrique.

I.10 Angles de changer

Les informations concernant la position du rotor sont cruciales pour le bon fonctionnement de la commutation dans le variateur MRV car il est crucial de synchroniser l'excitation de phase du stator avec la position du rotor. Le MRV peut fonctionner à son meilleur rendement en coordonnant la position correcte du rotor avec le courant de sortie dans une phase [Ahn 11].

Cette section examinera les stratégies de commutation qui dépendent des angles de commande pour atteindre une efficacité maximale.

De par sa capacité à produire un courant rectangulaire et à simplifier la gestion du couple généré, la source de courant est d'un type adapté à l'excitation d'un MRV pour sa bonne caractéristique électromagnétique. En conséquence, il est considéré comme une méthode d'excitation parfaite pour le MRV, bien qu'il soit difficile et coûteux à mettre en œuvre.

Le couple de sortie et la vitesse du rotor du moteur peuvent être ajustés dans la technologie de commutation à angle fixe où l'angle de fonctionnement principal et l'angle de fermeture principal sont fixés dans le transducteur. L'équation de tension MRV monophasée est représentée comme indiqué dans l'équation (I.14). Si la saturation magnétique et la résistance de l'enroulement sont ignorées et qu'une tension plate est fournie, le courant de la région de couple sera :

$$V_c = KI_c \omega \quad (I.32)$$

Où V_c est l'amplitude de tension, K est $dL/d\theta$, I_c est la quantité de courant nécessaire pour équilibrer le couple de charge et ω est la vitesse angulaire. Cette équation doit être ajustée comme suit si la saturation magnétique est prise en compte :

$$V' = \sigma KI_c \omega \quad (I.33)$$

Où σ est le facteur de saturation. Considérez la tension et le courant de phase comme indiqué sur la figure. Pour déterminer la tension d'excitation et l'angle de commutation θ_{on} pour le courant à fond plat. θ_{on} et θ_{off} sont l'angle d'activation et de désactivation, respectivement. Le schéma de contrôle garantit que le courant de phase atteint la valeur souhaitée I_c à θ_s , après quoi il conserve un profil plat. Le courant diminue ensuite rapidement lors de l'inversion de tension. θ_{off} doit être réglé de manière à ce qu'un couple négatif ne puisse pas être produit. Pour calculer les angles et les tensions, il peut être divisé en trois régions. Les angles d'activation et de désactivation sont établis

respectivement dans les Régions I et III (θ_{on} , θ_{off}). De plus, la tension d'excitation appropriée est calculée dans la région II.

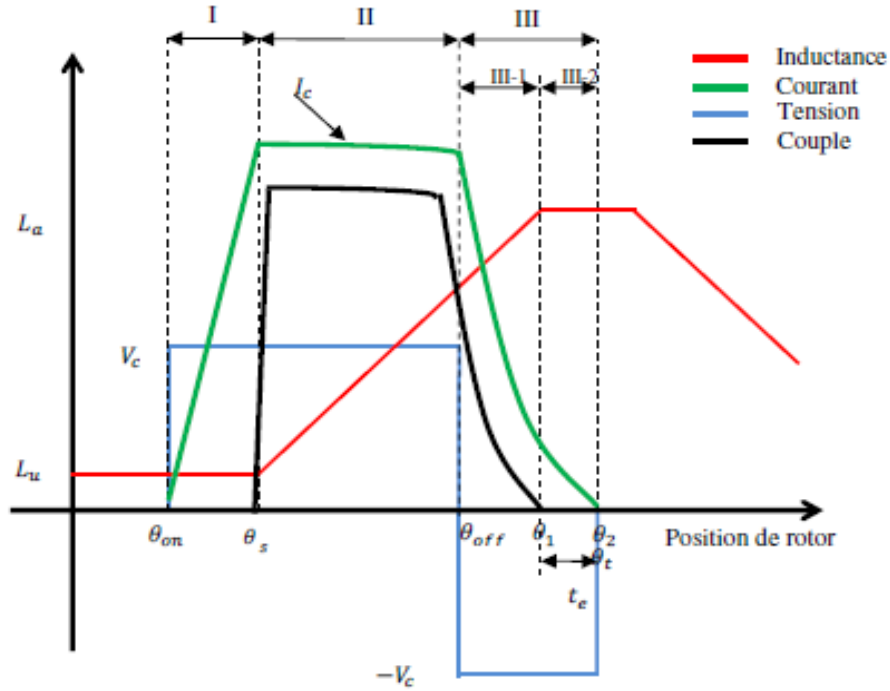


Figure I.14 : Les zones des angles de commutation une MRV.

➤ Région I : ($\theta_{on} \leq \theta \leq \theta_s$)

Dans cette zone, θ_{on} est calculé. Cela garantira que le courant en θ_s atteigne la valeur souhaitée. L'équation de tension change dans cette région en :

$$V_c = Ri + L_u \frac{di}{dt} \quad (I.34)$$

L_u désigne la valeur la plus basse possible de l'inductance. Les équations (I.30) et (I.31) permettent de calculer le temps nécessaire pour avoir un courant de phase de 0 à I_c , qui est le courant nécessaire pour équilibrer le couple résistant.

$$t_s = \frac{\theta_s - \theta_{on}}{\omega} = \frac{L_u}{R} \ln\left(1 - \frac{R}{\sigma K \omega}\right) \quad (I.35)$$

Alors, θ_{on} est :

$$\theta_{on} = \theta_s - \frac{\omega L_u}{R} \ln\left(1 - \frac{R}{\sigma K \omega}\right) \quad (I.36)$$

➤ Région III : ($\theta_{off} \leq \theta \leq \theta_t$)

Pour annuler le courant (démagnétisation) dans cette région avant le début de la pente négative de l'inductance, une tension négative doit être fournie.

Il y a deux sous-régions à l'intérieur :

➤ Sous-région III-1 :

Les équations de tension et de courant sont exprimées comme suit :

$$-V_c = Ri + L \frac{di}{dt} + \sigma K \omega i \quad (I.37)$$

$$i = I_c \left(2e^{-\frac{\sigma K \omega}{L}t} - 1\right) \quad (I.38)$$

Ces équations ne sont valables que durant ($\theta_{off} \leq \theta \leq \theta_1$)

➤ Sous-région III-2 :

Dans cette zone, l'inductance atteint sa valeur maximale et reste constante à L_a . Par conséquent, le courant est :

$$i = -\frac{V_c}{L_a}t + I_0 \quad (I.39)$$

I_0 représente la valeur du courant à θ_1 . Cette équation est valable pendant ($\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$).

I.11 Convertisseur de puissance pour la MRV

Il est crucial de choisir la bonne topologie de convertisseur pour une application donnée. Fondamentalement, le convertisseur MRV a besoin de certaines choses, comme [Ahn 11] :

- Les phases du moteur RV doivent pouvoir fonctionner indépendamment les unes des autres. Il indique qu'une phase possède au moins un interrupteur pour un moteur.
- Avant d'entrer dans la région régénérative, le transformateur doit pouvoir démagnétiser la phase. Si la machine agit comme un moteur, elle doit pouvoir exciter la phase avant qu'elle n'entre dans la zone de génération.

Le transformateur doit répondre à des exigences supplémentaires afin d'améliorer les performances, telles qu'un rendement plus élevé, un temps d'excitation plus rapide, une

démagnétisation plus rapide, une puissance plus élevée, une tolérance aux pannes, etc. Voici les exigences pour certaines de ces spécifications [Ahn 11] [Mem 19].

- Le transformateur doit être capable de réutiliser efficacement l'énergie de démagnétisation de la sortie de phase, soit en la réinjectant dans la source (condensateur de liaison), soit en l'exploitant lors de la phase suivante.
- Le convertisseur doit pouvoir permettre le contrôle du chevauchement de phase.
- Le convertisseur doit produire une tension négative suffisamment élevée pour la phase sortante afin de raccourcir le temps nécessaire à la démagnétisation afin de minimiser la période de commutation.
- Le convertisseur doit être capable de fonctionner en roue libre durant la période de hachage afin de diminuer la fréquence de commutation. Cela permet ainsi de réduire les pertes de commutation et les pertes par hystérésis.
- Il doit être capable de supporter une tension d'excitation positive suffisamment forte. Pour que le convertisseur produise un courant de phase plus important et augmente la puissance de la machine.
- Le convertisseur doit inclure un circuit résonant qui peut appliquer une commutation à tension nulle ou à courant nul, Pour réduire les pertes de commutation.

Sur la figure I.15, un schéma fonctionnel d'un convertisseur de la MRV conventionnel est affiché. Il peut être divisé en : la source, convertisseur AC/DC, condensateurs, convertisseur de puissance DC/DC et moteur RV.

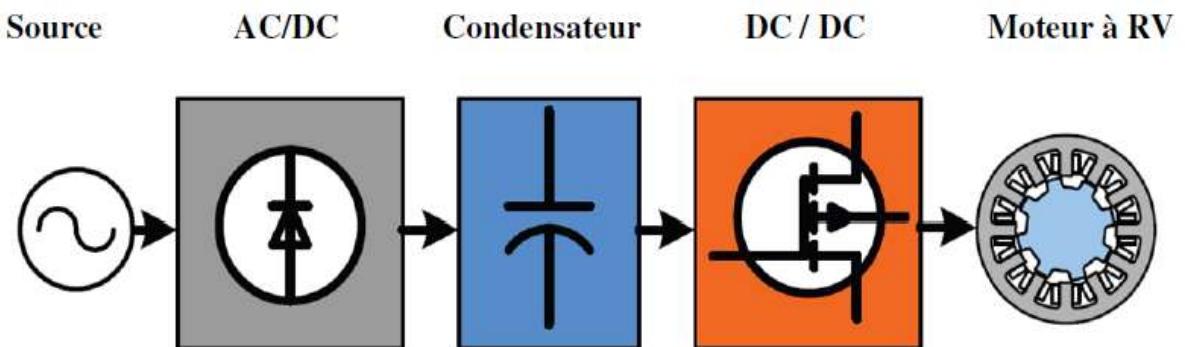


Figure I.15 : schéma fonctionnel montrant les composants du convertisseur MRV

I.11. Les avantages et les inconvénients du MRV

D'après les caractéristiques et les équations de MRV discutées ci-dessus, nous pouvons conclure que ce moteur présente des avantages et des inconvénients, que nous détaillerons ci-dessous.

I.11.1. Les avantages du MRV

Les références [Lab 18], [Tur 09], [Li 11], [Zhu 07] et [Mil 93] évoquent les caractéristiques et les fonctionnalités des MRV « purs ». En voici un bref résumé :

- Le rotor de la MRV, totalement passif et dépourvu de tout bobinage ou aimant permanent, est l'un de ses principaux avantages. La machine est très robuste, facile à construire et moins chère que les machines conventionnelles car elle n'a pas d'aimants, de conducteurs électriques ou même de contact glissant dans ses parties mobiles.
- conception mécanique simple et fiable. Il n'y a pas d'aimant permanent ou d'enroulement sur le rotor. L'enroulement du stator est également assez simple.
- Le convertisseur n'a besoin que d'un interrupteur par phase car le couple moteur est indépendant de la polarité du courant de phase.
- Selon la topologie, il présente d'excellentes performances en termes de vitesse et d'accélération, une faible inertie en raison de la légèreté du rotor et la capacité de résister à des températures plus élevées que d'autres moteurs puissants.
- Il peut être étendu, réduit et conçu pour s'adapter à l'espace disponible, ce qui en fait un économiseur d'espace.
- Sa composition se prête à une utilisation comme moteur et générateur.
- Étant donné que le stator génère la majeure partie de la chaleur, son refroidissement est facile.
- Les MRV fonctionnent bien et ont une très longue durée de vie.

I.11.2. Les inconvénients du MRV

Certains des inconvénients du MRV incluent dans :

- Nous pouvons énumérer le bruit acoustique du système MRV comme l'un de ses inconvénients car il provoque des ondulations de couple et de vibration. Mais Heureusement, il existe déjà de nombreuses méthodes de compensation actives [Lec 03], [Lin 07], [Min 05] ou négatif [Tur 09], [Zhu 07], [Mil 93] pour réduire les vibrations et bruit.
- De plus, des déviations mécaniques se produisent en raison des forces radiales, qui varient du plus grand au plus petit en fonction de la position du rotor.
- Dans les MRV, les alimentations électriques unidirectionnelles sont préférées, ce qui nécessite souvent des convertisseurs non standard. Cependant, des convertisseurs bipolaires (demi- pont ou pont complet) ont également été développés pour une variété d'applications [Zhu 07], [Gab 04].

I.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents types de machines à réluctance variable (MRV) en fonction de leur structure. Trois d'entre elles sont identifiées et illustrées afin de donner un aperçu des principales topologies de ce dispositif. De plus, les mesures des MRV à double extrusion sont détaillées afin de mettre en évidence l'importance de la surface effective dans la production de couple, qui dépend des dimensions des dents du rotor et du stator.

Le principe de fonctionnement a été démontré à l'aide d'un prototype de MRV à un étage, permettant une compréhension simplifiée de la machine. Pour améliorer cette compréhension, Les principes de la conversion d'énergie électromagnétique sont expliqués, en mettant l'accent sur la méthodologie de calcul du couple électromagnétique et en détaillant la variation de l'inductance en fonction de la position du rotor. La MRV étant une machine spéciale par rapport à son alimentation électrique, la question de la commutation a été examinée afin d'améliorer son fonctionnement, en soulignant l'importance des angles de commutation dans la MRV.

Après avoir étudié les principes théoriques de la MRV ainsi que son comportement non-linéaire, nous abordons dans la section suivante différents paradigmes de modélisation de cette machine. Nous y présentons des méthodes numériques pour résoudre ces modèles, en mettant l'accent sur la MEF, largement considérée comme un outil puissant pour réaliser des simulations fidèles à la réalité.

Chapitre II:

Modélisation

géométriques de

MRV 12/8 par MEF

II.1. Introduction

L'enveloppe à double travée du moteur à RV présente de multiples atouts, tels qu'une conception très simple, une grande fiabilité, un coût de production réduit et des performances remarquables, y compris dans des environnements contraignants. Le boîtier moteur à RV présente de nombreux avantages, tels qu'une conception très simple, une grande fiabilité, un faible coût de production et d'excellentes performances même dans des environnements difficiles. Le moteur présente cependant un inconvénient majeur : le niveau de bruit élevé résultant d'un comportement très non linéaire, qui est principalement causé par les variations d'entrefer et la saturation du circuit magnétique. Cette complexité rend la modélisation des moteurs et le développement de stratégies de gestion et de contrôle de l'énergie particulièrement difficiles. Pour analyser de manière exhaustive le fonctionnement des moteurs RV en intégrant ces non-linéarités, qu'elles proviennent de variations spatiales, du circuit magnétique ou d'une combinaison des deux, il est nécessaire de prendre en compte les effets électromagnétiques inhérents à ces systèmes. De plus, d'autres facteurs tels que les pertes fer, les effets d'hystérésis et les phénomènes de couplage magnétique doivent également être pris en compte afin d'améliorer les performances du dispositif. Ces analyses sont appuyées par de nombreuses études et références, notamment [Zin 22] et [Lab_2 18]. La modélisation du MRV requiert une analyse approfondie de l'appareil sous diverses positions et différentes intensités de courant. Afin de déterminer ses propriétés électromagnétiques, la méthode la plus répandue et la plus efficace pour traiter les problématiques électromagnétiques en génie électrique est celle des éléments finis (FEM). Ce chapitre est consacré à la présentation de l'outil de simulation basé sur la méthode des éléments finis (FEM) pour l'étude d'un prototype de MRV 12/8. L'évaluation des caractéristiques statiques repose sur l'analyse du modèle magnétique en régime stationnaire, en faisant varier l'intensité du courant dans le circuit externe ainsi que les positions angulaires du rotor, depuis l'alignement jusqu'au désalignement. Quant à l'étude du comportement dynamique, elle sera menée à l'aide d'un modèle magnétodynamique prenant en compte l'interaction avec les circuits externes [Ngu 11]. Dans cette étude, nous avons opté pour le logiciel ANSYS en raison de sa capacité à développer diverses approches. Ces méthodes englobent l'interconnexion entre le circuit magnétique du générateur et le circuit d'alimentation externe, ainsi que les techniques de couplage électromécanique, facilitant ainsi l'intégration de l'indicateur de ligne au sein de l'entrefer. Outre les techniques d'accouplement électromécanique utilisant la ligne de glissement au sein de l'entrefer.

II.2 Modèle de phénomènes magnétiques et magnétodynamiques

Les processus physiques et les comportements des matériaux magnétiques sont considérés comme des phénomènes magnétiques et magnétodynamiques. Voici une liste des modèles principaux employés pour décrire ces phénomènes [Sad 93]:

II.2.1 Les Equations de MAXWELL

L'établissement d'un cadre mathématique pour représenter les occurrences physiques est le processus de modélisation. Le système d'équations de Maxwell, qui est un modèle aux dérivées partielles locales en électromagnétique, est créé par l'union du théorème d'Ampère et de la loi de Faraday [Men 99]. Du fait du couplage entre les phénomènes magnétiques et électriques, ces équations sont typiquement interdépendantes [Sai 76], [Dar 05].

Du fait qu'ils fonctionnent dans de nombreux milieux (air, milieux non homogènes, non linéaires et anisotropes, etc.)

Equation de Maxwell-Faraday

$$\overrightarrow{Rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II. 1})$$

Equation de Maxwell-Ampère

$$\overrightarrow{Rot} \vec{H} = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II. 2})$$

Equation de conservation du flux magnétique

$$Div \vec{B} = 0 \quad (\text{II. 3})$$

Equation de Maxwell-Gauss

$$Div \vec{D} = \rho \quad (\text{II. 4})$$

Lois constitutives des milieux $B = \mu(H) \cdot H$ ou $H = \nu(B) \cdot B$ et $D = \varepsilon E$

$\vec{E}$: Vecteur champ électrique [v/m]

$\vec{B}$: Vecteur induction magnétique [T]

$\vec{H}$: Vecteur Champ magnétique [A/m]

$\vec{D}$: Vecteur induction électrique (vecteur déplacement électrique [C/m2])

ρ : Densité volumique de charge électrique [C/m³]

$\vec{J}_c$: Vecteur densité du courant électrique de conduction [A/m²]

ε : Permittivité électrique [F/m]

μ : Perméabilité magnétique [H/m]

σ : Conductivité électrique [S / m]

ν : Réductivité magnétique [m/H]

Ces équations nécessitent une conjonction avec la loi d'Ohm généralisée.

$$\vec{J}_c = \vec{J}_{ex} + \sigma \vec{E} + \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) \quad (\text{II. 5})$$

Avec :

$\vec{u}$: Vecteur vitesse des pièces conductrices susceptible de se déplacer [m /s]

σ : Conductivité électrique [s/m]

$\vec{J}_{ex}$: Densité du courant d'excitation (source) [A/m²]

$\sigma \vec{E}$: Densité des courants induits du champ électrique E [A/m²]

$\sigma(\vec{u} \wedge \vec{B})$: Densité des courants induits par mouvement [A/m²].

Trois termes qui ne se présentent pas simultanément pour un point donné du domaine recherché constituent la relation (II.5). Lorsque la distribution de $\vec{J}_{ex}$ est homogène, le vecteur $\vec{J}_{ex}$ indique la densité de courant provenant des enroulements d'alimentation. Selon le circuit d'alimentation externe, sa densité peut être connue ou inconnue [Tai 02]. Lorsque le module $\vec{J}_{ex}$ n'est pas fourni, il faut faire attention à la tension d'alimentation. Le couplage des enroulements avec le circuit d'alimentation externe peut être pris en compte pour calculer $\vec{J}_{ex}$.

Nous allons créer des modèles de couplage électromagnétique plus simples entre les effets magnétiques et électriques en utilisant les équations de MAXWELL. Les modèles magnétostatiques et magnétodynamiques présentent les modèles nécessaires à la modélisation MRV.

II.2.2 Modèle magnétostatique

Pour comprendre les caractéristiques statiques de la MRV, il existe deux principaux types de modèles : les modèles scalaires et vectoriels. Nous les détaillerons tous les deux.

II.2.2.1 Modèle magnétostatique scalaire

Dans ce modèle, les courants électriques sont négligeables (égal à zéro), les champs sont générés par des forces magnétomotrices externes qui ne sont pas liées aux dispositifs considérés.

L'étude des dispositifs magnétiques à paramètres stationnaires et indépendants du temps. Les équations suivantes en résultent :

$$\overrightarrow{\text{Div}} \vec{B} = 0 \quad (\text{II. 6})$$

$$\overrightarrow{\text{Rot}} \vec{H} = 0 \quad (\text{II. 7})$$

Dans un matériau ferromagnétique considéré comme un milieu polarisable anisotrope linéaire, la relation entre l'induction magnétique (B) et le champ magnétique (H) est définie par l'équation :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II. 8})$$

Avec $\vec{B}_r$: Vecteur induction magnétique rémanente.

Selon la relation (II.7), il existe une fonction Φ , connue sous le nom de potentiel scalaire magnétique :

$$\vec{H} = \overrightarrow{\text{Grad}} \Phi \quad (\text{II. 9})$$

L'équation générale de ce modèle est la suivante :

$$\text{Div}(\mu \overrightarrow{\text{Grad}} \Phi) = \text{Div}(\vec{B}_r) \quad (\text{II. 10})$$

Il y a peu de problèmes particuliers avec ce modèle, et la technique actuelle lui permet gérer des situations tridimensionnelles complexes.

II.2.2.2 Modèle magnétostatique vectorielle

Dans ce MRV, il y a un courant non nul dans le stator, qui est indépendant du temps, donc le terme $\frac{\partial B}{\partial t} = 0$, donc les champs électriques et magnétiques sont découplés. Les nouvelles équations de Maxwell sont associées aux courants électriques et peuvent être présentées comme les phrases suivantes :

$$\overrightarrow{\text{Rot}} \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II. 11})$$

$$\text{Div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II. 12})$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II. 13})$$

L'équation (II.12) permet de définir le potentiel vectoriel magnétique $\vec{A}$ une variable auxiliaire essentielle à l'analyse complète des équations de Maxwell. Ce potentiel peut être formulé à partir de l'induction magnétique $\vec{B}$ comme suit :

$$\vec{B} = \overrightarrow{\text{Rot}} \vec{A} \quad (\text{II. 14})$$

La définition complète du potentiel vectoriel magnétique nécessite la spécification de sa divergence, généralement obtenue grâce à l'application de la jauge de coulomb :

$$\text{Div } \vec{A} = 0 \quad (\text{II. 15})$$

En combinant toutes ces relations précédentes, on aboutit à la célèbre équation de Poisson suivante [Ree 00], [Nat 92] :

$$\overrightarrow{\text{Rot}} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{Rot}} \vec{A} \right) = \vec{J} + \overrightarrow{\text{Rot}} \left(\frac{1}{\mu} \vec{B}_r \right) \quad (\text{II. 16})$$

II.2.3 Modèle magnétodynamique

Le modèle magnétodynamique prédit le comportement électromagnétique du MRV en mode dynamique [Lab_1 14], ce qui implique de changer les sources de courant ou de tension dans le temps. Autrement dit, la présence des courants induits couple les champs électriques et magnétiques, tels que définis par le terme $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \neq 0$.

Considérons les trois équations de Maxwell (II.1), (II.2) et (II.3) sans terme source :

$$\overrightarrow{\text{Rot}} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II. 17})$$

$$\overrightarrow{\text{Rot}} \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II. 18})$$

$$\text{Div } \vec{B} = 0 \quad (\text{II. 19})$$

L'équation (II.19) montre qu'il existe un vecteur $\vec{A}$. Le potentiel vecteur $\vec{A}$. Joue un rôle crucial dans la connaissance de toutes les grandeurs physiques, parmi lesquelles [Lab 18]

$$\vec{B} = \overrightarrow{\text{Rot}} \vec{A} \quad (\text{II. 20})$$

On ajoute à ces équations les lois caractéristiques au milieu, on a donc.

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{II. 21})$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{II. 22})$$

On remplaçant l'équation (II.17) dans (II.20), on obtient :

$$\overrightarrow{\text{Rot}} \vec{E} = -\frac{\partial(\overrightarrow{\text{Rot}} \vec{A})}{\partial t} = -\overrightarrow{\text{Rot}}\left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t}\right) \quad (\text{II. 23})$$

Et à partir de là nous avons :

$$\overrightarrow{\text{Rot}} \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (\text{II. 24})$$

Ceci implique $\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$ est un champ conservatif, il drive donc d'un potentiel scalaire électrique V tel que :

$$\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\overrightarrow{\text{Grad}} V \quad (\text{II. 25})$$

Donc

$$\vec{E} = -\left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \overrightarrow{\text{Grad}} V\right) \quad (\text{II. 26})$$

A partir de l'équation (II.18) et de l'équation (II.21) nous avons :

$$\overrightarrow{\text{Rot}} \left(\frac{1}{\mu} \vec{B} \right) = \vec{J} \quad (\text{II. 27})$$

En remplaçant les équations (II.5) et (II.20) dans l'équation (II.27), on obtient :

$$\overrightarrow{\text{Rot}} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{Rot}} \vec{A} \right) = \vec{J}_{ex} + \sigma \vec{E} + \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) \quad (\text{II. 28})$$

$$\overrightarrow{\text{Rot}} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{Rot}} \vec{A} \right) = \vec{J}_{ex} - \sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \overrightarrow{\text{Grad}} V \right) + \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) \quad (\text{II. 29})$$

$$\overrightarrow{\text{Rot}} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{Rot}} \vec{A} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \sigma \overrightarrow{\text{Grad}} V - \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) = \vec{J}_{ex} \quad (\text{II. 30})$$

Dans les expressions ci-dessus, les variables $-\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$ et $\sigma(\vec{u} \wedge \vec{B})$ reflètent la densité de courant induit, qui exprime le caractère dynamique des phénomènes électromagnétiques à la fois dans le temps et dans l'espace. Si les courants dus au mouvement sont nuls et le $\vec{\text{Grad}} V$ dans l'axe de symétrie est nul, alors l'équation système (II.30) devient :

$$\vec{\text{Rot}} \left(\frac{1}{\mu} \vec{\text{Rot}} \vec{A} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_{ex} \quad (\text{II. 31})$$

$$\text{Div } \vec{B} = 0 \quad (\text{II. 32})$$

Les coordonnées cartésiennes sont utilisées pour écrire l'équation en termes scalaires de la formule (II. 31) :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} = J_{zex} \quad (\text{II. 33})$$

II.3 Utilisation de l'approche par la méthode des éléments finis pour la résolution numérique

Les équations aux dérivées partielles ont été utilisées de manière extrêmement grossière et fréquente à travers des méthodes expérimentales dans le domaine des dispositifs informatiques électriques. La tentation de résoudre ces équations numériquement s'est accrue avec le développement des ordinateurs et de l'analyse numérique. Un groupe de chercheurs de l'Université du Colorado a utilisé une méthode des différences finies pour calculer la distribution de l'induction magnétique dans les machines électriques, qui a été l'une des premières tentatives d'analyse numérique des équations de Maxwell en génie électrique. Récemment [Raf 77], les problèmes elliptiques en génie électrique ont été résolus à l'aide de la méthode des éléments finis (FEM) utilisée en mécanique [Zie 71]. Les courants de Foucault dans les matériaux magnétiques et conducteurs sont également pris en compte par une approche par éléments finis présentée par Foggia et Sabonnadière [Lab_2 18], [Fog 79].

On peut donner un aperçu des différentes méthodes de résolution d'un système d'équations aux dérivées partielles :

- **Méthode des différences finis (MDF) :**

Il s'agit de la méthode la plus ancienne, mais également la plus simple à mettre en œuvre. Son principe repose sur les étapes suivantes :

- Appliquer une grille de points sur le domaine étudié, avec une résolution suffisamment fine

pour assurer une bonne approximation de la géométrie.

- Approcher les dérivées en utilisant les différences finies, basées sur un développement en série de Taylor, en chaque point de la grille (x_i, y_i) .
- Établir les équations aux différences correspondant aux équations du modèle, en remplaçant les équations initiales par des expressions algébriques en chaque point, où chaque valeur dépend de ses voisins immédiats, formant ainsi un système algébrique de n équations.
- Résoudre ce système sous forme matricielle en intégrant les conditions aux limites, qu'elles soient de type Dirichlet, Neumann, mixtes, périodiques ou autres.

Le principal inconvénient de cette méthode est sa difficulté à s'adapter aux géométries complexes des machines. Pour pallier cette limitation, elle est souvent combinée avec la méthode des éléments finis afin de traiter des problèmes d'évolution temporelle.

▪ **Méthode des volumes finis (MVF) :**

La méthode des volumes finis (MVF) est une technique numérique dérivée de la méthode des différences finies (MDF). Cette méthode consiste à subdiviser La zone d'étude dans les volumes primaires de sorte que chaque volume est entouré de b Ganglion rétinien (ceux dont la divergence est limitée). Cette méthode a connu de grands progrès dans la modélisation en mécanique des fluides, et même dans la modélisation d'autres branches du génie scientifique [Suh 80].

▪ **Méthode des éléments finis (MEF) :**

Bien que la méthode des éléments finis (MEF) soit une approche numérique courante pour résoudre les équations aux dérivées partielles (EDP), notamment celles de Maxwell, son application directe concerne une formulation intégrale équivalente du problème, et non les équations différentielles elles-mêmes. Ceci est généralement réalisé via l'une des deux stratégies distinctes. [Tai 02] [Fog 79]:

- La méthode des résidus pondérés ou la méthode de projection consistant à réduire le résidu résultant de l'approximation de la fonction inconnue.
- La méthode variationnelle vise à résoudre des problèmes en minimisant une fonctionnelle, correspondant souvent à l'énergie totale du système.

Cette méthode (MEF) a l'avantage de pouvoir bien s'adapter aux domaines complexes des machines électriques, ce qui se traduit par une amélioration notable du temps de calcul et de la taille mémoire.

II.3.1 Restrictions aux frontières

La corrélation des conditions aux limites est essentielle pour résoudre les équations aux dérivées partielles électromagnétiques dans un domaine de recherche particulier. Des conditions seront imposées sur les limites de la zone d'étude en fonction de la nature du problème à l'étude. Il existe deux types de conditions :

➤ Restrictions de Dirichlet

La valeur du potentiel vecteur magnétique A sur la limite externe du domaine d'étude est une valeur constante.

$$A = Cte \quad (II. 34)$$

Le long de la limite de champ à l'infini, Ces valeurs sont prises égales à zéro $A = 0$.

➤ Restrictions de Neumann

Les résultats de l'étude seront symétriques pour le système qui est à la fois physiquement et géométriquement symétrique. Par conséquent, la condition de Neumann nous indique que la valeur du champ magnétique tangentiel est égale à zéro aux limites de la zone étudiée, nous permettant d'utiliser cette symétrie pour simplifier le problème avec un temps de traitement plus rapide en réduisant le domaine d'étude.

$$\frac{\partial \vec{A}}{\partial \vec{n}}|_S = 0 \quad (II. 35)$$

Avec

S : surface à laquelle la condition est définie, $\vec{n}$: vecteur normal à S .

II.3.2 Discrétisation par éléments finis

La précision des résultats en analyse par éléments finis dépend de la méthode de discrétisation et de la finesse de ce découpage en sous-domaines [Bou 07], [Sra 96], la discrétisation est donc une étape cruciale.

Nous devons remplacer les espaces fonctionnels continus par des espaces fonctionnels discrets afin de résoudre les équations de Maxwell. Pour ce faire, la zone d'étude D doit d'abord être discrétisée spatialement en étant découpée en éléments de forme géométriques simples.

Les dimensions du problème sont étroitement liées à la forme des éléments (2D ou 3D). Le maillage d'une géométrie (2D) peut avoir des triangles ou des rectangles comme sommets. A titre d'illustration, nous avons représenté sur la figure II.1 [Men 99].

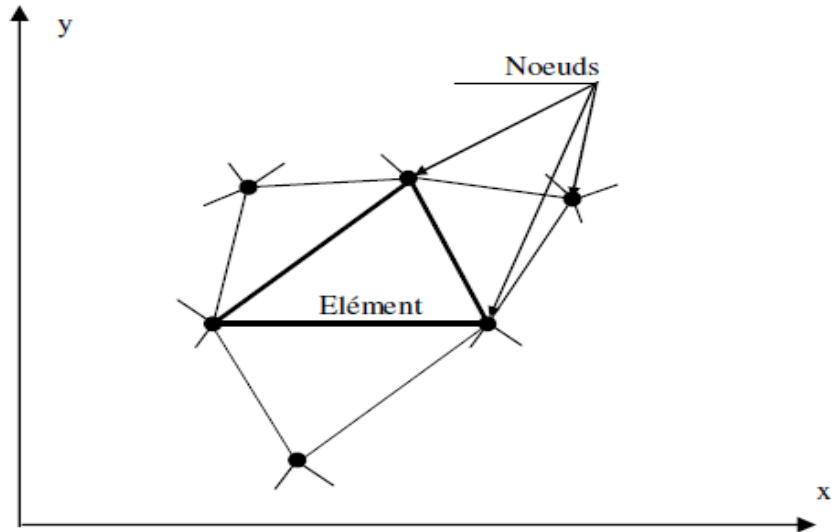


Figure II.1 : Discrétisation par éléments finis.

En utilisant la fonction d'interpolation nodale, qui prend en compte les coordonnées géométriques de ces nœuds ainsi que les valeurs des inconnues en leurs nœuds. En supposant que les inconnues dans ce domaine varient linéairement par rapport aux coordonnées, nous tentons de déterminer leurs valeurs. Une telle approche nécessite de relier à la fois le lieu examiné et son environnement.

On a l'inconnue A décrite par la fonction d'interpolation sous la forme [Cha 01] :

$$A(x, y, t) = \sum_{k=1}^{ns} w_k(x, y) A_k(t) \quad (\text{II. 36})$$

Le nombre de sommets dans cet élément est ns .

Le polynôme d'élément approximatif pour les éléments triples et quadruples est déterminé par ces coefficients (trois nœuds et six nœuds), respectivement, comme suit :

$$w_k(x, y) = a_k + b_k x + c_k y \quad (\text{II. 37})$$

$$w_k(x, y) = a_k + b_k x + c_k y + d_k x^2 + e_k xy + f_k y^2 \quad (\text{II. 38})$$

Les éléments trigonométriques sont fréquemment utilisés pour calculer le champ dans les structures électromagnétiques [Sad 89]. Le seul avantage de cette subdivision trigonométrique est qu'elle peut être appliquée à n'importe quelle configuration géométrique et peut gérer des équations de base.

L'utilisation de fonctions d'approximation pour l'inconnu comme fonction de test est connue sous le nom de méthode de Galerkin pour les résidus pondérés. A l'aide de cette méthode, on peut construire un système algébrique sur les conditions aux limites du modèle magnétodynamique de la forme suivante :

$$[K][A] + [T] \frac{d}{dt} [A] = [F] \quad (\text{II. 39})$$

[A] : Ce vecteur contient les inconnues du problème, représentant spécifiquement les valeurs nodales du potentiel magnétique.

[K] : Appelée matrice de rigidité, ses valeurs dépendent des propriétés magnétiques des matériaux concernés.

[T] : Il s'agit de la matrice de conduction (diffusion). Les matrices [K] et [T] sont toutes deux symétriques, définies positives et creuses.

[F] : Cette fonction vectorielle prend en compte les sources de champ, notamment les courants, les tensions et les aimants. Par conséquent, le processus de calcul pour parvenir à une solution consiste à déterminer les valeurs ($A_1, A_2, \dots, A_n$) que prend la fonction inconnue $A(x,y)$ en chaque nœud de chaque élément fini [Lab_1 14], [Sab 88].

En cas de situation statique, la relation (II.39) se limite à :

$$[K][A] = [F] \quad (\text{II. 40})$$

II.3.3 Le couplage avec les équations du circuit électrique

Connaître les conditions de la source est important pour résoudre les équations différentielles créées précédemment. Typiquement, l'inductance est commandée soit par le courant, soit par la tension. La tension est chargée dans la plupart des problèmes d'électrotechnique. On ne sait pas quelle intensité de courant j'ai été effectivement observée dans cette situation. Nous disposons d'un système matriciel de l'équation électrique basé sur la loi de Faraday pour représenter le couplage entre les équations du circuit et les équations magnétiques locales [Tai 02] :

$$[V(t)] = [R][i(t)] + \frac{d}{dt}[\varphi(t)] \quad (\text{II. 41})$$

Les vecteurs des tensions, courants, flux et résistances statoriques sont représentés par les matrices $[V]$, $[i]$, $[\varphi]$ et $[R]$. Les termes fondamentaux pour exprimer le couplage des équations magnétiques et électriques sont la densité de courant $J(t)$ en fonction du courant $i(t)$ et le flux φ en fonction du potentiel vecteur A , [Pir 88].

On peut représenter la densité de courant J par :

$$J(t) = \frac{N_{sp} i(t)}{S_{en}} \quad (\text{II. 42})$$

On peut exprimer le flux en fonction du potentiel vecteur A [Sad 93], [Ren 85] comme suit :

$$\varphi_a = N_{sp} PL(\langle A_1 \rangle - \langle A_2 \rangle) \quad (\text{II. 43})$$

Où N_{sp} , S_{en} et $\langle A_1 \rangle$, $\langle A_2 \rangle$ désignent respectivement le nombre de spires par phase, la surface des encoches, ainsi que les valeurs moyennes du potentiel vectoriel sur les éléments correspondant aux encoches d'entrée et de sortie de la phase.

Dans ce contexte, N_{sp} désigne le nombre de spires par phase, S_{en} désigne la surface des encoches, tandis que $\langle A_1 \rangle$, $\langle A_2 \rangle$ désignent les valeurs moyennes du potentiel vectoriel magnétique au sein des éléments associés respectivement aux encoches d'entrée et de sortie de la phase.

On peut écrire pour le terme $[F_j]$, et le vecteur $[\varphi]$:

$$[F_j] = [D][i] \quad (\text{II. 44})$$

$$[\varphi] = [G][A] \quad (\text{II. 45})$$

Où $[D]$ et $[G]$ sont des matrices dont les entrées sont déterminées par les coordonnées des nœuds, la quantité de fils et la surface d'encoche par phase. La relation listée ci-dessous [Dav 84] relie les deux matrices :

$$[D] = \frac{1}{PL} [G]^T \quad (\text{II. 46})$$

Un système d'équations différentielles est généré en combinant les expressions (II.39) , (II.41), (II.44) et (II.45), permettant de modéliser l'ensemble du système, c'est-à-dire les structures et circuits électromagnétiques. Ce système matriciel est ce que nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} [K] & -[D] \\ [0] & [R] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [A] \\ [i(t)] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [0] & [T] \\ [G] & [0] \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [A] \\ [i(t)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] \\ [V(t)] \end{bmatrix} \quad (\text{II. 47})$$

II.3.4 Résolution pas à pas dans le temps

En utilisant un système de tension variable pour alimenter la MRV, les courants statoriques deviennent donc variables au fil du temps. Le calcul pas à pas consiste à calculer approximativement la dérivée temporelle du potentiel vecteur $\vec{A}$ dans l'équation magnétique (II. 31). Deux options sont présentées ici :

II.3.4.1 Approximation simple

Si le pas de temps Δt est jugé suffisamment petit, des différences finies peuvent être utilisées pour décrire la dérivée partielle par rapport au temps d'un potentiel vecteur $\vec{A}$. [Lam 06]

$$\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \simeq \frac{\Delta \vec{A}}{\Delta t} = \frac{\vec{A}_k - \vec{A}_{k-1}}{\Delta t} \quad (\text{II. 48})$$

Supposons qu'un problème d'éléments finis en magnétodynamique soit résolu à l'aide d'une source de tension. Distinguer les régions du stator et du rotor. Selon le domaine considéré, les équations sont en effet simplifiées :

Sur le stator :

$$\begin{cases} \overrightarrow{Rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot}(\vec{A}) \right) - \frac{I_i}{S_{en}} \vec{n} = 0 \\ U_i = R_{ph} \cdot I_i + \frac{I}{S_{en}} \iint_S \beta \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \cdot \vec{n} dS \end{cases} \quad (\text{II. 49})$$

Où $\vec{n}$ représente le vecteur unitaire normal à la section du conducteur, et β tient compte du sens de parcours de l'encoche :

+1 pour les encoches aller et -1 pour les encoches retour.

Concernant le rotor :

$$\overrightarrow{\text{Rot}}\left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{Rot}}(\vec{A})\right) - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = 0 \quad (\text{II. 50})$$

L'application de l'approximation de la dérivée par rapport au temps donne l'expression suivante :

Au stator :

$$\begin{cases} \overrightarrow{\text{Rot}}\left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{Rot}}(\vec{A}^k)\right) - \frac{I_i^k}{S_{en}} \vec{n} = 0 \\ R_{ph} \cdot I_i + \frac{I}{S_{en}} \iint_S B \cdot \frac{\vec{A}^k - \vec{A}^{k-1}}{\Delta t} \cdot \vec{n} dS - U_i = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 51})$$

Au rotor :

$$\overrightarrow{\text{Rot}}\left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}}(\vec{A}^k)\right) - \sigma \frac{\vec{A}^k - \vec{A}^{k-1}}{\Delta t} = 0 \quad (\text{II. 52})$$

Si on sépare les termes à l'instant $k - 1$, et à l'instant k , on obtient :

Au stator :

$$\begin{cases} \overrightarrow{\text{Rot}}\left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}}(\vec{A}^k)\right) - \frac{I_i^k}{S_{en}} \vec{n} = 0 \\ R_{ph} \cdot I_i + \frac{I}{S_{en}} \iint_S B \cdot \frac{\vec{A}^k}{\Delta t} \cdot \vec{n} dS - U_i = \frac{I}{S_{en}} \iint_S B \cdot \frac{\vec{A}^{k-1}}{\Delta t} \cdot \vec{n} dS \end{cases} \quad (\text{II. 53})$$

Au rotor :

$$\overrightarrow{\text{Rot}}\left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}}(\vec{A}^k)\right) - \sigma \frac{\vec{A}^k}{\Delta t} = -\sigma \frac{\vec{A}^{k-1}}{\Delta t} \quad (\text{II. 54})$$

En partant de la valeur initiale $\vec{A}^0$ de l'inconnue, on procède à des calculs successifs. Les termes de la séquence $\vec{A}^k$ sont déterminés en résolvant itérativement le système mentionné. Par conséquent, la valeur de l'inconnue $\vec{A}^k$ dépend de manière fonctionnelle du temps t , où $t = k \cdot \Delta t$.

II.3.4.2 Approximation de Crank-Nicholson

La méthode de Crank-Nicholson, également connue sous le nom de schéma de Crank-Nicholson, est une méthode numérique populaire pour résoudre des équations aux dérivées partielles (EDP) ce qui la rend bien adaptée à une large gamme d'applications [Ark 87].

$$\overrightarrow{Rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{Rot} \vec{A} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \frac{Ii}{S_{en}} \vec{n} \quad (\text{II. 55})$$

En exprimant cette équation à deux instants successives $k - 1$ et k , on obtient :

$$\begin{cases} \overrightarrow{Rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{Rot} \vec{A}^{k-1} \right) + \sigma \left. \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right|_{k-1} = \frac{Ii^{k-1}}{S_{en}} \vec{n} \\ \overrightarrow{Rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{Rot} \vec{A}^k \right) + \sigma \left. \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right|_k = \frac{Ii^k}{S_{en}} \vec{n} \end{cases} \quad (\text{II. 56})$$

On calcule la somme de ces deux équations (II. 56) :

$$\overrightarrow{Rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{Rot} \vec{A}^{k-1} \right) + \overrightarrow{Rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{Rot} \vec{A}^k \right) + \sigma \left[\left. \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right|_{k-1} + \left. \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right|_k \right] = \frac{\vec{n}}{S_{en}} [Ii^{k-1} + Ii^k] \quad (\text{II. 57})$$

Crank-Nicholson propose une approximation du potentiel vecteur $\vec{A}_k$ à l'instant $k - 1$ par :

$$\vec{A}_k = \frac{1}{2} \left[\left. \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right|_{k-1} + \left. \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right|_k \right] \cdot \Delta t + \vec{A}_{k-1} \quad (\text{II. 58})$$

Ainsi, l'équation (II.57) devient la suivante :

$$\overrightarrow{Rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{Rot} \vec{A}^k \right) + \frac{2\sigma}{\Delta t} \vec{A}^k = \frac{Ii^k}{S_{en}} \vec{n} + \left[\overrightarrow{Rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{Rot} \vec{A}^{k-1} \right) - \frac{2\sigma}{\Delta t} \vec{A}^{k-1} - \frac{2\sigma}{\Delta t} \vec{A}^{k-1} \right] \quad (\text{II. 59})$$

À l'instant -1 tous les termes de la partie droite sont connus, ce qui permet de calculer l'inconnue $\vec{A}^k$ à l'instant k .

II.3.5 Non-linéarité

La courbe d'aimantation, communément appelée diagramme B - H , est la courbe de réponse des matériaux magnétiques. La formule $B = \mu H$ semble assez simple. Comme la perméabilité μ

dépend de H , cette relation n'est en fait pas linéaire, ce qui nécessite de représenter la fonction $B(H)$. La non-linéarité des matériaux magnétiques est difficile à utiliser efficacement.

La perméabilité reste constante lorsque l'induction magnétique est faible ; Cependant, à mesure que l'induction augmente, la saturation magnétique apparaît et la perméabilité diminue. Ce dernier est donc affecté par le degré d'induction :

$$\mu = \mu_0 \mu_r(|\vec{B}|) = \mu_0 \mu_r(|\text{rot } \vec{A}|) \quad (\text{II. 60})$$

Du fait des propriétés des matériaux magnétiques, le système d'équations matricielles aux éléments finis à résoudre est non linéaire. L'algorithme de Newton-Raphson est utilisé pour rendre compte de ce phénomène. Il s'agit de linéariser le système à chaque itération. Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour résoudre le système d'équations non linéaires. Pour sa convergence rapide, l'équation de Newton-Raphson a été utilisée [Meu 02], [Lef 06].

II.4 Modélisation électromagnétique de la machine à réluctance variable 12/8

Dans cette section, nous décrivons la modélisation d'un prototype réel de machine à réluctance variable (MRV) en utilisant la MEF pour les analyses magnétiques statiques et dynamiques. Le modèle magnétique statique est étudié en deux phases : d'abord, une analyse du comportement électromagnétique dans les positions extrêmes du rotor, à savoir la position alignée et la position désalignée ; ensuite, une étude des variations de courant dans le circuit externe en fonction des différentes positions angulaires du rotor, depuis la position alignée jusqu'à la position désalignée, pour déterminer les propriétés statiques en configuration désalignée.

Nous mettons également en lumière les phénomènes dynamiques en calculant le couple total. Pour ce faire, nous appliquons la méthode des éléments finis à une modélisation dynamique qui intègre le couplage avec le circuit externe tout en tenant compte de la saturation du circuit magnétique. Le déplacement du rotor est simulé grâce à la méthode de la ligne de glissement, associée à une technique de couplage entre le circuit magnétique de la machine et le circuit d'alimentation externe, en utilisant le logiciel ANSYS. Par ailleurs, l'approche par table de correspondance, implémentée dans l'environnement Matlab-Simulink, permet d'estimer le couple dynamique à partir des données sur le courant électrique et le couple statique.

- Principales utilisations d'ANSYS dans la conception et l'analyse du MRV :

ANSYS est un outil puissant et complet utilisé pour la conception et l'analyse de moteurs à réluctance variable (MRV). Grâce à ses fonctionnalités avancées, les ingénieurs peuvent effectuer une analyse électromagnétique pour simuler le flux de champ magnétique à l'intérieur du moteur, comprendre les chemins de flux magnétique et leur effet sur la production de couple, évaluer l'effet de la saturation magnétique dans les matériaux et étudier la relation entre le courant et la force magnétomotrice (MMF) et le champ magnétique dans l'entrefer. Le logiciel permet également de calculer le couple résultant à différents angles de rotor et d'analyser l'effet de la conception des dents et des tolérances géométriques, ce qui améliore la compréhension des performances du moteur.

De plus, l'analyse électromagnétique peut être combinée à l'analyse thermique pour évaluer l'effet de l'augmentation de la température, ainsi que pour analyser les contraintes mécaniques résultant des forces électromagnétiques. Dans le domaine de la conception et de l'optimisation des moteurs, ANSYS contribue à améliorer la forme des dents, le nombre de pôles et la répartition des enroulements, pour réduire les vibrations et le bruit et augmenter l'efficacité, tout en étudiant la dynamique de fonctionnement du moteur lors des changements de vitesse ou de charge.

L'analyse dynamique permet d'étudier les performances du moteur dans différentes conditions de fonctionnement, telles que le démarrage, l'arrêt ou les changements instantanés de courant ou de tension. Toutes ces fonctionnalités contribuent à obtenir une simulation précise des performances du moteur avant la fabrication, ce qui permet de réduire les coûts en détectant et en corrigeant les erreurs au stade de la conception, en augmentant l'efficacité du moteur, en réduisant les pertes d'énergie et en accélérant le processus de conception en analysant plusieurs scénarios.

Pour prédire les performances du prototype MRV 12/8 à partir du calcul des grandeurs globales, la modélisation bidimensionnelle (2D) s'avère adéquate. La figure II.2 illustre ses dimensions géométriques [Fai 06].

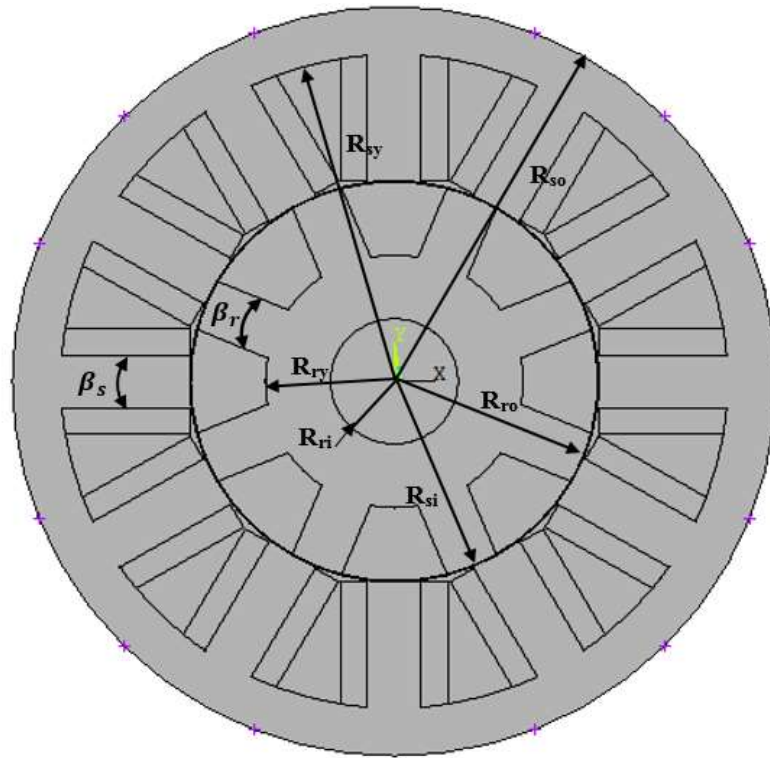


Figure II.2 : Spécification des dimensions du prototype MRV 12/8

Tableau II.1 : Principales dimensions du prototype MRV 12/8

Paramètres dimensionnels	Notation	Dimensions
Longueur active	L	151 mm
Rayon extérieur de stator	R_{so}	89.8 mm
Rayon intérieur de culasse stator	R_{sy}	78.4 mm
Rayon intérieur de stator	R_{si}	48.18 mm
Rayon extérieur de rotor	R_{ro}	47.82 mm
Rayon extérieur de culasse rotor	R_{ry}	30.3 mm
Rayon de l'arbre	R_{ri}	15 mm
Arc polaire du stator	β_s	15° (12.61 mm)
Arc polaire du rotor	β_r	15° (12.52 mm)
Epaisseur d'entrefer	E	0.36 mm

N spires pour pair de pôle	N_s	110 (55)
Encoche	L	12 mm
Bobine de section	S	362 mm ²

➤ Propriétés des matériaux

Le système étudié est divisé en trois régions distinctes :

- **L'air** : Il est modélisé par un matériau dont la perméabilité magnétique relative est $MUX=1$.
- **Les encoches statoriques** : Elles sont constituées d'un matériau caractérisé par une perméabilité magnétique de $MUX=1$, et une résistivité électrique spécifique. Dans notre cas, le matériau utilisé est le cuivre, dont la résistivité est ($RSVX=1.724 \cdot 10^{-8} \Omega m$).
- **La culasse** : Elle est composée d'un matériau magnétique défini par une courbe de magnétisation $B(H)$.

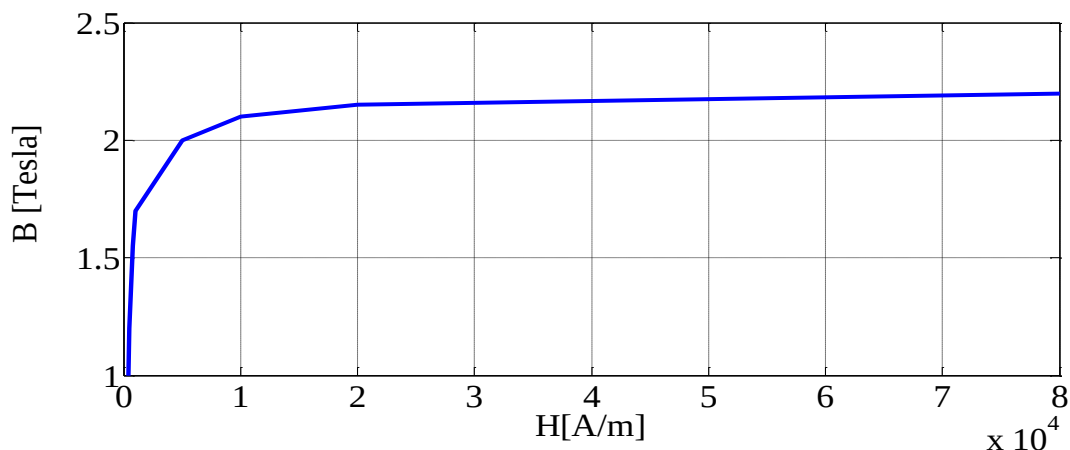


Figure II.3 : Courbe d'aimantation $B(H)$

Nous avons intégré la répartition du maillage dans le logiciel ANSYS. (Figure II.4) pour la modélisation numérique du MRV 12/8, où l'on peut Observer que la taille des éléments est plus grande aux limites de la machine. Et de plus en plus petit au niveau de l'entrefer où la ligne de glissement (voir figure II.5) est de plus en plus au centre (L'arbre) du MRV, et inversement. La taille des éléments est critique dans le calcul des tailles globales. Les éléments plus petits produisent des résultats plus précis mais prennent plus de temps à calculer, Et inversement. Ainsi, pour optimiser le temps de calcul tout en garantissant des résultats précis, l'utilisation d'éléments plus petits doit être limitée aux zones où les variations des valeurs de résultat sont significatives,

tandis que des éléments plus grands peuvent être employés dans les régions présentant peu de variations. Ce schéma de répartition sera appliqué à l'ensemble des modélisations statiques et dynamiques de notre étude.

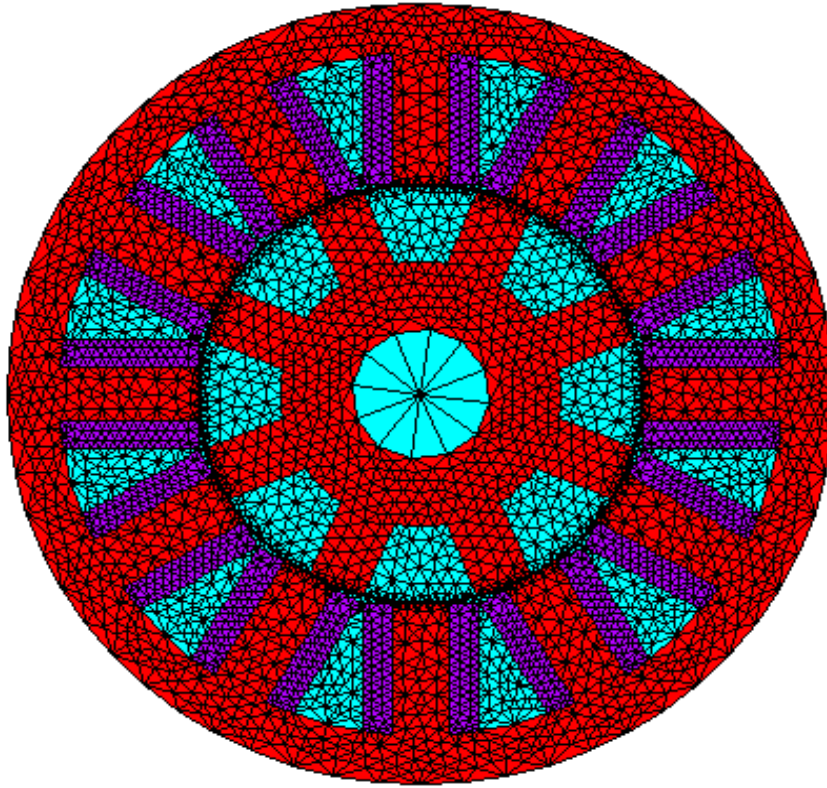


Figure II.4 : Répartition du maillage sur la MRV 12/8

II.4.1 Considération du mouvement

Le stator et le rotor se déplacent l'un par rapport à l'autre dans les machines électriques. Pour simuler le problème électromagnétique, ce mouvement doit être pris en compte ainsi que les fluctuations temporelles des courants des sources de courant.

L'introduction du mouvement dans les simulations électromagnétiques de structures à parties mobiles simples et invariantes peut être réalisée grâce à un référentiel unique et au terme $\vec{u} \wedge \vec{B}$, avec une vitesse u . Inversement, lorsque la géométrie du rotor est complexe ou que la disposition des conducteurs varie, deux référentiels distincts sont utilisés : l'un pour la partie fixe et l'autre pour la partie mobile. Dans ces conditions, le potentiel vectoriel magnétique dans chaque référentiel doit respecter l'équation (II.33).

Pour modéliser le mouvement du rotor, la technique de la ligne de glissement utilise un contour fermé (une ligne de glissement en 2D ou une surface de glissement en 3D) positionné dans l'entrefer [Zen_3 23]. Ce contour sert d'interface pour connecter les domaines stator et rotor maillés séparément, [Mez 04], [Pre 88]. Une condition préalable à cette méthode est un maillage uniforme au sein de l'entrefer lui-même (Figure II.5) [Cha 01], [Bou 07]. Malgré sa simplicité de mise en œuvre relative, cette approche est limitée aux rotations discrètes du rotor, la taille du pas étant dictée par la discrétisation spatiale de la ligne de glissement.

La technique du maillage unique pour la simulation électromagnétique consiste à discrétiser le déplacement angulaire du rotor via une ligne de glissement (ou surface) au sein d'un maillage structural unifié. Si le pas de déplacement fixe de cette approche fixe le pas de calcul temporel, il limite son applicabilité principalement aux opérations à vitesse constante ou faiblement variable, notamment à grande vitesse de rotation. Cependant, la méthode des lignes de glissement présente l'avantage crucial de conserver les propriétés symétriques des matrices d'éléments finis sans générer de variables de calcul supplémentaires [Bou 07], [Rac 07]. Compte tenu de ces compromis, cette méthode sera adoptée pour la modélisation statique et dynamique du MRV afin de déterminer ses caractéristiques dans différentes positions.

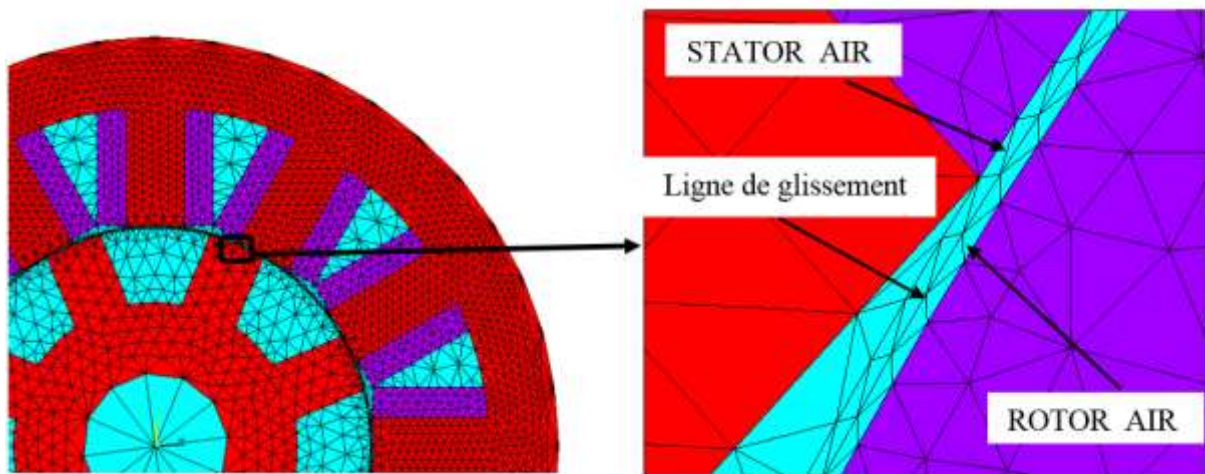


Figure II.5 : Représentation de la ligne de glissement et distribution des éléments triangulaires dans la région de l'entrefer du MRV12/8.

II.4.2 Les caractéristiques statiques

Pour déterminer les performances du MRV, il est nécessaire d'établir des relations entre le flux total et la position du rotor compte tenu des courants de phase de la machine. Le processus de détermination des caractéristiques de la machine à l'aide de FEM est développé, en tenant compte des dimensions de la machine, des circonstances d'excitation et du nombre de spires par phase. Pour obtenir une caractérisation précise du MRV, cette approche conserve spécifiquement les propriétés non-linéaires du matériau de stratification.

La première phase comprend la spécification de la géométrie de la machine à simuler ainsi que la création du modèle. La figure II.6 décrit le modèle géométrique de la machine, et le tableau II.1 et [Fai 06] détaillent ses dimensions. La figure II.4 représente la distribution du maillage de la machine.

Dans l'étape suivante, la modélisation par éléments finis utilisant la méthode du circuit est connectée, et cette fois, la bobine est pilotée par une source de courant continu pour mieux comprendre comment le MRV répond aux valeurs de courant variables. Le circuit électrique externe et sa source de courant doivent être connectés au circuit magnétique. Ensuite, la position angulaire du rotor est ajustée si nécessaire.

Les pôles du stator et du rotor doivent être orientés de sorte que leurs centres coïncident dans la position alignée. En revanche, la position non alignée est le milieu du rotor inter polaire de l'entrefer du pôle du stator. Sur la base des données de densité de flux calculées par FEM, il est possible de déterminer le flux total pour les positions alignées et non alignées.

Il n'y a pas de techniques analytiques pour déterminer le flux total, mais elles sont compatibles avec des hypothèses qui vous disent quelle est l'omission. Flux de fuite [Kri 01], où le flux total dans la position non alignée ne peut pas être calculé analytiquement car les chemins de fuite sont inconnus à l'avance. Par considération, Le calcul analytique du débit de fuite est difficile. La FEM a un avantage sur les approches analytiques en ce sens qu'elle prend en compte tous les facteurs présents dans le dispositif, tels que les comportements non linéaires ou les flux de fuite, etc. L'équation électrique, l'équation magnétique et la propriété $B(H)$ qui doivent être résolues constituent souvent cette approche computationnelle dans notre modélisation. La recherche de propriétés invariantes dans le cas non linéaire est rendue possible par cette modélisation.

II.4.3 Résultats graphiques

Afin de comprendre la majorité des phénomènes statiques du prototype proposé, nous examinerons les caractéristiques ainsi que les résultats graphiques dans les deux positions extrêmes (la position alignée et non alignée).

Nous avons appliqué un courant continu de 4 A avec une densité de courant électrique constante pour les résultats graphiques dans les deux positions extrêmes, ce qui suggère que cette valeur n'a pas dépassé la valeur maximale admissible du matériau en cuivre de $5 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$. Comme le montre la figure II.8, la bobine a reçu un courant de 4 A, ce qui a donné une valeur de la densité de courant électrique qui a atteint jusqu'à $0,244 \cdot 10^7 \text{ A/m}^2$ pour toutes les positions du rotor car cette valeur n'est proportionnelle qu'à la surface de l'encoche.

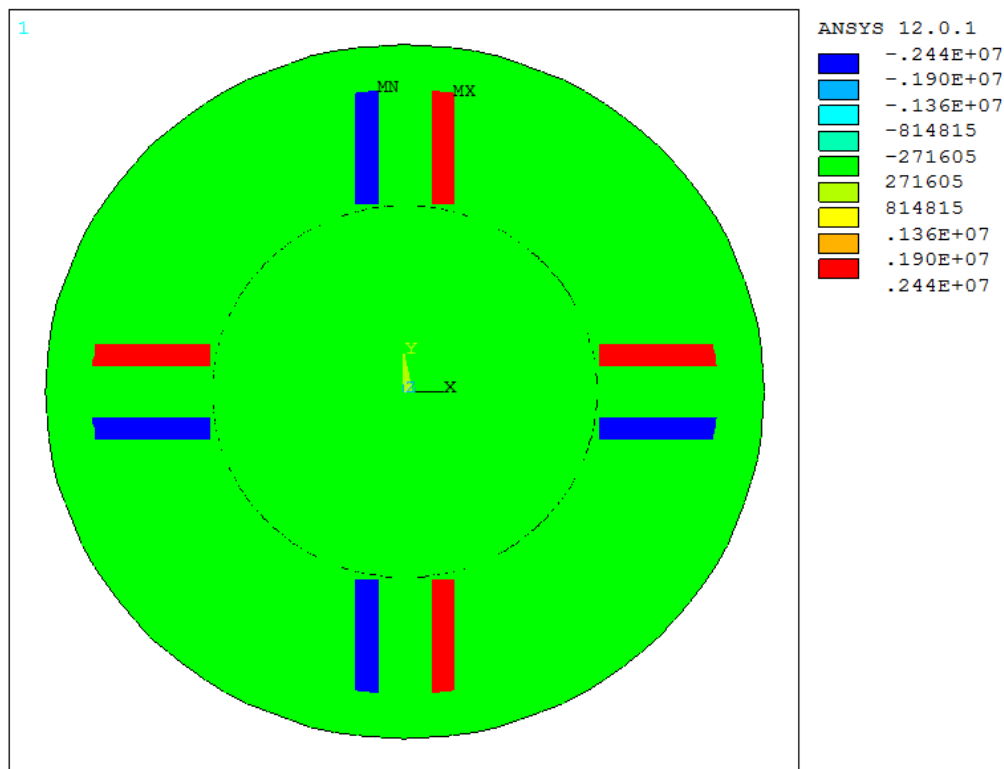


Figure II.6 : Intensité du courant électrique

L'entrefer entre le stator et le rotor est l'endroit où les lignes de flux se croisent, à un pourcentage d'environ 100 %. Les fuites entre les électrodes voisines sont la raison pour laquelle le flux est faible. Malgré la petite taille de l'écart de flux, FEM en a tenu compte. Dans la figure, vous pouvez voir la distribution de la ligne de flux. Dans la figure II.7, où le fer sert de direction pour les conduites d'écoulement, il est évident que les fuites et les déviations d'écoulement sont

plus élevées en position non-alignée qu'en position alignée. Parce que les pôles du rotor et du stator sont en opposition, cela se produit. Le calcul de l'inductance est nettement plus facile à réaliser lorsque les pôles du stator et du rotor sont alignés, comparé aux positions où ils ne le sont pas.

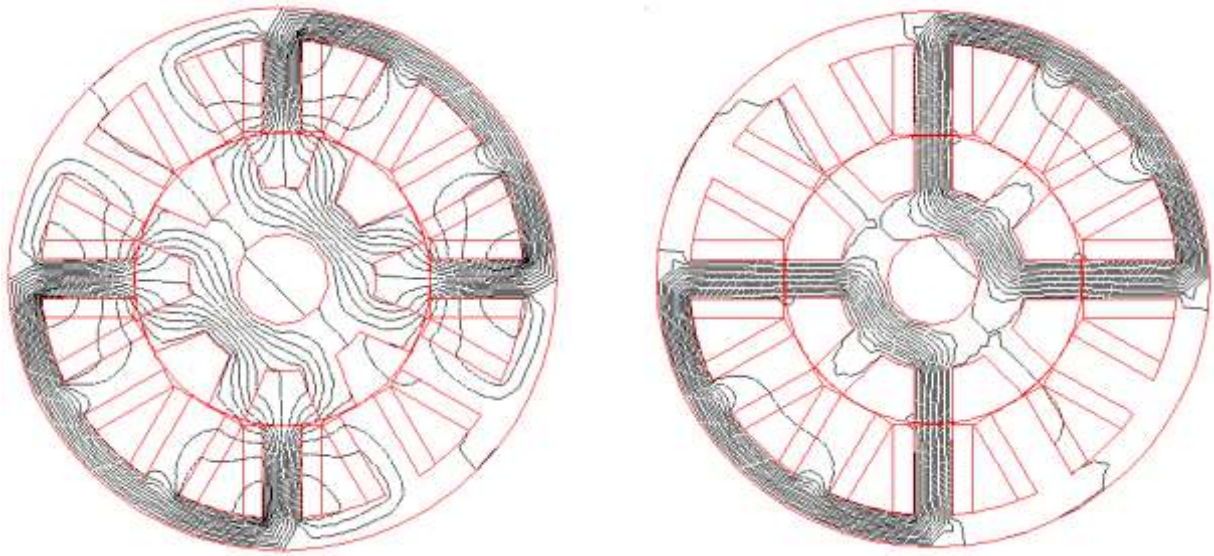


Figure II.7 : *Disposition des lignes de champ magnétique dans les deux positions extrêmes alignée et non-alignée.*

La figure II.8 illustre la répartition du potentiel vecteur AZ dans la machine étudiée. Il est notable que cette distribution présente une quasi-symétrie par rapport aux axes des pôles, quel que soit le cas extrême considéré, à savoir les positions alignée et désalignée des pôles statiques et rotoriques. Cette symétrie relative indique une répartition équilibrée du flux magnétique dans ces deux configurations, ce qui est crucial pour évaluer les performances électromagnétiques du prototype. Une telle distribution permet de mieux comprendre les interactions entre les champs magnétiques générés par les enroulements du stator et le rotor en fonction de leurs positions relatives. En outre, cette observation peut également servir de base pour affiner la conception de la machine, en minimisant les pertes et en optimisant l'efficacité globale.

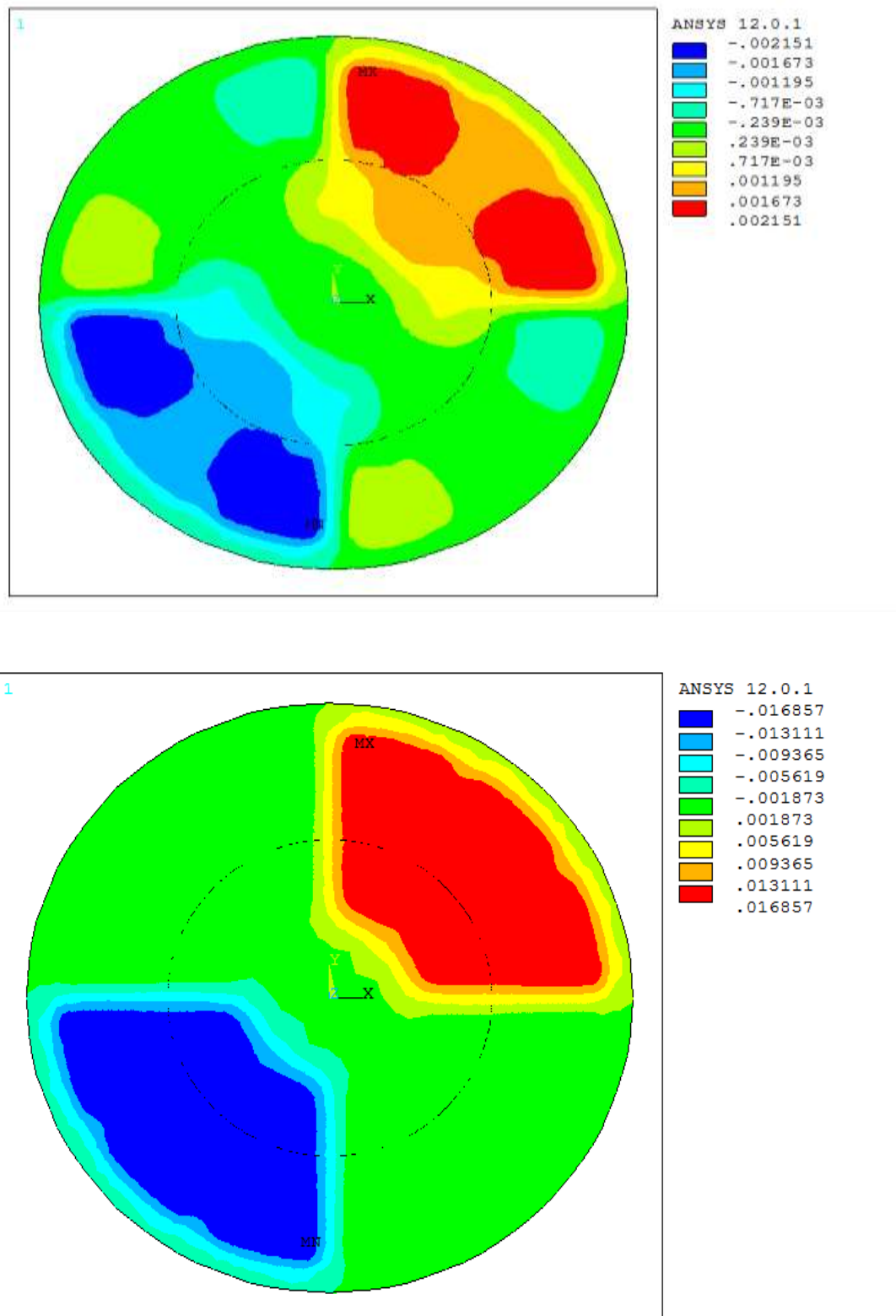


Figure II.8 : Potentiel vecteur magnétique AZ dans les deux positions alignée et non-alignée.

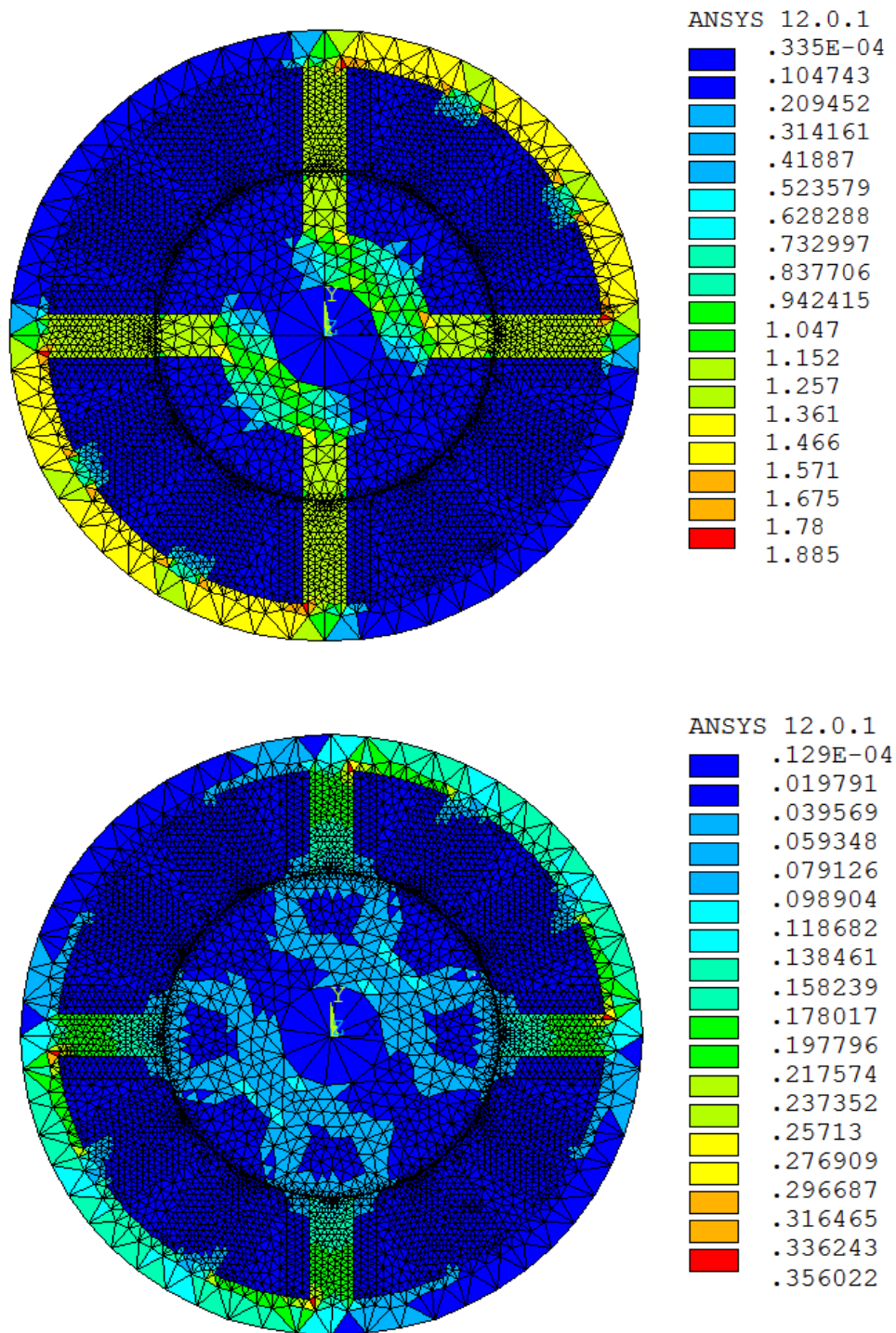


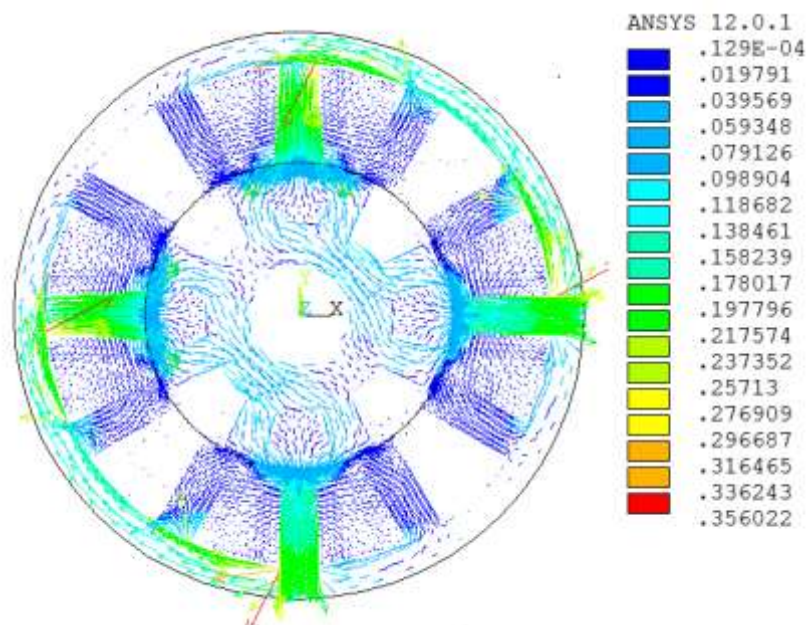
Figure II.9 : Distribution de la densité de flux magnétique pour les deux positions alignée et non-alignée.

La figure II.9 illustre la répartition de la densité de flux magnétique obtenue dans les deux positions extrêmes du rotor, à savoir la position alignée et la position non alignée. On remarque que la distribution est globalement symétrique, et que la valeur de l'induction magnétique

augmente en suivant la courbe d'aimantation $B(H)$ (présentée dans la figure II.3) jusqu'à atteindre la zone de saturation. Cela indique que le circuit magnétique est saturé dans certaines zones.

L'analyse du circuit magnétique du MRV révèle des caractéristiques de densité de flux distinctes selon les positions du rotor. Les valeurs moyennes varient de 0,158 T à 0,178 T en position non alignée, augmentant significativement jusqu'à 0,942 T à 1,047 T en position alignée. De plus, des maximums localisés aux angles du circuit magnétique atteignent jusqu'à 1,885 T en position alignée et 0,356 T en position non alignée. Ce contraste marqué souligne la variation substantielle de densité de flux entre les deux configurations et indique directement la présence d'une saturation magnétique.

La figure II.10 présente une représentation visuelle des directions du vecteur d'induction magnétique dans le circuit magnétique MRV12/8 pour les positions extrêmes alignées et non alignées.



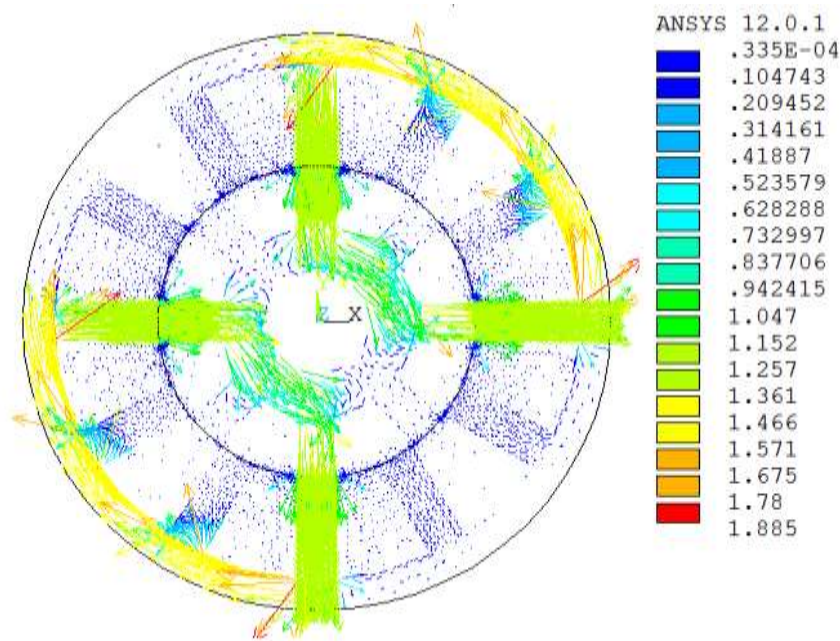


Figure II.10 : Les vecteurs d'induction magnétique les deux positions alignée et non-alignée.

Les résultats graphiques présentés concernent le prototype MRV 12/8 choisi, en tenant compte d'une caractéristique magnétique $B(H)$ non-linéaire et avec une seule valeur de courant appliquée. Ces représentations permettent d'observer en détail la distribution des lignes de flux magnétique, la répartition de la densité de flux et les orientations des vecteurs d'induction magnétique. Ces données sont essentielles pour analyser le comportement du circuit magnétique dans les deux configurations limites, révélant ainsi les différences dans la circulation du flux magnétique et les effets des variations de position entre le stator et le rotor.

II.4.4 Analyse de résultats de courbes

En appliquant les équations précédentes, notamment celles relatives à la corrélation du flux, à l'inductance, il est possible d'évaluer plusieurs caractéristiques essentielles de la machine à réluctance variable (MRV). Parmi ces propriétés figurent l'intensité du champ magnétique, l'inductance, la densité du flux magnétique, la constante de couple ainsi que la relation entre le flux et le courant. De plus, la résolution de l'équation de magnétique permet de déterminer la tension associée au vecteur magnétique, fournissant ainsi une meilleure compréhension du comportement électromagnétique du système.

Ces relations sont essentielles pour une modélisation précise de la MRV. Les résultats obtenus à l'aide de la méthode des éléments finis (FEM) permettent d'analyser et de déterminer la répartition du flux, l'inductance ainsi que le couple statique, en fonction de la position angulaire

du rotor, de l'intensité du courant et de la perméabilité magnétique. À partir de l'analyse graphique précédente, il est possible d'étudier les caractéristiques d'un MRV 12/8 tout au long du cycle électrique, notamment l'évolution de l'inductance, la relation flux-courant et la variation du couple statique.

Dans cette étude, nous avons pris en compte les propriétés magnétiques non linéaires, représentées par la relation $B=f(H)$. L'application d'une large gamme d'amplitudes de courant n'est pas envisageable dans ce contexte. Toutefois, en régime non linéaire, l'utilisation de la perméabilité issue de la relation $B=f(H)$ est indispensable pour déterminer avec précision les caractéristiques réelles du système et assurer une meilleure cohérence entre le modèle non-linéaires.

Les figures (II.11), (II.12) et (II.13) illustrent respectivement les caractéristiques statiques de la machine à réluctance variable (MRV), notamment le flux totale $\varphi(\theta, i)$, l'inductance $L(\theta, i)$ et couple statique $C(\theta, i)$. Dans les résultats graphiques précédents, nous avons présenté des images uniquement pour des cas particuliers. Toutefois, afin d'appréhender pleinement le comportement de la machine dans toutes les configurations possibles, une modélisation doit être réalisée pour l'ensemble des positions angulaires et des différentes valeurs de courant envisageables. Une fois cette modélisation effectuée, nous avons généré l'ensemble des représentations graphiques et extrait les caractéristiques correspondantes. Ces courbes caractéristiques ont ensuite été exploitées pour faciliter l'analyse et l'interprétation des résultats.

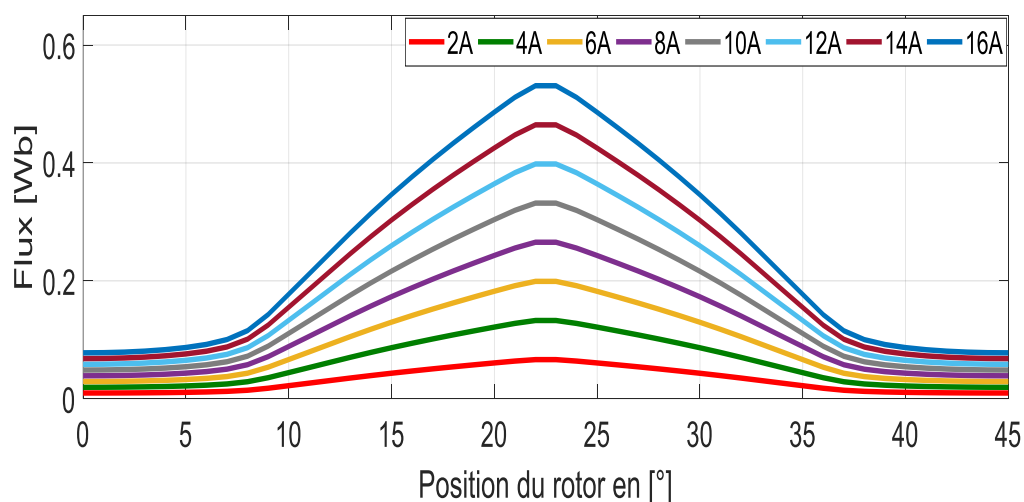


Figure II.11 : Courbe de flux magnétique selon l'angle du rotor pour différentes intensités de courant

La variation observée du flux total souligne la non-linéarité inhérente au champ magnétique et au circuit magnétique. Ceci est évident, car le flux total atteint sa valeur maximale précisément lorsque le rotor de la machine est aligné. A l'inverse, avec l'augmentation du courant (2-16 A), une saturation du débit total apparaît, ce qui entraîne un ralentissement de la vitesse d'augmentation de ces valeurs.

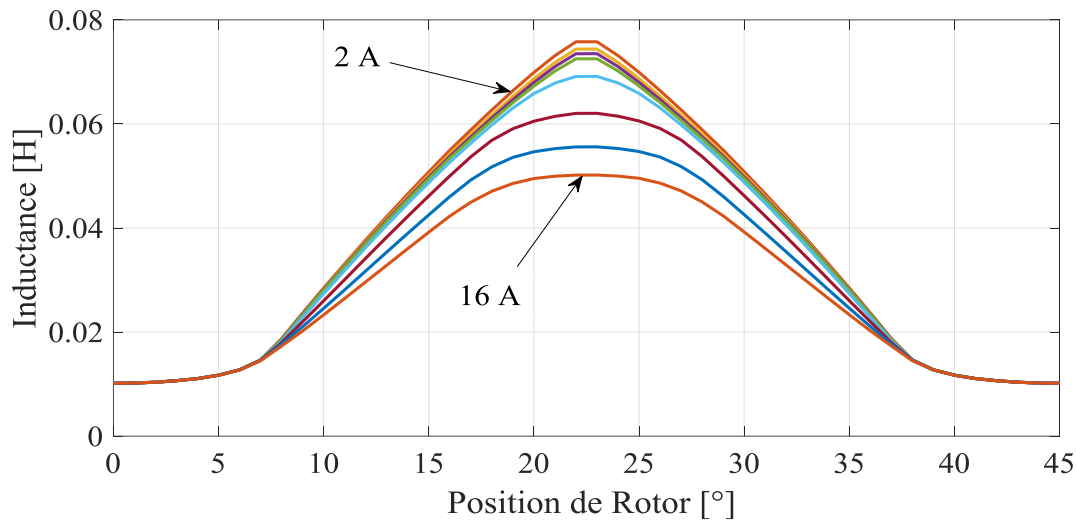


Figure II.12 : *Forme d'inductance pour différentes positions*

Les réseaux de courbes d'inductance représentent les résultats basés sur le flux et le courant total. D'après les résultats, nous pouvons conclure que deux facteurs principaux affectent le changement d'inductance : la position et la saturation. Aux petites valeurs de courant, nous observons une courbe d'inductance presque uniforme, ce qui signifie que le changement d'inductance ne dépend que de la position, car le processus se déroule dans la plage linéaire. Cependant, à mesure que les valeurs de courant augmentent, les courbes d'inductance s'éloignent. Selon la source [Lab_2 17], lors de la modélisation de l'inductance constante dans un circuit magnétique linéaire, une seule courbe apparaît. Dans la modélisation statique, l'inductance est considérée comme le résultat de l'analyse, tandis que dans la modélisation dynamique, l'inductance peut être utilisée comme paramètre de base pour déterminer le courant électrique.

Pour la position 22,5°, ou position d'alignement, l'évolution du couple constant (Figure. II.12) montre une symétrie presque parfaite. Nous pouvons ici observer deux éléments fondamentaux dans les modes de fonctionnement d'une machine à fréquence variable. La machine fonctionne en mode moteur sur la partie couple positive, et en mode générateur sur la partie couple négative, c'est-à-dire selon les valeurs des angles de commutation marche-arrêt pour une phase

donnée $(\theta_{on}, \theta_{off})$, en ligne avec les régimes de fonctionnement requis pour atteindre une performance optimale.

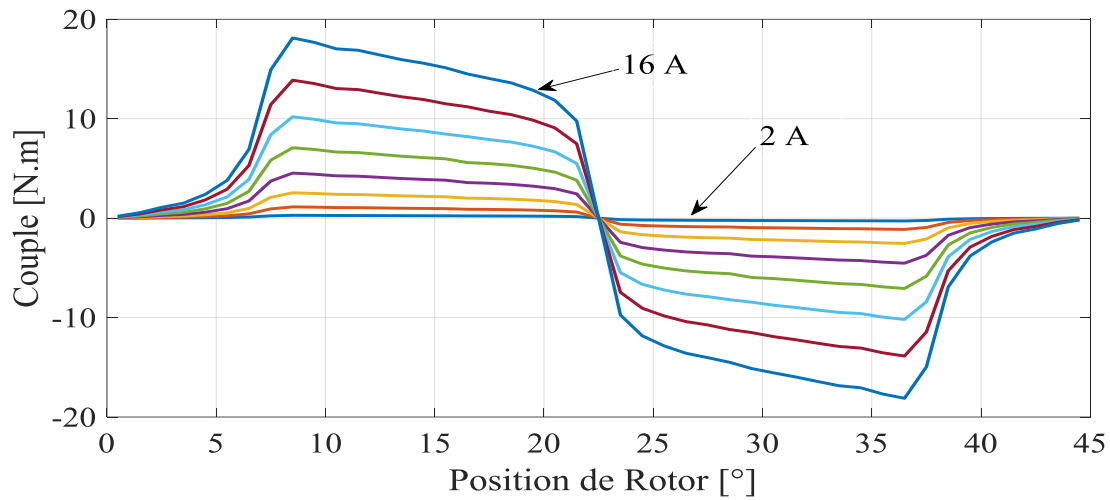


Figure II.13 : Développement du couple en fonction de l'angle de rotation à différentes valeurs de courant.

II.4.5 Analyse du Comportement Dynamique

Dans cette section, nous proposons une modélisation du comportement magnétodynamique de la machine en utilisant la méthode des éléments finis (MEF) de manière progressive dans le temps. Cette approche intègre la prise en compte de la ligne de glissement dans l'entrefer ainsi que le couplage avec un circuit extérieur, tout en considérant la géométrie et la non-linéarité de la courbe d'aimantation $B(H)$ du matériau constituant la MRV 12/8, précédemment étudiée. L'analyse se concentrera sur le régime moteur de la machine.

La méthode MEF, appliquée pas à pas dans le temps, se révèle particulièrement efficace pour la modélisation des MRV, notamment pour l'étude de divers phénomènes électromagnétiques intervenant dans différentes applications [Lab_1 17], [Lab_2 18], [Ben 97], [Jia 12]. Grâce à cette approche de modélisation dynamique, il est possible d'analyser en détail le comportement électromagnétique et les phénomènes dynamiques de la machine, quelle que soit la position du rotor et pour tous les points de sa structure géométrique.

Dans le premier chapitre, nous avons examiné les différentes catégories de convertisseurs statiques adaptés à l'alimentation de la MRV. L'utilisation d'un convertisseur statique est indispensable dans cette application, car le fonctionnement de la machine dépend de la position du

rotor et des paramètres de commande (θ_{on} , θ_{off}). L'onduleur le plus approprié et le plus couramment employé pour le moteur à réluctance variable est l'onduleur en demi-point asymétrique. Ce dernier offre plusieurs avantages par rapport aux autres solutions, notamment une indépendance de commande entre les phases, ce qui constitue un mécanisme de protection implicite grâce à la présence de l'enroulement du moteur entre les deux composants semi-conducteurs. De plus, cet onduleur permet une récupération optimale de l'énergie en cas de freinage et assure des performances. Il satisfait ainsi toutes les exigences de commande nécessaires pour garantir un fonctionnement fiable et efficace.

Le contrôle du courant dans les phases du moteur s'effectue en choisissant l'un des trois états possibles des commutateurs [Dan 11] :

- Lorsque les deux commutateurs d'un même bras sont activés, la phase est alimentée.
- Lorsque les deux commutateurs du bras sont ouverts, le courant diminue rapidement grâce aux diodes, marquant ainsi la phase de démagnétisation.
- Lorsqu'un seul commutateur du bras est activé, le courant diminue progressivement, correspondant à la phase de roue libre.

▪ Méthodologie de résolution

Pour résoudre le problème magnétodynamique du moteur à réluctance variable (MRV) en utilisant la méthode des éléments finis (MEF), il est nécessaire d'intégrer diverses approches analytiques, en tenant compte à la fois du mouvement et du couplage avec le circuit électrique. La conception de ce modèle requiert l'élaboration d'un algorithme adapté aux spécificités des données et du logiciel employé. En utilisant le langage APDL dans l'environnement du logiciel ANSYS, les principales étapes du processus peuvent être synthétisées sous forme d'un organigramme, permettant ainsi une meilleure structuration et optimisation de la modélisation.

La figure II.14 illustre la répartition de la densité du courant électrique pour quatre positions distinctes du rotor ($7^\circ, 15^\circ, 18^\circ, 22^\circ$). À 22° , on observe une diminution progressive du courant dans la deuxième phase, tandis que la troisième phase commence à s'activer. Ces variations restent proportionnelles aux valeurs des courants électriques.

La figure II.16 illustre la densité de flux magnétique pour quatre positions différentes du rotor ($7^\circ, 15^\circ, 18^\circ, 22^\circ$). On remarque que la répartition du flux est presque symétrique par rapport aux axes des pôles dans toutes les positions, ce qui est attribuable à la distribution uniforme de la densité du courant électrique. L'induction magnétique atteint une valeur maximale de 1.14 teslas

lorsque le rotor est à 15° . Cette augmentation s'explique par l'intensité élevée du courant à cette position (8A) et une densité de courant atteignant $17.87 \times 10^{-4} \text{ A/m}^2$. De plus, la section transversale de l'entrefer permettant le passage du flux entre le pôle du stator et celui du rotor est plus réduite par rapport aux autres positions, ce qui favorise une concentration accrue du flux magnétique.

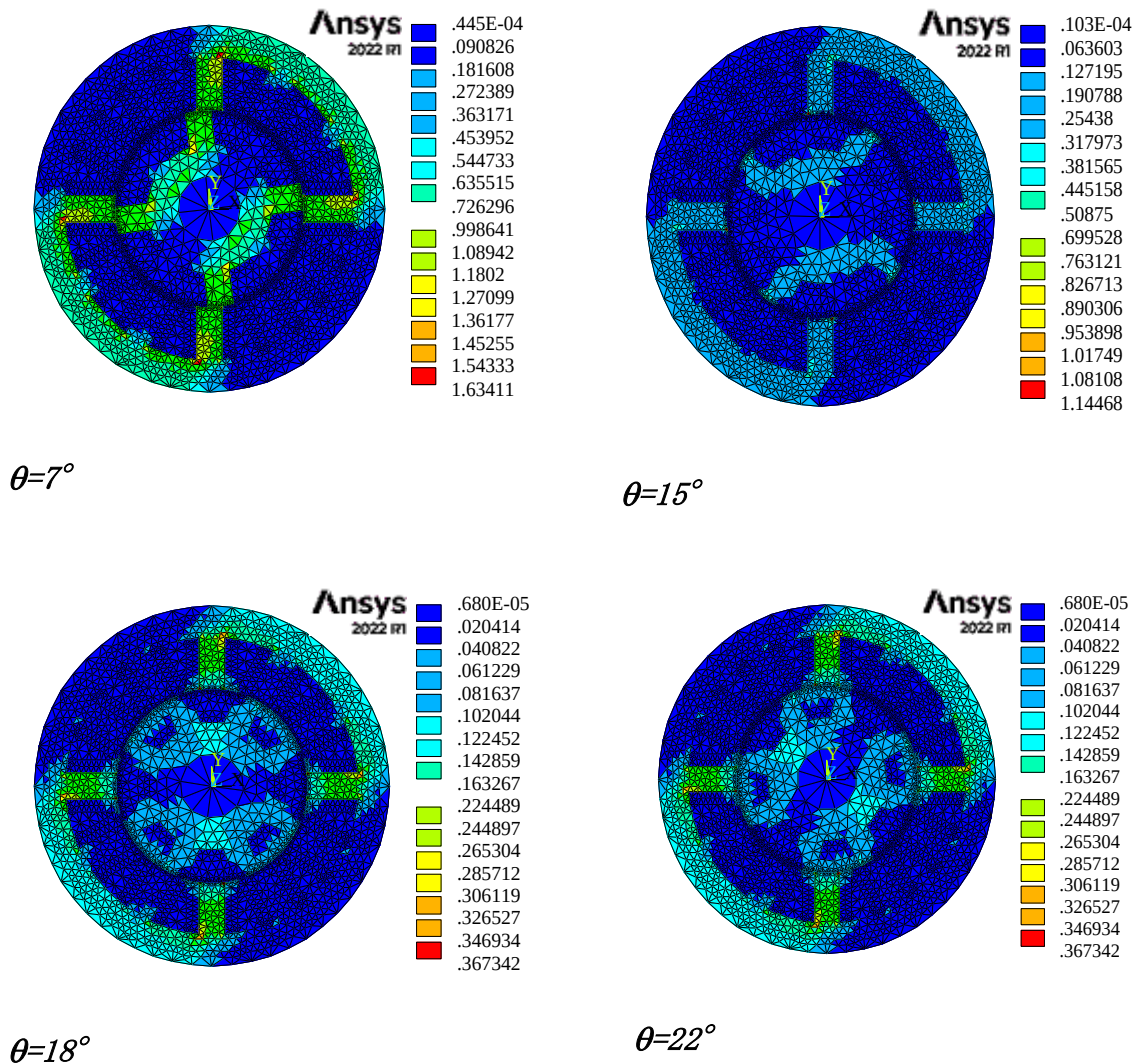


Figure II.14 : Représentation de la densité de flux magnétique pour diverses positions du rotor.

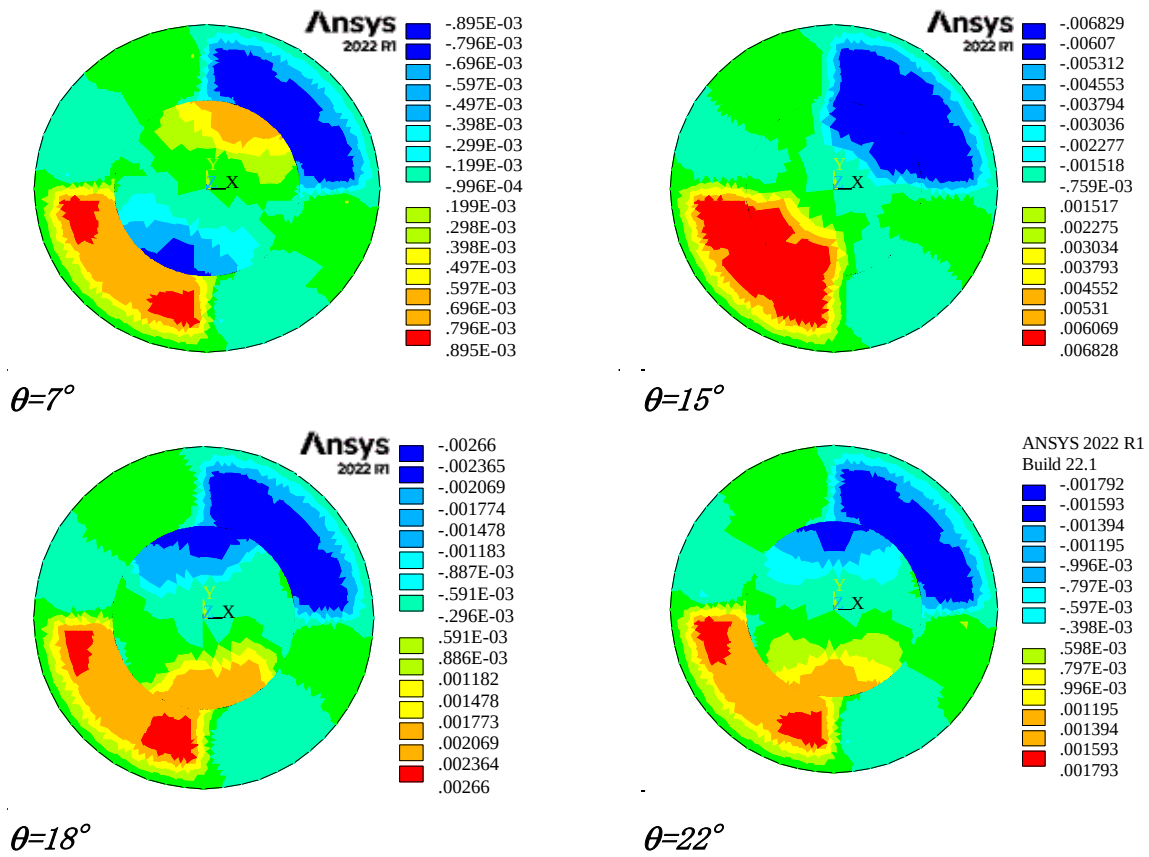


Figure II.15 : Représentation de Potentiel vecteur magnétique AZ pour diverses positions du rotor.

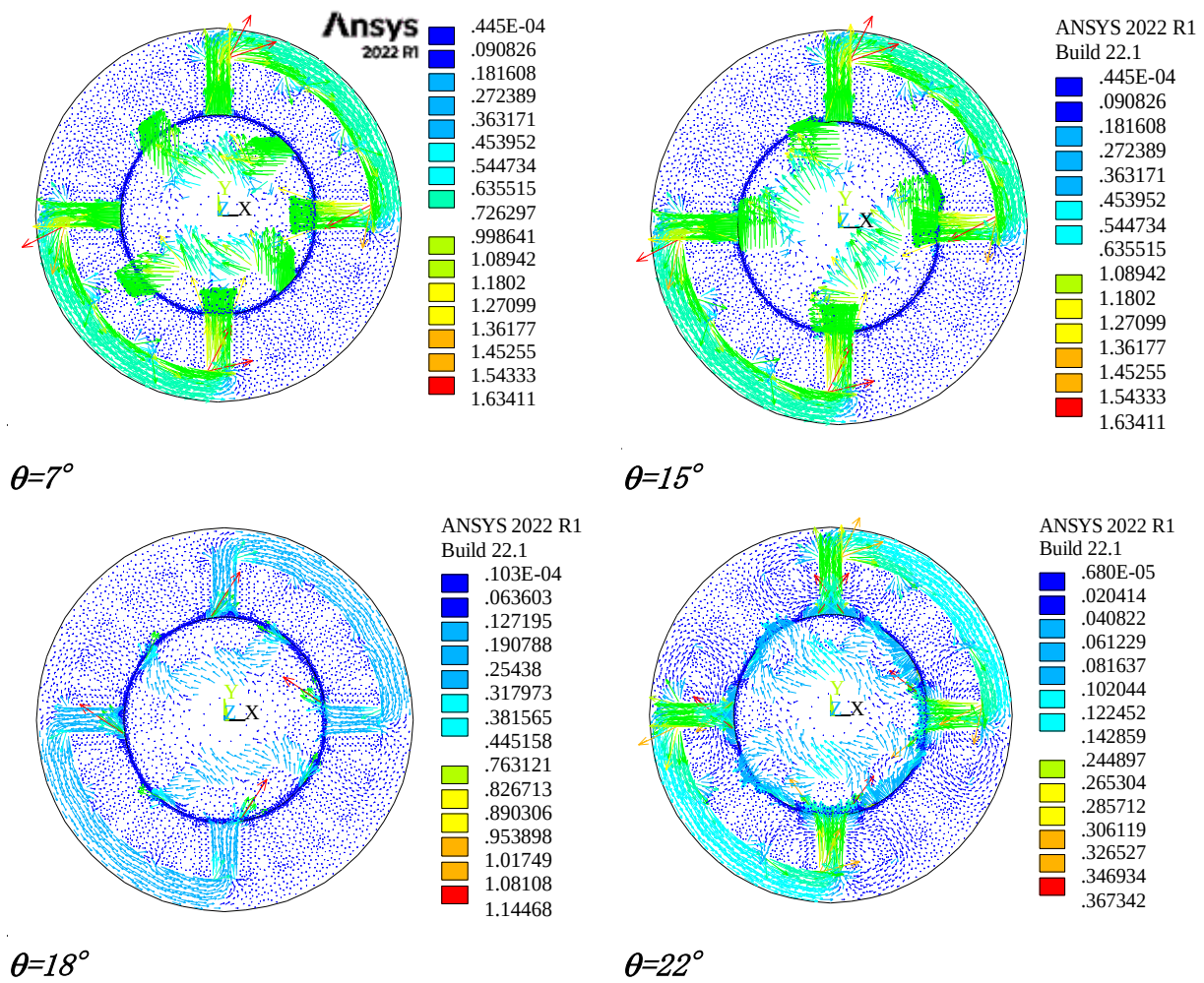


Figure II.16 : Représentation de la densité d'induction magnétique pour diverses positions du rotor.

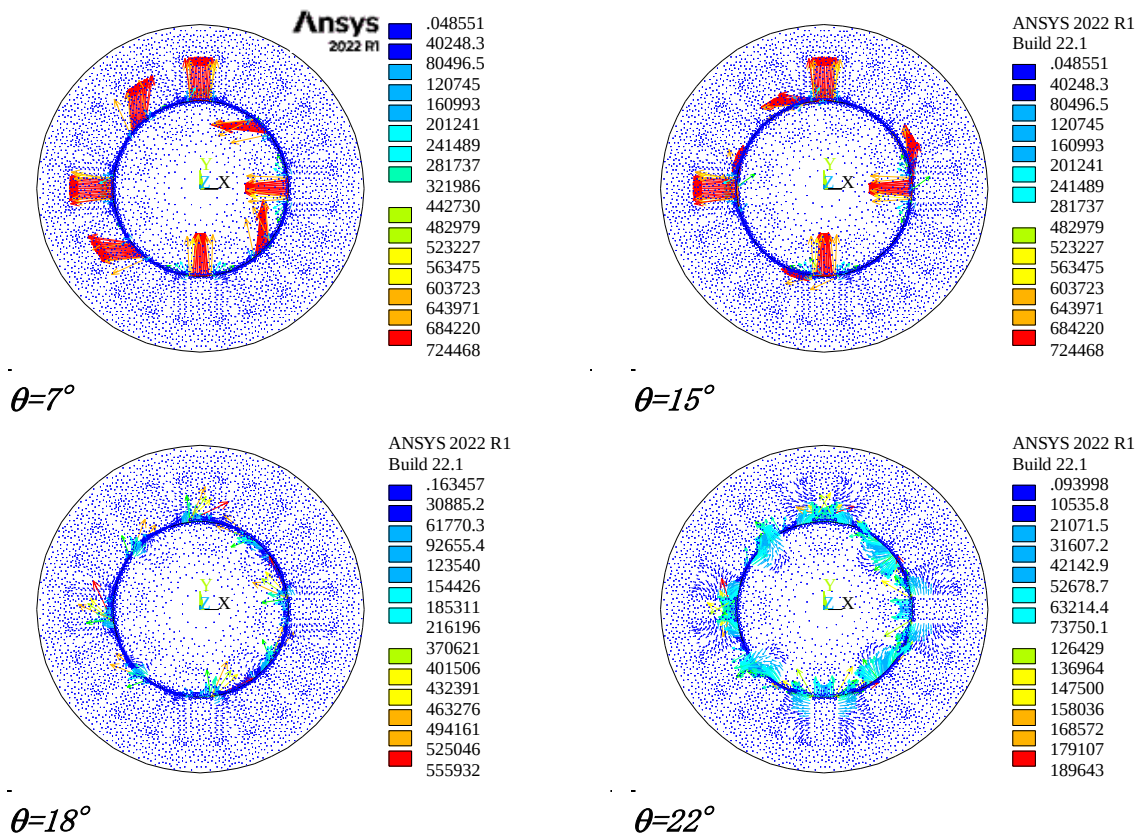
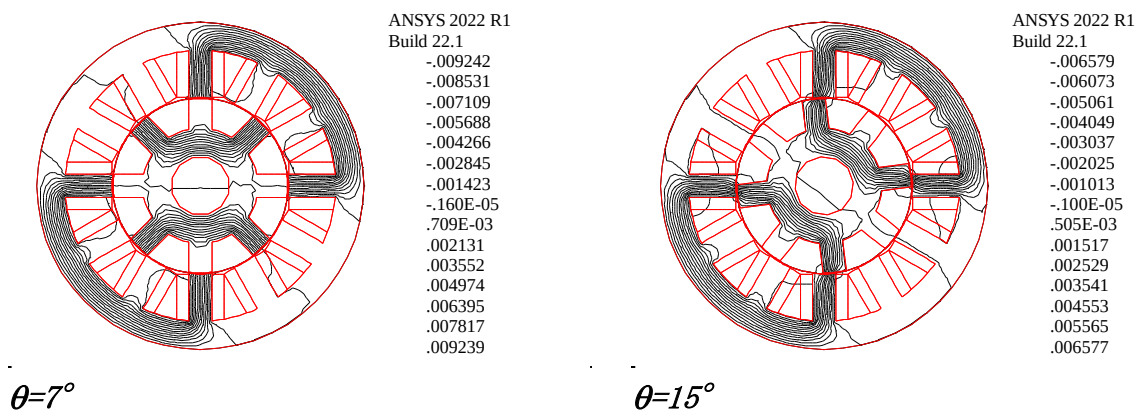


Figure II.17 : Représentation de la densité du champ magnétique pour diverses positions du rotor.



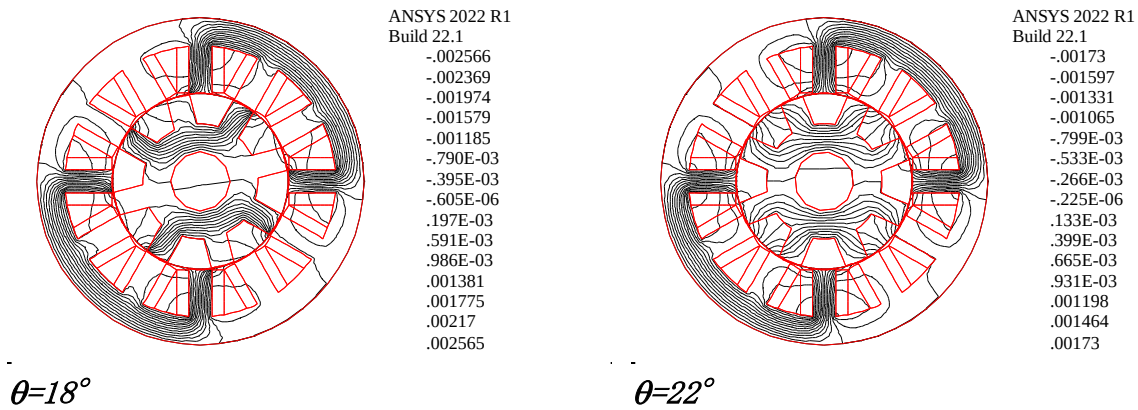


Figure II.18 : Représentation des lignes de flux pour diverses positions du rotor.

II.5 Conclusion

Ce chapitre nous a donné l'occasion d'introduire de nombreuses formules et modèles mathématiques, ainsi que de passer en revue les méthodes numériques utilisées pour résoudre les problèmes électromagnétiques. Nous avons également discuté en détail de la méthode des éléments finis (MEF) ainsi que de sa relation avec les équations des circuits électriques pour obtenir une plus grande précision dans l'analyse. Il est connu que les outils de calcul basés sur les éléments finis, lorsqu'ils sont combinés à des systèmes d'automatisation avancés, permettent l'application de techniques de calcul auto-adaptatives, fournissant des stratégies efficaces pour estimer les caractéristiques électromagnétiques des moteurs électriques avec une grande précision. Pour cette raison, nous avons choisi la méthode des éléments finis (MEF) comme modèle principal pour étudier les phénomènes électromagnétiques de la machine à réluctance variable (MRV).

Dans le cadre de la résolution de problèmes de couplage de circuits électriques et de couplage électromagnétique-mécanique, des stratégies à suivre pour parvenir à une estimation fiable des propriétés électromagnétiques sont présentées. Pour cela, le logiciel ANSYS a été utilisé en raison de ses capacités avancées qui répondent aux exigences de la machine à réluctance variable MRV 12/8.

À l'aide de ce modèle, les caractéristiques d'inductance et les statistiques de couple sont déterminées. Des images graphiques sont également présentées montrant la distribution de la force magnétique sur l'appareil aux deux positions.

Chapitre III :

***Control du moteur à
RV par les techniques
DITC et HCC***

III. 1 Introduction

La machine à réluctance variable (MRV) partage certaines similarités structurelles avec les machines à courant continu série et les machines synchrones à vitesse variable. Cependant, en matière de commande, elle se distingue profondément de ces types de machines. Cette différence s'explique notamment par le fait que l'inductance de la MRV dépend à la fois de la position du rotor et du courant d'excitation. Ainsi, même une légère variation de ces paramètres peut complexifier significativement la conception de stratégies de commande efficaces.

Contrairement à la plupart des machines électriques classiques, dont les paramètres sont souvent supposés constants quel que soit le régime de fonctionnement, la MRV présente un comportement fortement non linéaire. Cette non-linéarité rend la modélisation et la commande plus délicates, surtout lorsque des exigences de performance élevées sont requises, comme la réduction des ondulations de couple ou une réponse rapide en vitesse.

En conséquence, la MRV est généralement mieux adaptée aux applications à faibles exigences de performance [Kri 01]. Pour qu'elle puisse concurrencer les autres types de machines dans des contextes industriels exigeants, des approches de commande plus avancées et optimisées sont nécessaires afin d'améliorer son rendement global.

Les avancées scientifiques et technologiques récentes ont permis l'émergence de nombreuses techniques innovantes dans divers secteurs de l'ingénierie. Dans ce contexte, plusieurs solutions ont été proposées pour améliorer les performances de la machine à réluctance variable (MRV), qui est aujourd'hui perçue comme un choix prometteur pour certaines applications industrielles [Son 15], [Raj 14].

L'un des principaux défis liés à cette machine réside dans l'ondulation du couple, qui influe de manière significative sur d'autres performances du système, telles que la stabilité de la vitesse, le niveau sonore, et la précision du contrôle de position. Afin de surmonter ces limitations, la recherche s'est orientée vers le développement de diverses méthodes visant à réduire ces ondulations. La littérature spécialisée regorge ainsi de travaux portant sur la conception et la commande optimisée des moteurs à réluctance variable [Dik 15].

La commande basée sur le contrôle instantané du couple est considérée comme l'une des approches les plus efficaces pour exploiter pleinement les performances d'un moteur à réluctance variable (MRV). Cette méthode de commande se décline principalement en deux variantes : le contrôle direct du couple instantané (DITC — *Direct Instantaneous Torque Control*) et le contrôle indirect du couple (ITC — *Indirect Torque Control*).

Dans ce chapitre, nous nous concentrerons sur deux techniques spécifiques de commande :

Le contrôle direct du couple instantané (DITC), ainsi que le contrôle du courant par hystérésis (HCC — *Hysteresis Current Control*).

Une modélisation dynamique de la machine à réluctance variable (MRV) peut être réalisée en s'appuyant sur Calcul du couple instantané et du courant électrique à partir des caractéristiques statiques. via la méthode des éléments finis (MEF).

Cette approche présente plusieurs avantages notables, notamment la possibilité de générer un modèle non-linéaire de la MRV prenant en compte l'ensemble des paramètres. Elle permet également un accès détaillé aux différentes composantes de la machine, ce qui facilite la mise en œuvre de stratégies de commande précises et adaptées.

III. 2 Modèle dynamique du MRV à base MEF

L'estimation du couple instantané en MRV constitue un défi. De ce fait, plusieurs stratégies d'estimation ont été développées au fil du temps [Ind 00]. Les techniques d'estimation initiales établies n'ont pas pris en compte les caractéristiques non linéaires du modèle MRV. Pour pallier cette non-linéarité, des tables de correction ont été intégrées aux modèles linéaires. Toutefois, l'exactitude de l'estimation ne satisfait pas les limites d'erreur acceptables. Aujourd'hui, les modèles de machine sont générés à l'aide de données expérimentales et d'analyses par éléments finis. Les données collectées permettent ainsi d'obtenir une estimation de haute précision.

Les tables de correspondance de la machine contiennent différentes propriétés telles que $C(\theta, i)$, $C(\theta, \varphi)$, $C(i, \varphi)$. [Lab_2 18], [Pet 12] qui peuvent être utilisées pour estimer le couple instantané. Dans ce modèle, la caractéristique de couple statique $C(\theta, i)$ sera utilisée. Pour déterminer la caractéristique invariante de la paire utilisée dans la Figure III.1 pour l'estimation, la méthode des éléments finis (MEF) est employée. Afin de trouver le couple électromagnétique d'une phase, il est nécessaire de déterminer préalablement le courant électrique (i_{ph}) de cette phase et la position du rotor θ .

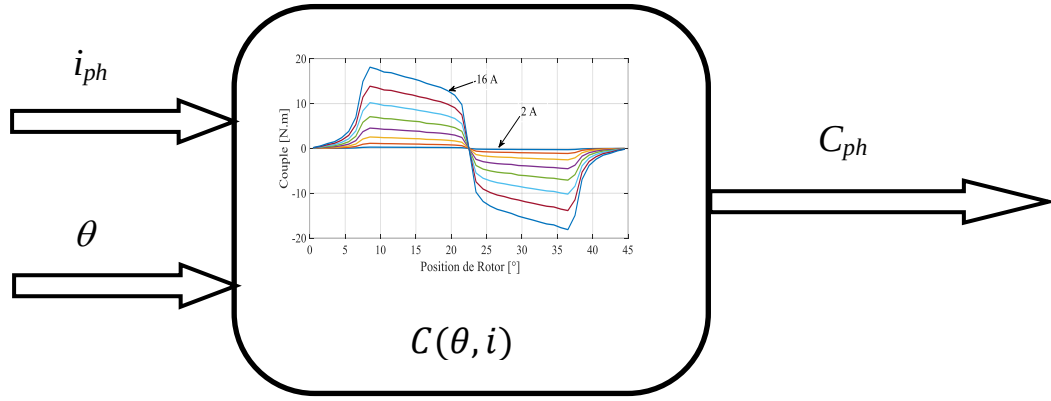


Figure III.1 : Estimation du couple instantané par l'utilisation du courant de phase et de la position du rotor.

La relation entre le courant et la tension est largement connue pour toutes les équations électriques de chaque phase :

$$u_{ph} = R_{ph}i_{ph} + \frac{d\varphi_{ph}}{dt} \quad (\text{III. 1})$$

Par conséquent, le flux total peut être estimé en utilisant l'intégration comme suit :

$$\varphi_{ph} = \int (u_{ph} - R_{ph}i_{ph}) dt \quad (\text{III. 2})$$

Pour obtenir un courant électrique en utilisant le flux et l'inductance comme suit :

$$i_{ph} = \frac{\varphi_{ph}}{L(\theta, i)} \quad (\text{III. 3})$$

Ensuite, en utilisant les équations ci-dessus, l'estimation de couple instantanée et l'estimation d'inductance, le diagramme de phase peut être déterminé. Un modèle non-linéaire pour une phase MRV est illustré à la figure III.2. Cependant, il ne s'agit que d'une représentation parmi d'autres., mais il existe d'autres façons d'accéder au modèle MRV non linéaire en utilisant les caractéristiques de débit total $\varphi(\theta, i)$ en fonction de courant de phase et position du rotor ou

caractéristiques de couple $C(i, \varphi)$ en fonction du courant de phase et du flux total...ect [Lab 15], [Son 15], [Pet 12].

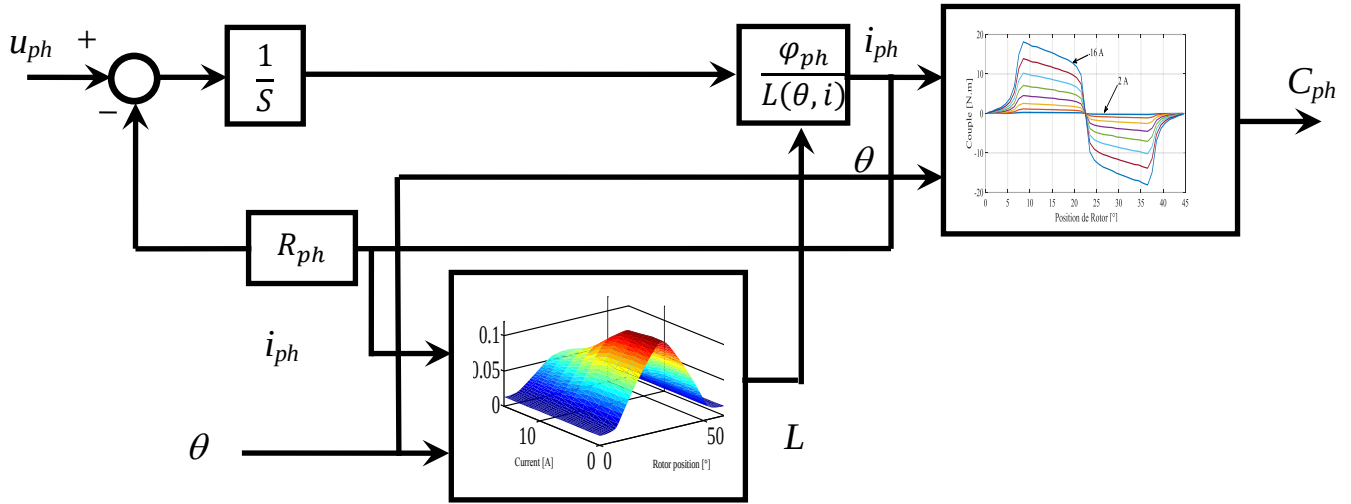


Figure III.2 : Schéma de simulation d'un modèle non- linéaire d'une phase de la MRV.

Pour sélectionner un modèle MRV dynamique, les étapes doivent être additionnées, par exemple pour déterminer le couple électromagnétique total. La vitesse peut alors être trouvée en appliquant les équations mécaniques de la machine :

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

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (\text{III. 5})$$

Avec : J est le moment d'inertie du moteur, ω la vitesse angulaire du rotor, C_r le couple de charge et, f est le coefficient de frottement visqueux du moteur, C_e le couple électromagnétique total.

Dernier est calculé par la relation suivante :

$$C_e = \sum_{j=1}^n C_{ej} \quad (\text{III. 6})$$

Avec C_{ej} le couple généré par chaque phase.

La figure III.3. illustre le modèle dynamique MRV 12/8 avec 3 phases. Ce modèle est prêt à être utilisé avec une variété d'approches de contrôle qui seront mises en œuvre ultérieurement.

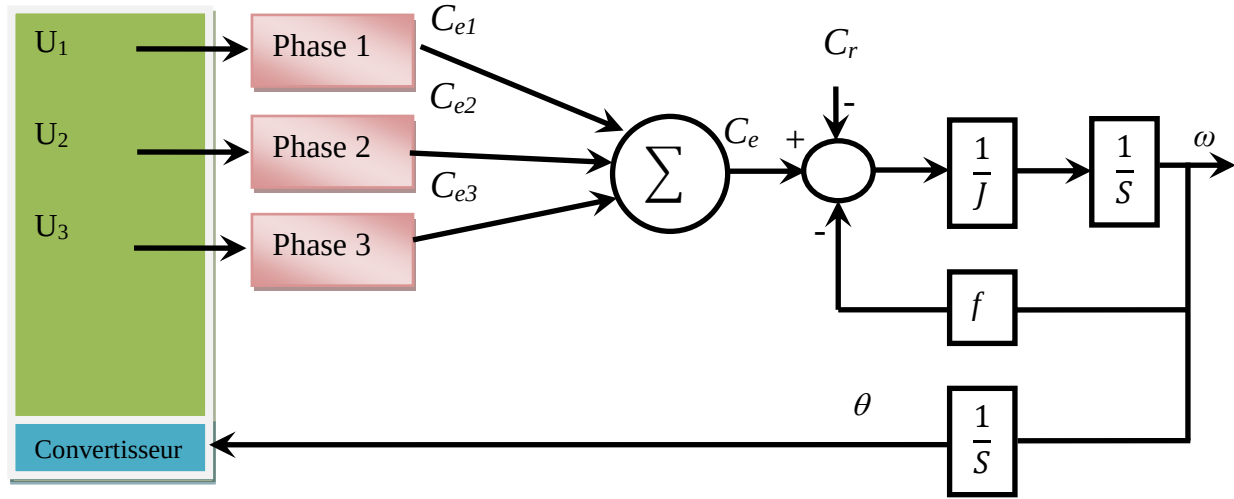


Figure III.3 : Modèle dynamique de la MRV à 3 phases.

III. 3 Contrôle direct du couple instantané DITC

La technique de DITC a été mise au point au début des années 2000 par Inderka et De Doncker de l'Université RWTH-Aachen [Ind 02], [Ind 03]. Cette approche en boucle fermée repose sur un régulateur à hystérésis simple qui, en comparant en temps réel le couple mesuré à sa consigne, génère les signaux de commutation nécessaires au fonctionnement du convertisseur électronique [Fue 05], [Bra 12], [Fue 04].

Par ailleurs, le convertisseur asymétrique, largement utilisé dans les systèmes de commande des (MRV), présente plusieurs modes de fonctionnement illustrés à la figure (III.4). Dans le cadre de la commande DITC, ce type de convertisseur peut opérer en trois états distincts, identifiés par les notations 1, 0 et -1.

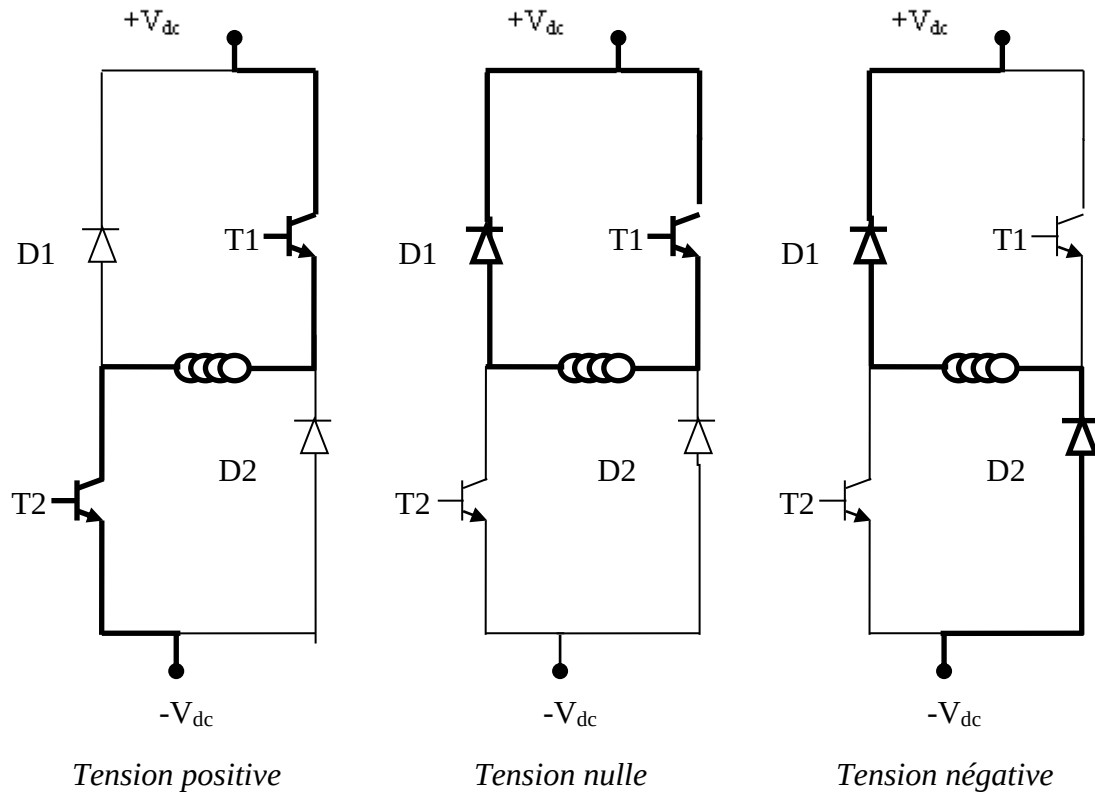


Figure III.4 Les trois configurations possibles de la tension appliquée d'une phase de la MRV à l'aide d'un pont asymétrique

Lorsqu'une machine à réluctance variable (MRV) est alimentée par un pont asymétrique et que ses phases sont parcourues par un courant unidirectionnel, chaque phase peut se trouver dans l'une des trois configurations de tension discrètes suivantes. Ces configurations, notées K_j , sont spécifiées ci-dessous :

- $K_j = 1$, les deux interrupteurs sont fermés, ce qui applique une tension positive à la phase.
- $K_j = 0$, un seul interrupteur est fermé tandis que l'autre est ouvert, entraînant une tension nulle sur la phase.
- $K_j = -1$, les deux interrupteurs sont ouverts, la tension appliquée à la phase devient négative, et le courant de roue libre circule à travers les diodes.

Ces différents états de tension sont pris en compte dans la table de stratégie de commutation, qui dépend de la position du rotor, pour la commande DITC (voir Tableau III.1).

III.3.1 Principes de fonctionnement de la DITC

La commande DITC (Direct Instantaneous Torque Control) est une technique de régulation en boucle fermée du couple instantané. Comme illustré dans la figure III.5, elle repose sur Un

comparateur à hystérésis simple, doté de bandes intérieure et extérieure, permet de maintenir le couple précisément proche de sa valeur de référence, garantissant ainsi le respect des marges de tolérance établies. Cette stratégie de commande se base sur le couplage direct du couple de phase, sans recourir à des fonctions de partage du couple pré-calculées.

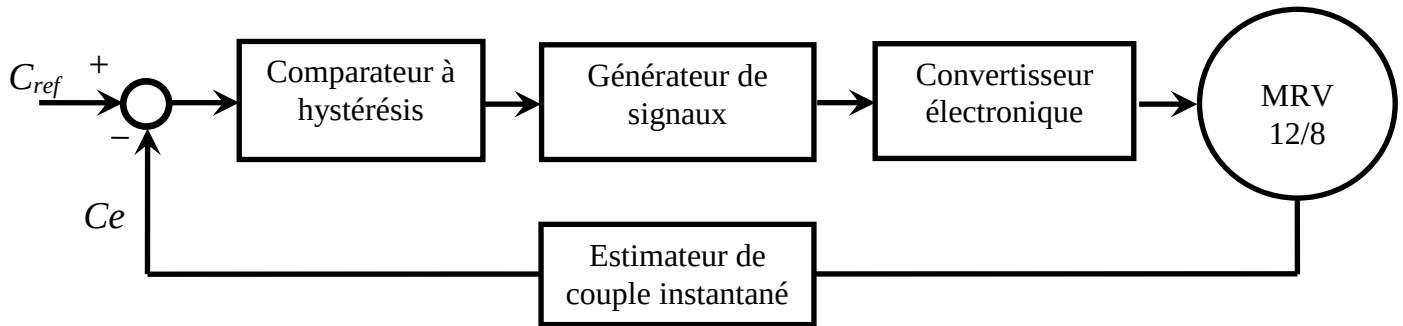


Figure III.5 : Structure de commande DITC en boucle fermée

La figure (III.5) illustre la structure de commande en boucle fermée DITC appliquée au moteur à réluctance variable (MRV). Le bloc d'estimation du couple est généralement réalisé à l'aide d'une table de correspondance qui s'appuie sur les courants de phase ainsi que la position du rotor. Le comparateur à hystérésis du couple, au cœur de la stratégie DITC, génère des signaux d'état pour les phases actives de la machine, en fonction de l'erreur entre le couple de référence et le couple estimé. Le générateur de signaux combine ces états avec les angles de commutation, mise sous tension (θ_{on}), mise hors tension (θ_{off}) et démagnétisation (θ_i) afin de produire les signaux de commande appropriés destinés au convertisseur de puissance électronique [Ahn 11].

Grâce à l'estimation du couple instantané et à l'utilisation d'un comparateur à hystérésis, la valeur moyenne du couple total peut être maintenue dans une bande passante définie. Cette méthode de commande présente plusieurs avantages majeurs, tels qu'une grande robustesse, une réponse rapide et une réduction notable de l'ondulation du couple [Ahn 11].

III.3.2 Réglage du couple à l'aide d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux

Le rôle du comparateur à hystérésis est de maintenir l'extrémité du vecteur de couple total à l'intérieur d'une couronne circulaire, comme illustré à la figure (III.6). Ce dispositif présente l'avantage d'être simple à mettre en œuvre. Par ailleurs, le couple total résulte de la somme des couples générés par les différentes phases du moteur à réluctance variable (MRV). Ainsi, plusieurs phases contribuent à la production du couple électromagnétique, ce qui amène le

générateur de signaux à sélectionner dynamiquement les phases actives selon la position du rotor.

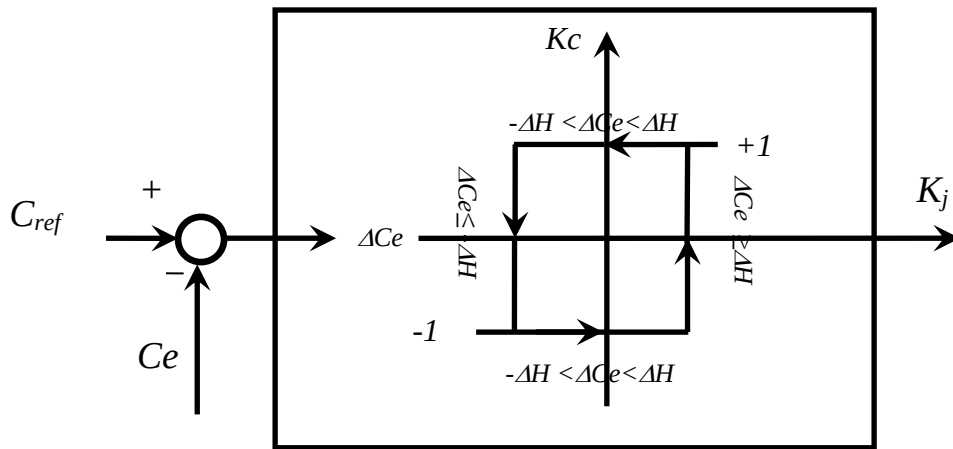


Figure III.6 : Comparateur à hystérésis de couple totale.

Tableau III.1 : Stratégie de commutation en fonction de la position du rotor.

Position de rotor θ	ΔCe	K_j
$\theta_{on} \leq \theta < \theta_{off}$	$\Delta Ce \geq \Delta H$	+1
	$-\Delta H < \Delta Ce < \Delta H$	+1/-1
	$\Delta Ce \leq -\Delta H$	-1/0
$\theta_{off} \leq \theta < \theta_t$	$\forall \Delta Ce$	-1
$\theta_t \leq \theta$	$\forall \Delta Ce$	0

Comme l'indique le Tableau (III.1), dans une première phase correspondant à la position angulaire $\theta_{on} \leq \theta < \theta_{off}$, trois états peuvent être observés pour le couple électromagnétique C_e : inférieur, supérieur ou proche du centre de la bande d'hystérésis ΔH . Lorsque le couple total devient inférieur à la limite inférieure autorisée par le comparateur (c'est-à-dire lorsque $\Delta Ce \geq \Delta H$), le générateur de signaux envoie une impulsion positive ($K_j = 1$) au convertisseur, ce qui excite les phases actives par l'application d'une tension positive. Après un certain laps de temps, le couple se stabilise au centre de la bande ($-\Delta H < \Delta Ce < \Delta H$), et le générateur maintient l'état précédent sans modification. En revanche, si le couple devient supérieur à la bande ($\Delta Ce \leq -\Delta H$), le convertisseur doit appliquer soit une tension nulle, soit une tension négative ($K_j = 0$ ou $K_j = -$

1). Dans notre stratégie de commande, une tension négative est adoptée. Dans une deuxième phase, correspondant à l'intervalle $\theta_{off} \leq \theta < \theta_t$, peu importe la valeur du couple par rapport à la bande d'hystérésis, une tension négative ($K_j = -1$) est systématiquement appliquée pour démagnétiser la phase active et ainsi éviter toute production de couple négatif. Enfin, à partir de la position $\theta \geq \theta_t$, le courant devient nul, la phase est désactivée, et le convertisseur électronique ne génère aucune tension ($K_j = 0$) [Lab_2 18].

III.3.3 Contrôle de vitesse avec la commande DITC

Plusieurs techniques de contrôle de vitesse sont décrites dans la littérature [Joh 95], [Buj 93], [Jac 96], [Kri 01] pour des applications industrielles. Dans cette section, un régulateur de type proportionnel-intégral (PI) est utilisé. On suppose que la vitesse est disponible, soit par une mesure directe, soit à partir d'impulsions issues de la position du rotor, mesurées ou estimées.

L'entrée du régulateur de vitesse est l'erreur de vitesse, définie comme la différence entre la consigne et la vitesse mesurée. Cette erreur est traitée par le régulateur PI pour générer le couple de référence. Ce couple désiré devient ensuite l'entrée de la boucle de commande DITC. Le schéma de la régulation de vitesse en boucle fermée utilisant la commande DITC pour un moteur à réluctance variable est illustré à la figure III.7.

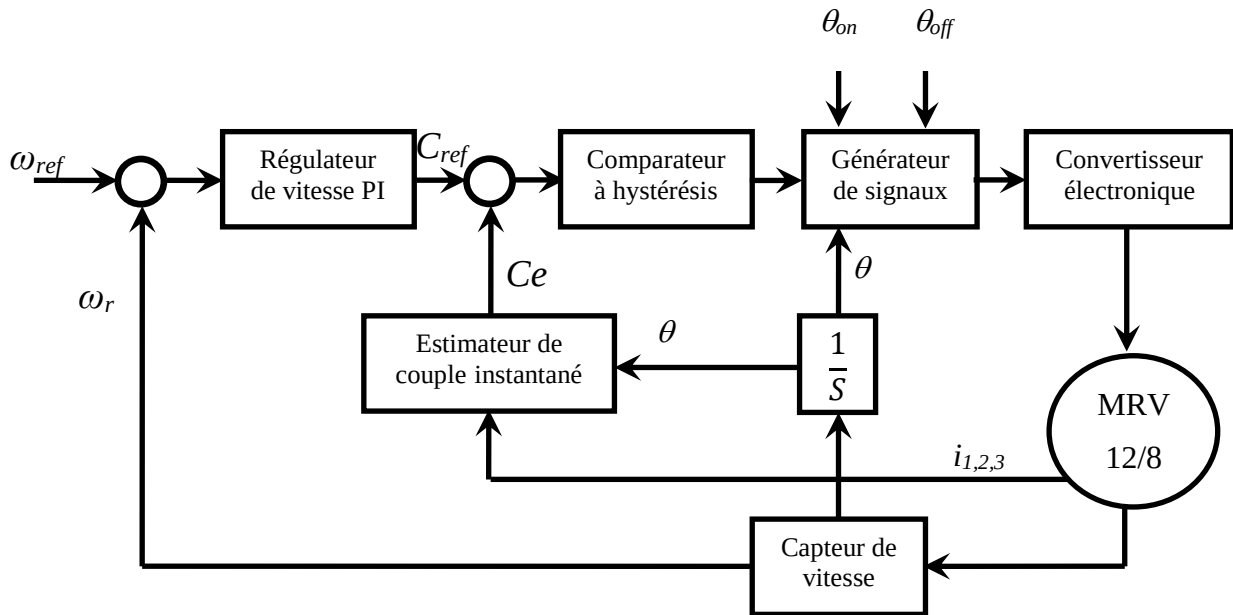


Figure III.7 : Commande DITC avec présence de la boucle de régulation de vitesse

Ce système de commande permet de réguler la vitesse de la machine sous différents niveaux de charge. Afin d'évaluer sa fiabilité ainsi que les paramètres influençant ses

performances, nous présentons les résultats de simulation appliqués au modèle MRV 12/8, précédemment étudié au chapitre II, sous diverses conditions de charge et de réglage des paramètres de commande.

III.4 La régulation de courant par hystérésis

Constitue une méthode de régulation employée pour les (MRV) afin de contrôler les courants de phase à l'intérieur d'un intervalle défini autour d'un courant cible [Elw 07]. Cette méthode est particulièrement adaptée à une vaste gamme de vitesses dans l'exploitation des MRV, car elle permet d'atteindre aisément le courant souhaité. Elle repose sur la modification de l'état des commutateurs du convertisseur en fonction du courant de phase : les commutateurs sont activés quand le courant passe en dessous d'un seuil minimal et désactivés lorsque le courant dépasse un seuil maximal [Sri 11]. Ces seuils, inférieur et supérieur, sont définis selon les besoins spécifiques de contrôle et la fréquence de commutation de l'onduleur de la MRV [Kri 01], [Nas 14]. Diverses approches de commutation peuvent être adoptées pour implémenter le contrôle HCC, chacune présentant des caractéristiques et des modalités d'application spécifiques.

III. 4.1 Contrôle de courant par hystérésis (HCC)

Les courants doivent être contrôlés dans une bande autour d'une valeur de référence avec un contrôle de courant d'hystérésis, qui est une approche de contrôle utilisée avec MRV. Pour le fonctionnement MRV, cette méthode est supérieure à une grande plage de vitesse car le courant nécessaire peut être facilement atteint. Lorsque le courant de phase est inférieur à une limite de bande inférieure, les commutateurs du convertisseur sont activés et lorsque le courant dépasse une limite de bande supérieure, ces commutateurs sont désactivés. Les limites inférieure et supérieure peuvent être déterminées en fonction des besoins de contrôle du MRV et de la fréquence de commutation du convertisseur de puissance [Nas 14].

Une stratégie de contrôle par hystérésis est utilisée pour garantir un couple moteur constant. Cette méthode excite le MRV à l'aide d'ondes de courant trapézoïdales prédéfinies, dérivées de la valeur logarithmique du couple, afin d'obtenir le profil de couple souhaité sur une période complète. Les régulateurs de courant à hystérésis, réputés pour leur robustesse et leur rapidité, sont généralement utilisés pour cette mise en œuvre. Les caractéristiques du courant contrôlé sont déterminées par ses angles d'ouverture et de fermeture, un courant de référence défini et la bande d'hystérésis. Par conséquent, en allumant (θ_{on}) et en éteignant (θ_{off}), le courant peut être contrôlé autour du courant de référence. Selon la plage d'hystérésis, l'ondulation du courant peut

être très faible, se reflétant dans la force propulsive résultante. La situation actuelle est très importante dans le domaine du suivi de couple pour la recherche.

III.4.2 Stratégies de commutation

Il existe plusieurs approches pour le contrôle des moteurs à réluctance variable, et cela nécessite l'expertise de professionnels qualifiés. L'une de ces approches est l'utilisation de l'hystérésis ou le contrôle par modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour réguler chaque phase individuellement.

Pour réguler le courant dans une bande d'hystérésis donnée, la plupart des applications utilisent un pont asymétrique. Ce pont asymétrique offre trois états de tension possibles : $+V_{cc}$, 0 et $-V_{cc}$. En fonction de la technique de commande utilisée, un ou plusieurs de ces états peuvent être utilisés.

Lorsqu'une commande d'hystérésis de base ou une commande de couple moyen est mise en œuvre, une valeur de courant fixe est appliquée entre les angles de commutation (θ_{on} , θ_{off}).

Il est nécessaire de régler le courant de manière à rester dans les limites de la bande d'hystérésis, ce qui permet d'utiliser à la fois l'écrêtage dur et l'écrêtage doux. Cela est illustré dans la figure III.8, lors de la situation de commutation dure.

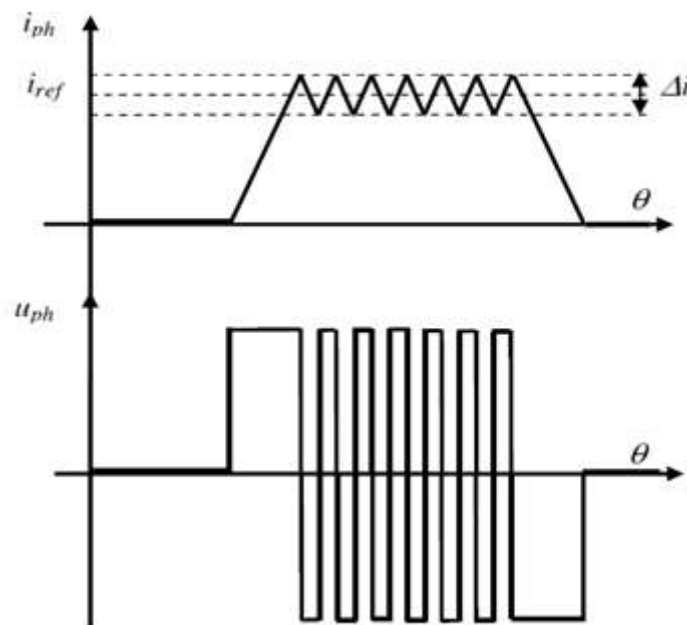


Figure III.8 : Le contrôle du courant à l'aide d'un comparateur à hystérésis et en utilisant une commutation dure.

Le cycle de commutation commence par l'activation des deux transistors, appliquant une tension de phase positive ($+V_{cc}$, égale à la tension du bus), ce qui augmente le courant. Lorsque le courant atteint le seuil d'hystérésis supérieur, une commande de réduction du courant est émise. Les deux transistors se bloquent alors, forçant le courant à traverser les diodes de roue libre et appliquant une tension de phase négative ($-V_{cc}$). La rapidité et la fréquence élevées de ce processus de commutation entraînent intrinsèquement des pertes de commutation considérables dans les semi-conducteurs de puissance.

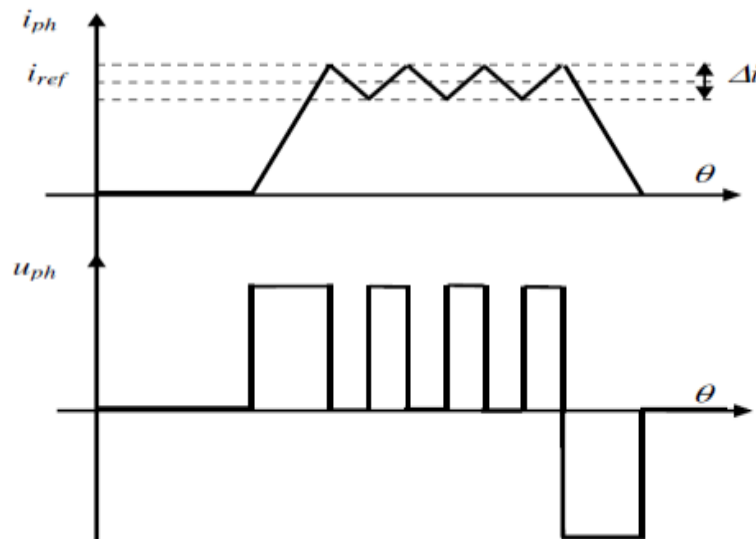


Figure III.9 : Contrôle de courant par un comparateur à hystérésis avec une commutation douce.

L'une des principales limites des techniques de profilage actuelles est leur incapacité à exploiter pleinement les avantages de la commutation logicielle (Figure III.9).

Appliquer une tension de phase nulle ne garantit pas toujours le maintien du courant de phase quand une référence de courant décroissante est fixée. Cela exige l'emploi de commutateurs robustes. Les trois niveaux de tension disponibles grâce au pont en configuration asymétrique peuvent être exploités via une commutation mixte (Figure III.10). Dans cette approche, la zone d'hystérésis présente une valeur de seuil maximal différente de celle de la limite haute habituelle. Lorsque le courant franchit ce seuil maximal, le transistor se désactive, procurant ainsi une tension de phase nulle. En cas d'augmentation continue du courant, un second transistor s'active, attribuant à la phase une tension négative de $-V_{cc}$. Cette technique diminue de manière significative la fréquence des commutations et les pertes qui y sont liées, tout en induisant une variation plus importante dans une direction que dans l'autre.

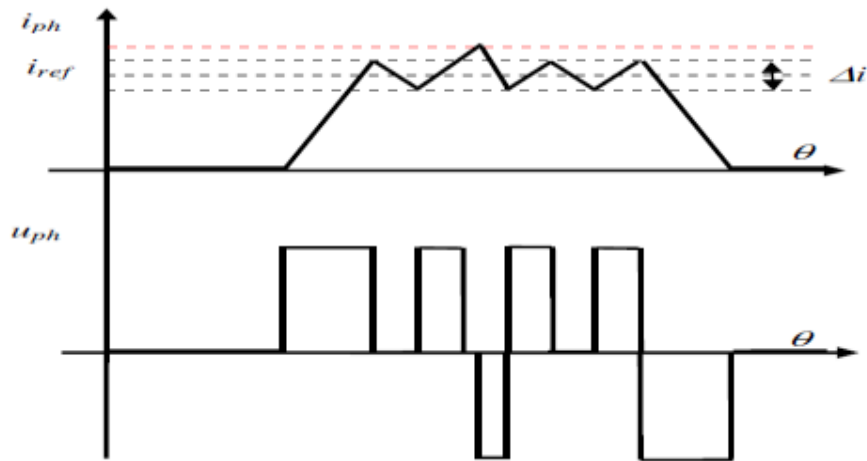


Figure III.10 : Contrôle de courant par un comparateur d'hystérésis utilisant une commutation hybride

Notre approche en matière de recherche repose sur l'usage de la commutation brutale, fondée sur une comparaison par hystérésis de base. L'objectif est de confiner le courant de chaque phase à l'intérieur d'une zone annulaire, illustrée par la figure III.11. Par ailleurs, le courant qui active chaque phase est fixé en fonction de la position du rotor.

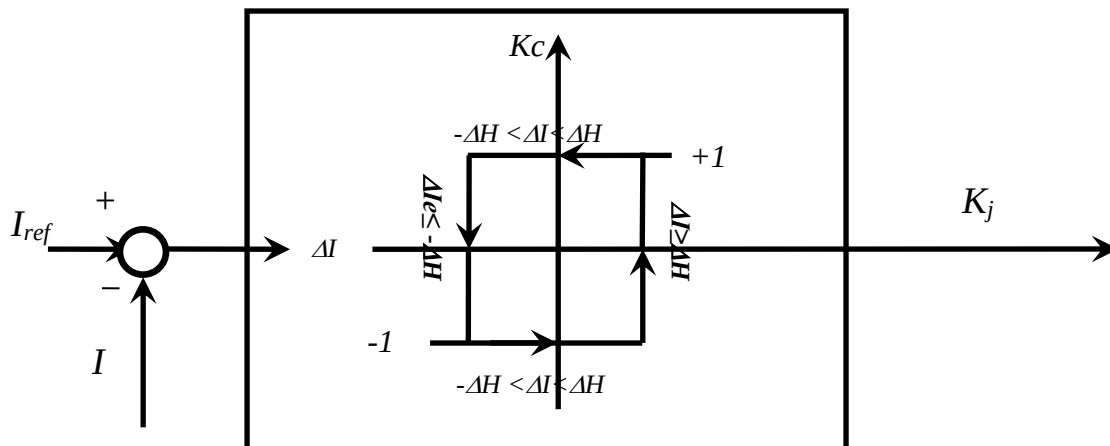


Figure III.11 : Comparateur à hystérésis de courant électrique.

Nous avons le tableau III.2 montrant les états des interrupteurs à pont asymétrique en fonction des angles de commutation, de la coupure de phase, de la démagnétisation (θ_{on} , θ_{off} , θ_t) et de la position du courant par rapport à la plage ΔH afin de contrôler les signaux de commutation qui sont acheminés vers le transformateur électronique et pour obtenir une constante de commutation comme indiqué sur la figure III.8.

Tableau III.2 : Approche de commutation basée sur la position du rotor

Position de rotor θ	L'erreur ΔI	K_j
$\theta_{on} \leq \theta < \theta_{off}$	$\Delta I \geq \Delta H$	+1
	$-\Delta H < \Delta I < \Delta H$	+1/-1
	$\Delta I \leq -\Delta H$	-1/0
$\theta_{off} \leq \theta < \theta_t$	$\forall \Delta I$	-1
$\theta_t \leq \theta$	$\forall \Delta I$	0

III.4.3 Contrôle de vitesse basé sur le contrôle HCC

La commande en boucle fermée pour le réglage de la vitesse via le système HCC du moteur à réluctance variable est illustrée dans la figure III.12. Cette technique de régulation utilise un comparatif entre le signal de vitesse réel et la vitesse cible, traité par un régulateur à action proportionnelle intégrale (PI). Ce régulateur produit une consigne de courant pour aligner la vitesse réelle sur la vitesse cible, sans pour autant contrôler directement le couple électromagnétique. Néanmoins, le moteur est censé développer un couple adéquat pour atteindre la vitesse requise, comme décrit dans son équation mécanique. La consigne de courant est ensuite utilisée comme référence pour la boucle de régulation HCC, où l'intensité du courant dans chaque bobine du moteur est mesurée et comparée à la consigne pour identifier l'écart ΔI . Cet écart de courant est corrigé par le mécanisme de commutation déclenché par le comparateur d'hystérésis, qui, en réaction, émet des signaux de commande pour chaque phase activée basés sur l'écart ΔI . Le dispositif de génération de signaux organise les états des commutateurs de phase en fonction des angles de commutation pour l'activation, la désactivation, et la démagnétisation (θ_{on} , θ_{off} , θ_t) régulant ainsi les signaux de commutation envoyés au convertisseur électronique.

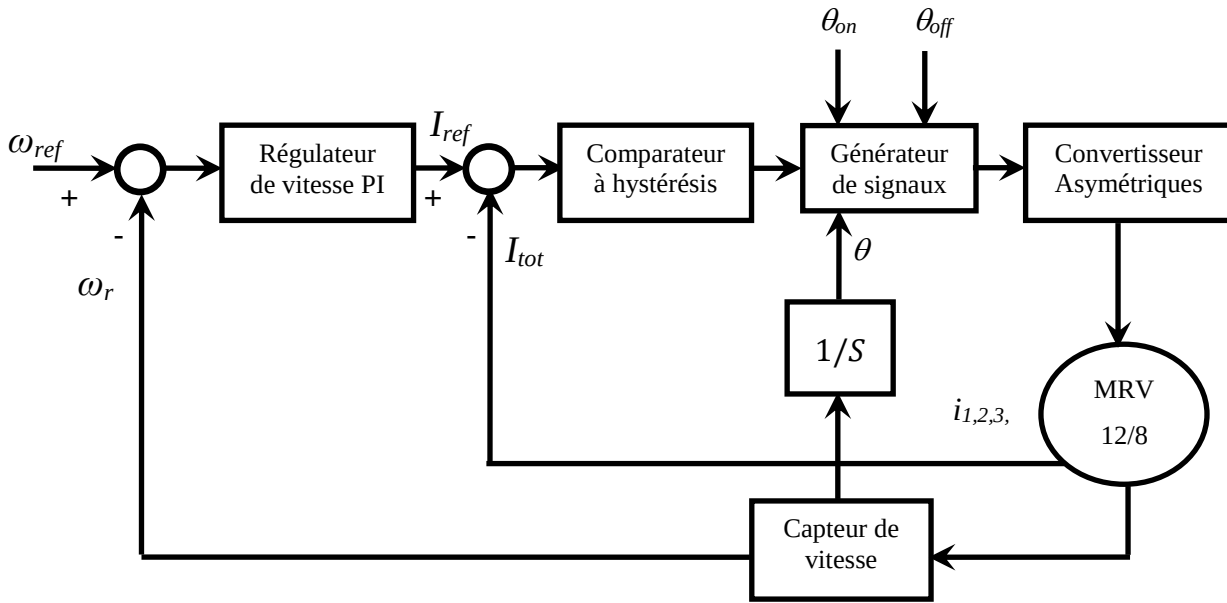


Figure III.12 : la boucle Régulation de vitesse avec le système de commande HCC.

La stratégie de contrôle présentée introduit un cadre de lignes directrices ou de stratégie réglementaire conçue pour atteindre une vitesse de référence grâce à la modulation du courant électrique, sans ajustement ni surveillance du couple électromagnétique, bien que ce facteur soit essentiel pour les moteurs à réluctance variable ou pour maintenir une vitesse stable dans les systèmes électromécaniques.

Nous exposerons les performances atteintes par l'emploi du système HCC sur le modèle MRV 12/8, dans le but de déterminer comment ces variables affectent l'efficacité du MRV.

III. 4.4 Calcul des paramètres du régulateur PI

La régulation de vitesse est basée sur le même modèle pour tous les types de machines tournantes. Grâce à la transformation de Laplace du modèle mécanique.

Alors le schémafctionnelle et la fonction de transfert de cette circuit sont comme suite :

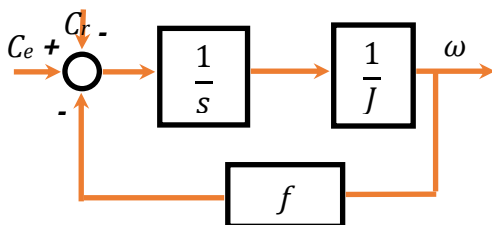


Figure III.13 : Schéma fonctionnel du modèle mécanique

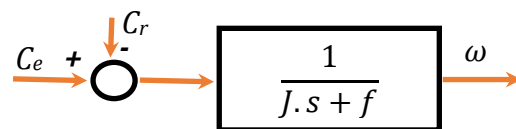


Figure III.14 : Fonction de transfert du modèle mécanique

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure III.15.

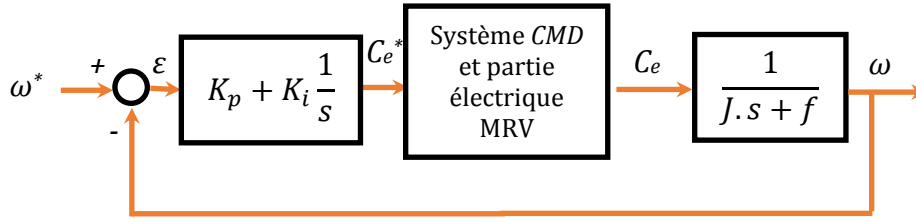


Figure III.15 : Schéma bloc de la régulation de vitesse

Pour calculer le paramètre du régulateur PI (K_i et K_p) il faut étudier la stabilité du système selon le schéma bloc suivant :

En supposant un couple résistant négligeable, la fonction de transfert en boucle ouverte s'exprime par :

$$F(s)_{\text{ouvert}} = \frac{\omega}{\omega^*} = \frac{k_p s + k_i}{s(Js + f)} \quad (\text{III. 7})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$F(s)_{\text{fermée}} = \frac{k_{p3}s + k_{i3}}{Js^2 + (k_{p3} + f)s + k_{i3}} \quad (\text{III. 8})$$

Caractérisée par une dynamique d'ordre 2, cette fonction de transfert possède une forme canonique exprimée par :

$$F(s)_{\text{canonique}} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (\text{III. 9})$$

Par comparaison on obtient alors

$$\frac{J}{k_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{III. 10})$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{k_{p3} + f}{k_{i3}} \quad (\text{III. 11})$$

Après avoir déterminé les paramètres K_i et K_p , on peut estimer la valeur de I_{ref} sur la base du modèle du couple .

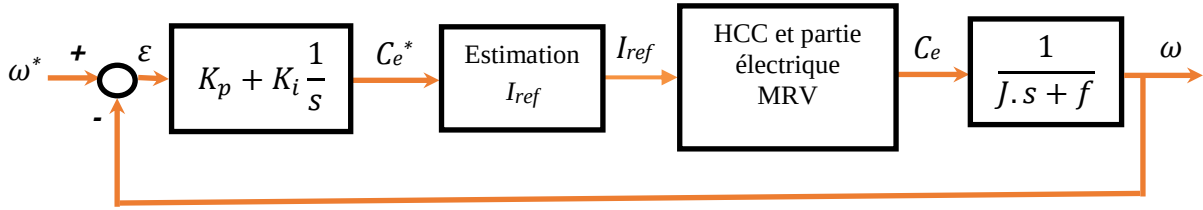


Figure III.16 : Schéma bloc de la régulation de vitesse à base du courant reference

III.5 Résultats de la simulation

Suite à l'implémentation de la commande DITC intégrée à la boucle de régulation de vitesse pour le modèle MRV 12/8, et en se basant sur les résultats non linéaires obtenus par la méthode des éléments finis (MEF), nous avons analysé la performance et la robustesse de la stratégie proposée dans les scénarios suivants : Augmentation du couple de charge de $Cr=5 \text{ N.m}$ à $Cr=7 \text{ N.m}$ à partir de $t=0.1 \text{ s}$. Augmentation la vitesse de référence $\omega_{ref}=52.4 \text{ rd/s}$ à $\omega_{ref}=104.7 \text{ rd/s}$ à partir de $t=1 \text{ s}$.

Dans une première phase, une tension d'alimentation a été appliquée avec un angle de commutation, comme illustré dans la figure (III.17). Il en résulte une augmentation du courant en fonction de la charge ou de la vitesse. La figure (III.18) présente les résultats du couple électromagnétique ainsi que les réponses en vitesse. On remarque que la réponse en vitesse est satisfaisante, et que les ondulations de couple restent modérées à une vitesse de 50 rd/s . En revanche, lorsque la vitesse est portée à 100 rd/s , la valeur des ondulations de couple a été augmentée. Ainsi, la vitesse a une influence notable sur les ondulations du couple électromagnétique.

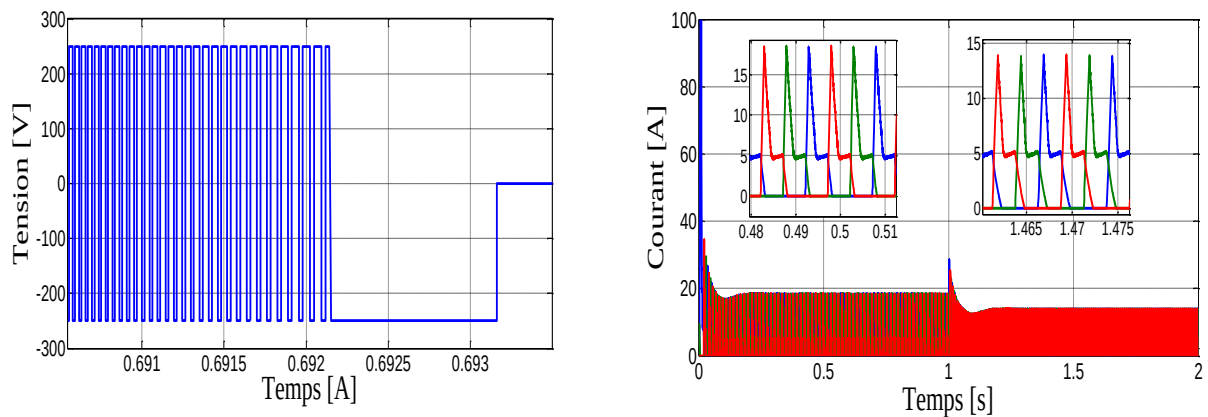


Figure III.17 : La tension d'alimentation et le courant électrique pour les quatre phases avec l'angle de commutation $\theta_{off}=16^\circ$

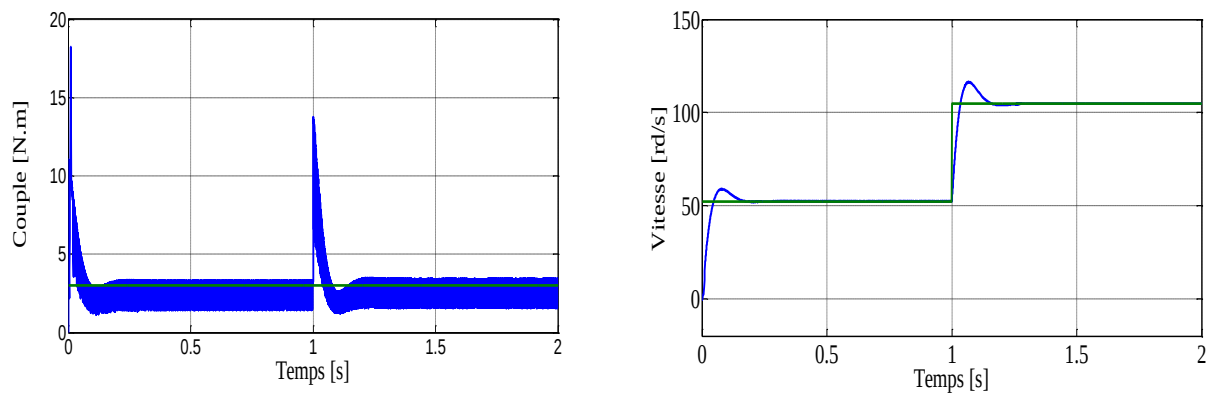


Figure III.18 : Résultats du couple électromagnétique et réponses en vitesse pour un angle de commutation $\theta_{off} = 16^\circ$.

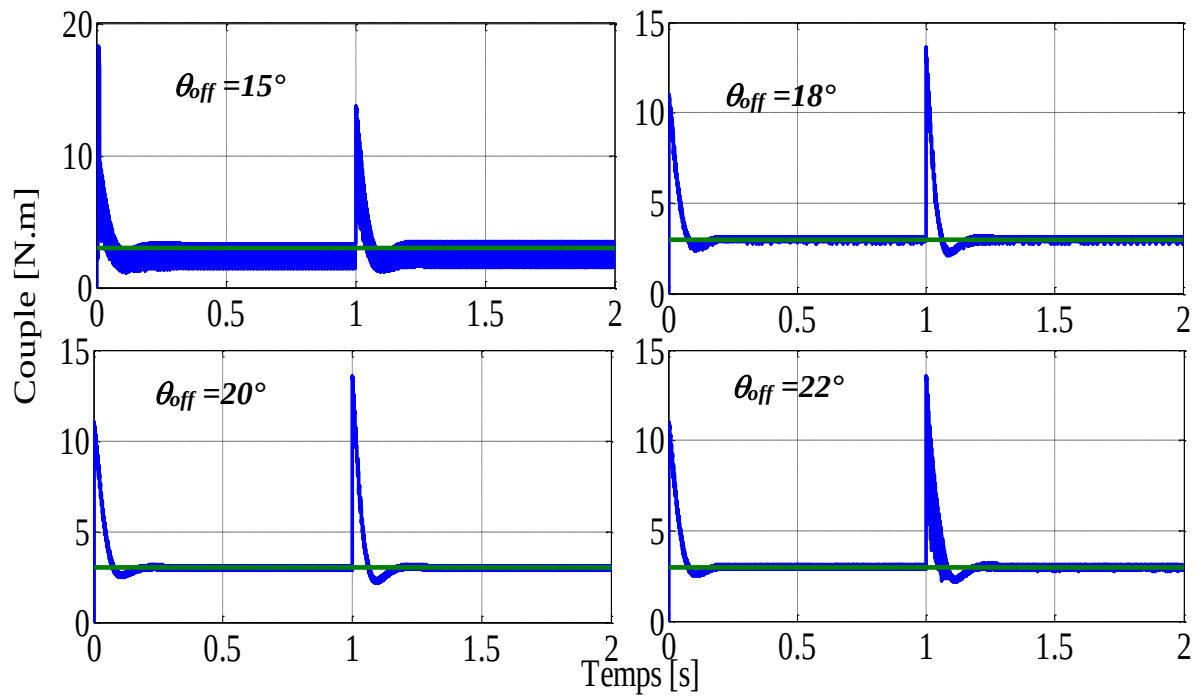


Figure III.19 : Couple électrique pour différents angles de commutation $\theta_{off} = (15^\circ, 18^\circ, 20^\circ, 22^\circ)$.

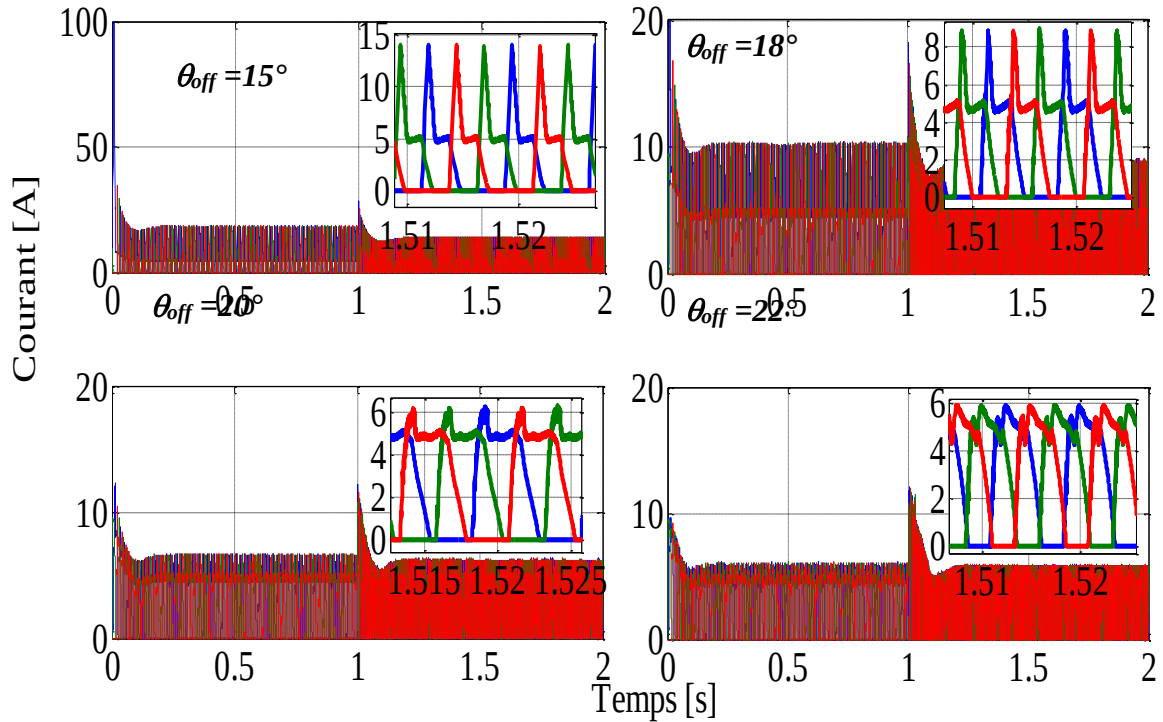


Figure III.20 : Courant électromagnétique pour différents angles de commutation θ_{off} (15° , 18° , 20° , 22°).

Afin d'étudier l'effet de l'angle de commutation sur les ondulations de couple dans le système de commande considéré, plusieurs valeurs de θ_{off} ont été testées : 15° , 18° , 20° et 22° . La figure III.19 illustre le courant électrique pour ces différents angles de commutation, sur l'intervalle de temps $t = 1.51 \text{ s}$ à $t = 1.525 \text{ s}$. Il en ressort que les courants maximaux augmentent à mesure que la plage d'application de la tension délimitée par les angles θ_{on} et θ_{off} . En revanche, La figure III.20 présente le comportement du couple électromagnétique total de la machine pour les mêmes valeurs de θ_{off} . À une vitesse de 50 rd/s , les angles $\theta_{off} = 20^\circ$ et 22° génèrent des ondulations de couple relativement faibles. En revanche, à 100 rd/s , l'angle $\theta_{off} = 20^\circ$ engendre des ondulations plus marquées. Pour $\theta_{off} = 18^\circ$, les ondulations restent modérées quelle que soit la vitesse, tandis qu'à $\theta_{off} = 15^\circ$, les performances sont très faibles.

D'un autre côté, la réponse en vitesse demeure satisfaisante pour l'ensemble des cas étudiés.

L'analyse des résultats met en évidence l'importance du choix des paramètres de commande afin d'optimiser les performances du moteur, tant sur le plan du couple électromagnétique que du courant électrique.

Suite à l'intégration de la commande HCC avec le système de régulation de vitesse pour le modèle MRV, basée sur des informations non linéaires obtenues grâce à l'analyse par éléments finis (MEF), la fiabilité de cette commande sera évaluée à travers divers scénarios : initialement, l'augmentation de la charge de $Cr=5 \text{ N.m}$ à $Cr=7 \text{ N.m}$ dès le début ; ensuite, l'accroissement de la vitesse de référence de $\omega_{ref}=100 \text{ rd/s}$ à $\omega_{ref}=150 \text{ rd/s}$ à partir de 1.5 secondes.

Au début de l'expérience, une tension d'alimentation a été appliquée avec un angle de commutation de $\theta_{off}=22^\circ$ et $\Delta I=0.05$, comme indiqué sur la figure III.21. En conséquence, le courant a augmenté proportionnellement à la charge ou à la vitesse. La figure III.22 présente les performances du couple électromagnétique ainsi que les comportements de vitesse observés. Il a été constaté que la réponse en vitesse était satisfaisante et que les fluctuations du couple étaient acceptables à une vitesse de 100 rd/s. Cependant, en augmentant la vitesse à 150 rd/s, l'amplitude des ondulations de couple a également augmenté, démontrant ainsi l'influence notable de la vitesse sur les ondulations de couple.

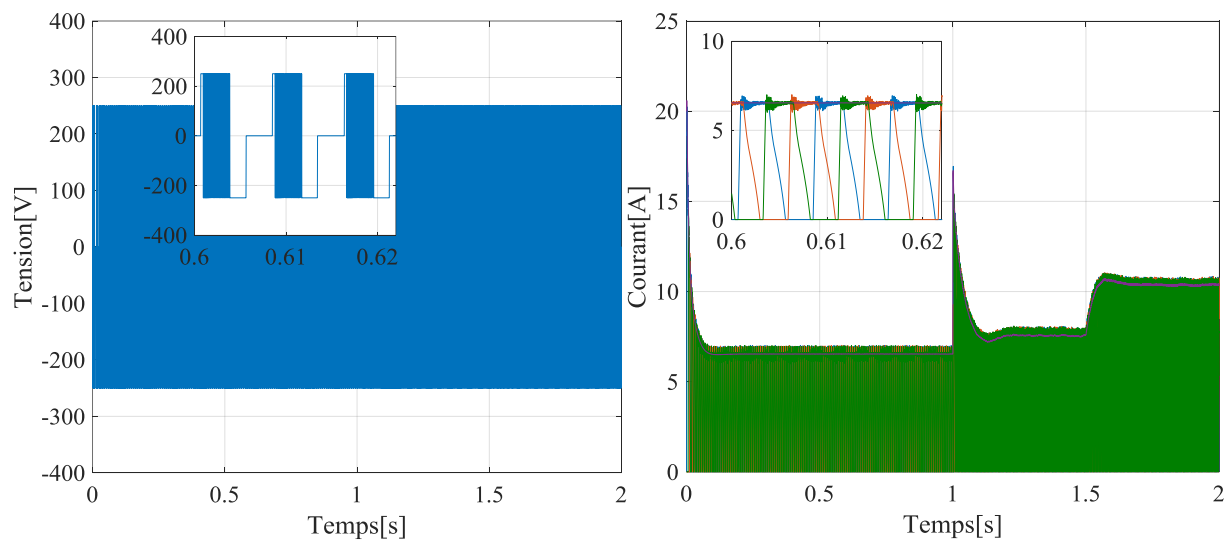


Figure III.21 : Tension d'alimentation et courant électrique pour les trois phases avec angle de commutation $\theta_{off}=22^\circ$ et $\Delta I=0.05$.

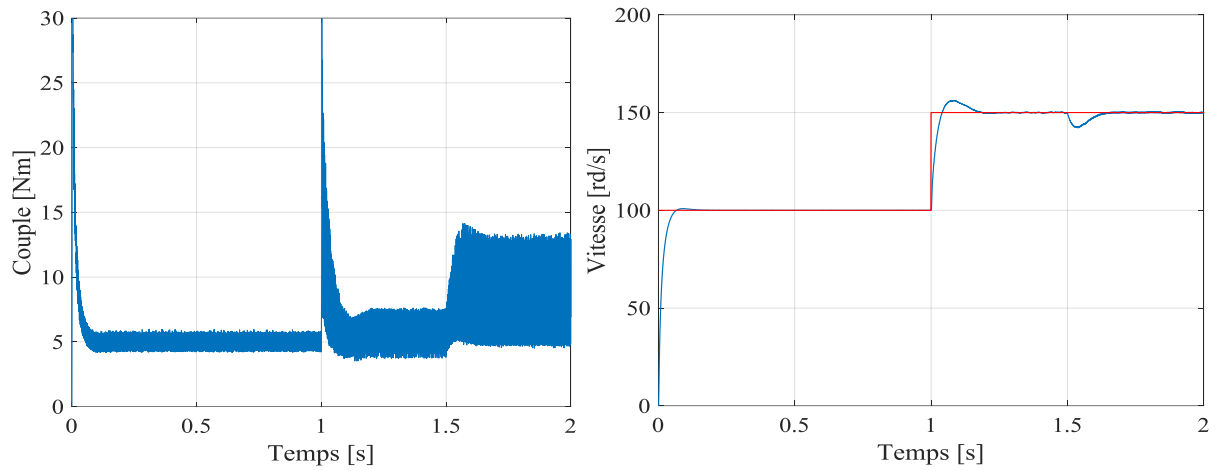


Figure III.22 : Les résultats du couple électromagnétique et les réponses de vitesse avec l'angle de commutation $\theta_{off}=22^\circ$ et $\Delta I=0.05$

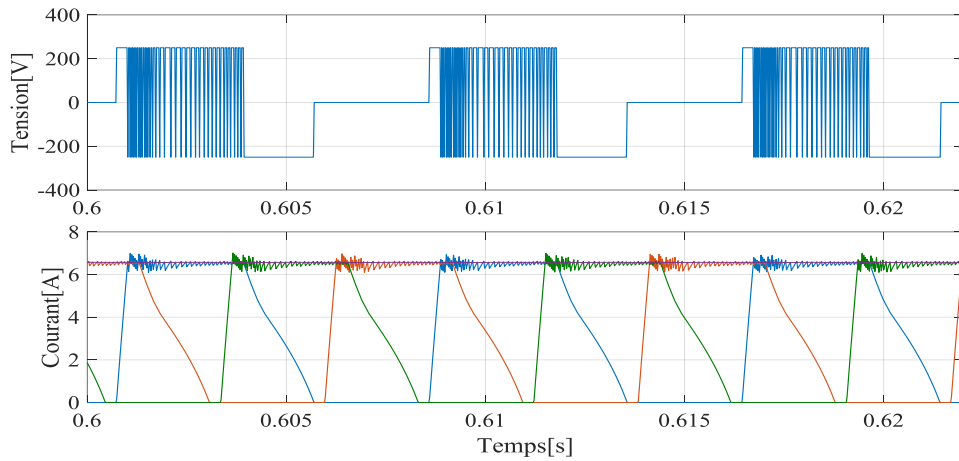


Figure III.23 : Tension d'alimentation et courant électrique pour les trois phases avec angle de commutation $\theta_{off}=15^\circ$ et $\Delta I=0.01$

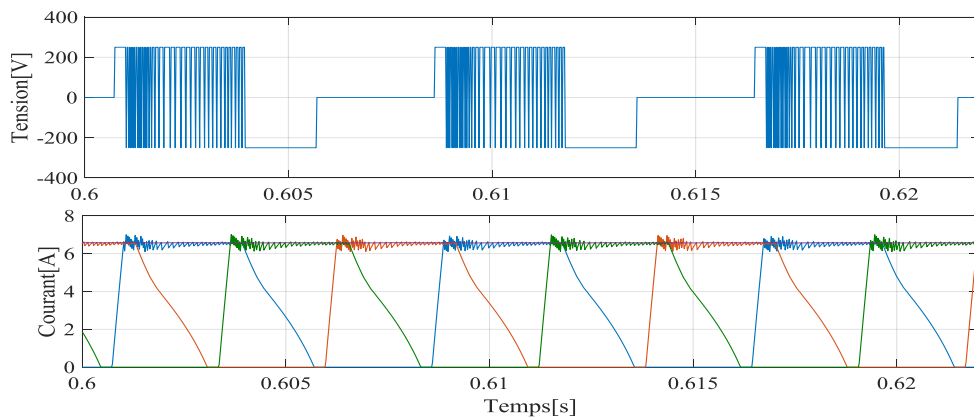


Figure III.24 : Tension d'alimentation et courant électrique pour les trois phases avec angle de commutation $\theta_{off}=20^\circ$ et $\Delta I=0.01$

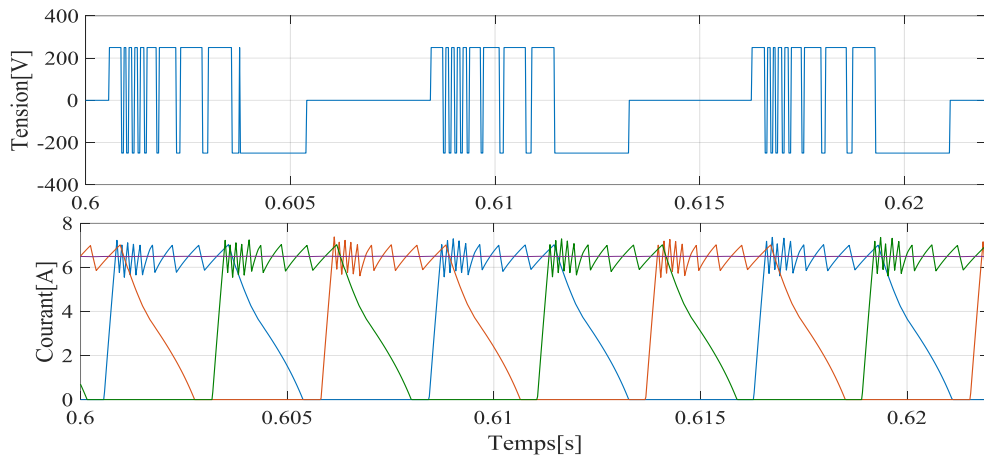


Figure III.25 : Tension d'alimentation et courant électrique pour les trois phases avec angle de commutation $\theta_{off} = 15^\circ$ et $\Delta I = 0.5$.

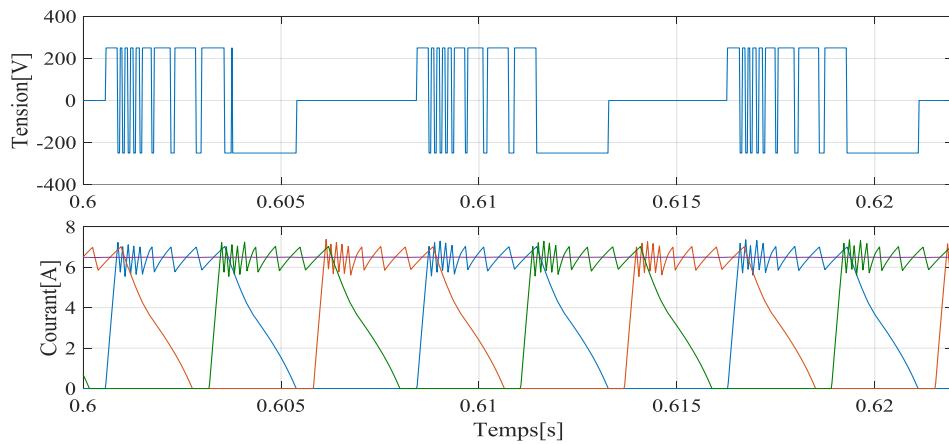


Figure III.26 : Tension d'alimentation et courant électrique pour les trois phases avec angle de commutation $\theta_{off} = 20^\circ$ et $\Delta I = 0.5$.

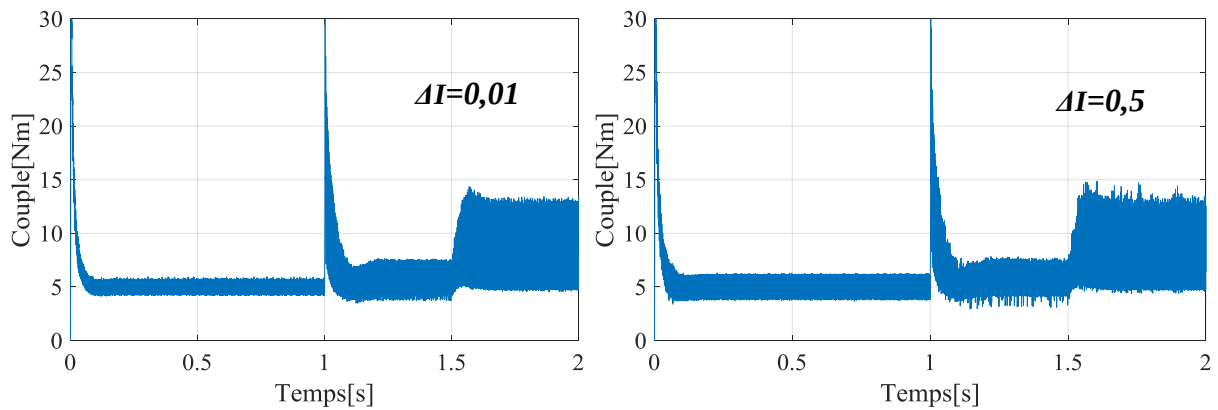


Figure III.27 : Couple électromagnétique pour l'angle de commutation $\theta_{off} = 15^\circ$

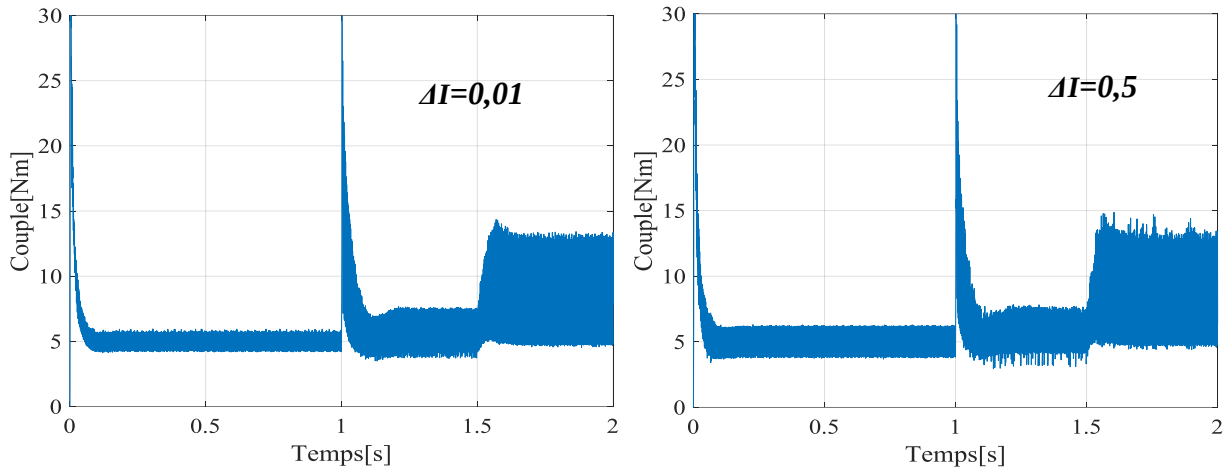


Figure III.28 : Couple électromagnétique pour l'angle de commutation $\theta_{off} = 20^\circ$

Nous pouvons viser un système avec moins de perte de puissance en réduisant le nombre de commutation (le nombre de fois qu'ils sont ouverts et fermés). On observe également l'effet multiplicateur du couple en ajustant les angles. Par conséquent, nous avons utilisé des techniques d'optimisation afin d'obtenir de meilleures performances. En termes de couple et de perte de puissance.

III. 6 Conclusion

Dans cette section, nous avons entamé notre étude par l'élaboration d'un modèle dynamique du moteur à réluctance variable (MRV), fondé sur les données statiques extraites via la méthode des éléments finis (MEF). Ce schéma de modélisation nous a offert une approche pertinente pour superviser et piloter le fonctionnement du moteur, en intégrant l'ensemble de ses comportements non linéaires.

Par la suite, nous avons exploré la technique de commande instantanée directe du couple (DITC) appliquée au MRV, en détaillant notamment les configurations de tension correspondant au convertisseur asymétrique, ainsi que la méthode de basculement utilisée par le comparateur à hystérésis. L'étude a également couvert la boucle de régulation dédiée à la gestion de la vitesse, intégrée au schéma DITC.

Enfin, nous avons introduit la stratégie de commande par hystérésis du courant (HCC), en mettant en évidence les différentes méthodes possibles pour assurer la commutation, tout en analysant le fonctionnement global du système de régulation lorsqu'il est couplé à une boucle de commande de la vitesse.

Chapitre IV :

Contribution à l'optimisation des techniques de contrôle des performances MRV.

IV.1 Introduction

Les chapitres précédents ont démontré que l'élimination de l'ondulation du couple est essentielle pour atteindre des performances MRV optimales. La quête d'une meilleure performance des moteurs à réluctance variable (MRV) a conduit de nombreux chercheurs à proposer un large éventail de stratégies innovantes. Notamment en matière de conception et de contrôle [Lab_2 14], [Raj 14], [Mil 93], [Kri 01], [Che 15]. Les techniques de contrôle modernes jouent un rôle essentiel dans la réduction des ondulations de couple et l'amélioration de la réponse en vitesse. Par ailleurs, le choix optimal des paramètres de contrôle est crucial, car il influence directement la qualité des performances du MRV. Plusieurs études ont été menées dans ce domaine afin d'optimiser ces paramètres [Lab 15], [Kal 13], [Hua 25].

Les paramètres définis manuellement ou par le biais de méthodes analytiques traditionnelles ont permis d'obtenir des résultats acceptables, mais insuffisants pour une optimisation optimale des performances. En revanche, les algorithmes intelligents développés récemment sont considérés comme une alternative prometteuse pour affiner les paramètres des moteurs à réluctance variable (MRV). De manière générale, un problème d'optimisation consiste à rechercher le minimum ou le maximum d'une fonction réelle afin d'identifier la meilleure solution possible. Pour ce faire, un algorithme spécifique est utilisé afin de sélectionner les valeurs d'entrée optimales en fonction des résultats attendus. Ces algorithmes ont été largement exploités dans divers domaines de recherche, notamment pour résoudre des problématiques liées à la planification, au fonctionnement et au contrôle des systèmes d'alimentation électrique [Mah 14], [Su 16]. Plusieurs travaux récents de grande qualité ont été réalisés sur l'optimisation des performances du MRV, qui ont confirmé l'importance de cette machine dans de nombreux domaines. A partir de là, l'idée d'optimisation devient polyvalente où l'on peut rapporter l'objet d'art à la performance et un autre objet pour réduire le coût de l'investigation.

Une proposition d'algorithme d'optimisation par Essaim de Particules associé aux techniques d'optimisation Multi-Objectifs (MO-PSO) et à la technique de contrôle de courant d'hystérésis (HCC) est avancée pour déterminer les paramètres optimaux des angles d'activation et de désactivation (θ_{on} , θ_{off}). L'originalité de cette approche réside dans la fusion de techniques multi-objectif avec l'algorithme PSO afin d'optimiser les performances de (MRV).

IV.2 Optimisation des paramètres de contrôle du MRV

Largement applicables et très polyvalentes, les méthodes transcendantales constituent une classe d'algorithmes d'optimisation généraux. Elles ont émergé dans les années 1980 spécifiquement pour fournir des solutions efficaces à des problèmes d'optimisation complexes dépourvus d'approches classiques efficaces. Grâce aux progrès de l'intelligence artificielle, de nouveaux paradigmes d'optimisation ont été développés, offrant des alternatives convaincantes pour améliorer la qualité des solutions. L'optimisation par essaim de particules (PSO), technique relativement récente mais significative en conception, fait notamment l'objet d'études rigoureuses. L'état initial du système étant établi avec une population arbitraire de solutions : les différentes solutions sont évaluées par comparaison avec leurs voisines, et à chaque itération, seul le résultat le plus performant est conservé. Comme d'autres méthodes heuristiques, l'algorithme PSO permet un ajustement souple entre la recherche globale et l'exploitation des solutions locales optimales. Sa conception simple, sa mise en œuvre aisée, sa robustesse ainsi que son efficacité computationnelle ont rapidement contribué à sa large adoption [Sin 24] [Mek 24].

IV. 2.1 Optimisation par Essaim de Particules (PSO)

L'algorithme PSO (Particle Swarm Optimization) appartient à la famille des techniques d'intelligence en essaim. Il a été introduit en 1995 par J. Kennedy, psychologue social, et R.C. Eberhart, ingénieur en électrotechnique. Leur travail fondateur, présenté sous le titre "Particle Swarm Optimization" lors de la conférence internationale de l'IEEE sur les réseaux de neurones, a marqué l'émergence de cette méthode.

Depuis lors, PSO est devenu une branche importante des algorithmes évolutionnaires, attirant beaucoup d'attention en raison de ses avantages académiques tels qu'une mise en œuvre facile, une haute précision et une convergence rapide. Il a démontré sa supériorité dans la résolution de problèmes pratiques [Zha 25].

IV.2.2 Principe de la Technique PSO

L'algorithme PSO s'inspire de la recherche sur la vie artificielle, notamment de l'imitation des comportements de groupe des oiseaux, des poissons et d'autres mécanismes (Figure IV.1).

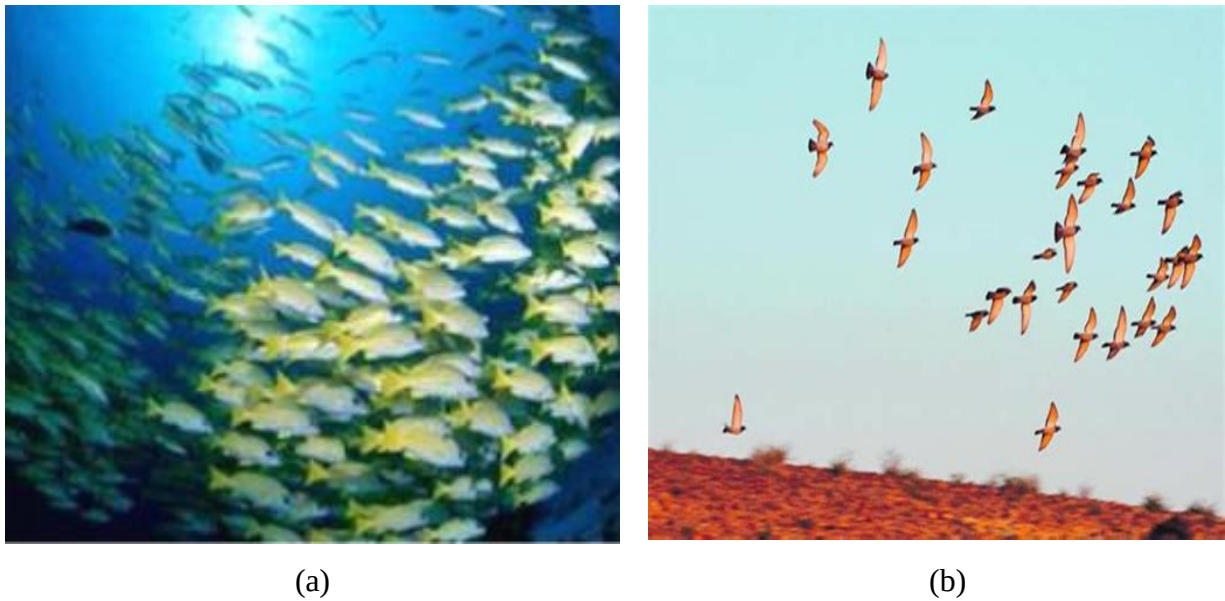


Figure IV.1 : Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons

Ces animaux présentent une dynamique de mouvement complexe malgré leur intelligence limitée et leur compréhension locale de leur position dans le groupe. Chaque individu d'un groupe ne connaît que la position et la vitesse de ses voisins les plus proches. Ainsi, chaque individu prend des décisions concernant sa propre mobilité en utilisant à la fois ses propres expériences passées et les informations locales sur ses voisins les plus proches. Des directives simples telles que "avancer dans la même direction", "avancer à la même vitesse que les autres" ou "rester près de vos voisins" sont des exemples de comportements appropriés pour maintenir le groupe ensemble et permettre l'émergence de comportements de groupe complexes et adaptatifs. Ainsi, les interactions locales entre les particules du groupe conduisent à une "intelligence globale" du groupe. Le PSO a été développé par Kennedy et Eberhart en utilisant ces principes socio-psychologiques. Pour atteindre l'optimum global, un ensemble de particules, représentant des solutions candidates parcourt l'espace de recherche afin d'explorer les différentes possibilités de résolution du problème d'optimisation. Les trois facteurs suivants influencent le mouvement d'une particule [Coo 08] [Sun 20] :

- Une composante sociale : la particule se déplace généralement vers le meilleur emplacement déjà choisi par ses voisins puisqu'elle a tendance à s'appuyer sur les connaissances de ses congénères.
- Composante physique : La particule est influencée par sa trajectoire actuelle et tend à suivre sa direction de mouvement existante.
- Une composante cognitive : la particule a tendance à aller en direction du meilleur site qu'elle a déjà traversé.

- La qualité d'optimisation de la position d'une particule dans l'espace de recherche est évaluée par la valeur instantanée de sa fonction objectif. La stratégie complexe de déplacement des particules est illustrée à la figure IV.2.

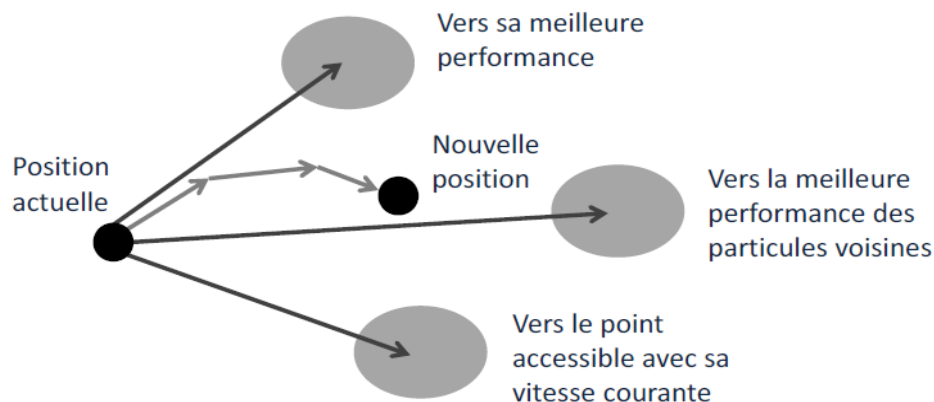


Figure IV.2 : Dynamique des Particules dans la Technique PSO

Pour nous améliorer à tous égards, nous avons une fonction objective. Swarm, qui est l'ensemble des particules présentes dans l'espace de recherche de la fonction cible. Le concept central de cet algorithme est le déplacement de particules dans un espace de recherche afin de trouver une solution optimale. Un essaim initial est déployé aléatoirement dans le domaine de recherche, chaque particule ayant une vitesse aléatoire. Le processus itératif se déroule ensuite à chaque pas de temps suivant :

- Chaque particule peut évaluer la qualité de sa position actuelle et maintenir sa performance la plus élevée, qui est la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'à présent (qui dans certains cas est la position actuelle), ainsi que sa qualité (la valeur à cette position de la fonction à optimiser).
- Chaque particule a la capacité d'interroger un certain nombre de ses congénères dans son voisinage et d'extraire de chacun ses meilleures performances.
- Chaque particule choisit la meilleure représentation qu'elle voit à chaque pas de temps, ajuste sa vitesse en fonction de ces informations et données, et se déplace en conséquence.

La particule doit choisir son prochain mouvement, ou sa nouvelle vitesse, en fonction du peu d'informations dont elle dispose.

Il combine trois informations :

- Sa vitesse actuelle.
- Son meilleur emplacement actuel.
- La meilleure performance (vitesse et position) de ses voisines.

Avec le réglage aléatoire fini des coefficients de confiance, le hasard joue un rôle et encourage l'exploration de l'espace de recherche. Bien sûr, les équations de mouvement sont utilisées pour formaliser le tout afin que vous puissiez le programmer. Il existe une analyse mathématique qui définit les conditions de convergence et de choix des variables, ce qui est une distinction intéressante par rapport à de nombreuses autres inférences empiriques.

IV. 2.3 Formulation Mathématique de l'Algorithme PSO

Traduire les mouvements sociaux en équations mathématiques est important pour bénéficier de l'intelligence animale. La particule i de l'essaim est modélisée par sa position dans l'espace de recherche de dimension D . $\vec{x}_i = (x_{i1}, x_{i2}, x_{i3}, \dots, x_{iD})$ et par son vecteur vitesse $\vec{v}_i = (v_{i1}, v_{i2}, v_{i3}, \dots, v_{iD})$. Cette particule garde en mémoire la meilleure position par laquelle elle est déjà passée, que l'on note $\vec{P}_{best\ i} = (P_{best\ i1}, P_{best\ i2}, P_{best\ i3}, \dots, P_{best\ iD})$.

La meilleure position qui s'est passée par les particules de l'essaim est notée $\vec{G}_{best} = (G_{best\ 1}, G_{best\ 2}, G_{best\ 3}, \dots, G_{best\ D})$. La position de départ de chaque particule est déterminée aléatoirement dans les limites de la zone d'étude du problème. Le vecteur vitesse pour chaque itération est ensuite utilisé pour calculer le déplacement de chaque particule. L'équation est utilisée pour déterminer le vecteur vitesse (IV.1)

$$v_{ij}^k = wv_{ij}^{k-1} + c_1r_1(P_{best\ i}^{k-1} - x_{ij}^{k-1}) + c_2r_2(G_{best\ i}^{k-1} - x_{ij}^{k-1}), j \in \{1, \dots, D\} \quad (IV.1)$$

Ensuite, la nouvelle position dans l'itération k peut être trouvée par l'équation (IV.2).

$$x_{ij}^k = x_{ij}^{k-1} + v_{ij}^k, j \in \{1, \dots, D\} \quad (IV.2)$$

Ici, x^{k-1} représente la position actuelle de la particule dans l'espace de recherche, tandis que, x^k correspond à sa nouvelle position mise à jour. Le terme w désigne le coefficient d'inertie, alors que c_1 et c_2 sont des constantes connues sous le nom de coefficients d'accélération. Par ailleurs, r_1 et r_2 sont deux variables aléatoires, générées à chaque itération k et pour chaque dimension j , dont les valeurs sont comprises dans l'intervalle $[0, 1]$.

L'équation (IV.1) comprend trois composantes clés, détaillées ci-dessous :

- Le terme wv_{ij}^{k-1} correspond à la composante inertielle du déplacement de la particule. Ici, le paramètre w est crucial, car il régit le degré d'influence de la direction actuelle du

mouvement sur le déplacement ultérieur. Il est à noter que w peut être adaptatif dans certains contextes.

- $c_1 r_1 (P_{best\ i}^{k-1} - x_{i\ j}^{k-1})$ correspond à la composante cognitive du déplacement, où le paramètre c_1 contrôle le comportement cognitif de la particule ;
- Le terme $c_2 r_2 (G_{best\ i}^{k-1} - x_{i\ j}^{k-1})$ représente la composante sociale du déplacement. Ici, le paramètre c_2 contrôle l'aptitude sociale de la particule, influençant sa tendance à converger vers la meilleure position globale trouvée par l'essaim.

L'impact de l'orientation de la particule sur sa vitesse ultérieure est contrôlé par le coefficient d'inertie, w . Pour parvenir à un équilibre entre la recherche locale et la recherche globale, ce paramètre est renseigné. La valeur du poids d'inertie détermine l'intensité de l'exploration de l'espace de recherche, avec une valeur élevée de w facilitant l'exploration globale et une faible valeur facilitant l'exploration locale. La masse inertielle a suscité l'intérêt de la communauté scientifique en raison de son impact sur les performances de l'algorithme PSO.

Une approche innovante du coefficient d'inertie a été introduite par, qui a proposé une adaptation dynamique évolutive dans le temps. Leur méthode, qui démarre généralement avec une valeur autour de 0,9 et diminue linéairement jusqu'à 0,4, a considérablement amélioré les performances de PSO pour divers problèmes d'optimisation.

La variation linéaire du coefficient d'inertie (w) en fonction du temps est donnée par la formule ci-dessous :

$$w = w_{max} - (w_{max} - w_{min}) \left(\frac{k}{k_{max}} \right) \quad (IV.3)$$

Dans cette formule, k est le nombre d'itérations courant et k_{max} le nombre total d'itérations. Les constantes w_{max} et w_{min} définissent respectivement les bornes supérieure et inférieure du coefficient d'inertie [Eld 12].

IV.2.4 Organigramme de l'algorithme (PSO)

Les formules mathématiques donnent les meilleurs résultats selon elles. De plus, il existe plusieurs solutions pour chaque itération, ce qui signifie que des endroits différents pour chaque particule sont identifiés pour l'itération finale selon le critère d'arrêt. Nous avons donc récupéré tous les concepts précédents, puis les avons combinés dans un organigramme afin d'utiliser ces les équations selon l'algorithme PSO sous la figure suivante :

Après avoir présenté cet organigramme de base de la figure précédente illustrant les principales étapes de la méthode PSO.

Où :

- La première étape : Initialisation. Le processus commence par la génération d'une population initiale aléatoire distribuée dans les limites définies de l'espace de recherche.
- La deuxième étape : cherche à évaluer chaque particule selon la valeur de la fonction objectif du problème.
- La troisième étape : Dans cette étape, nous trouvons la nouvelle position de chaque particule basée sur les équations IV.1 et IV.2.
- La quatrième étape : fournit les conditions d'arrêt de l'algorithme, ces exigences peuvent être exprimées en nombre maximal d'itérations ou en erreur acceptable " ϵ ".

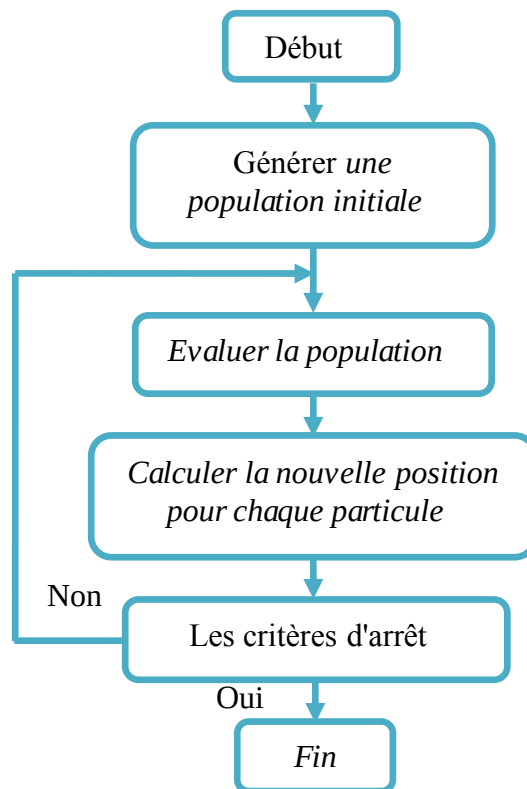


Figure IV.3 : Organigramme de base de la méthode PSO.

Algorithme : Algorithme d'optimisation par essaim particulaire

Initialisation Choisir aléatoirement une population initiale

Pour chaque particule i , $\vec{P}_{i\ best} = \vec{x}_i$

Répéter

Pour $i = 1$ à N **faire**

Déplacement de la particule à l'aide de l'équation mathématique IV.1 et IV.2.

Évaluation évaluer $f(\vec{x}_i)$,

Si $f(\vec{x}_i)$ est meilleur que $f(\vec{P}_{i\text{ best}})$

$\vec{P}_{i\text{ best}} \leftarrow \vec{x}_i$

Fin Si

Si $f(\vec{P}_i)$ est meilleur que $f(\vec{g}_{i\text{ best}})$

$\vec{g}_{i\text{ best}} \leftarrow \vec{P}_i$

Fin Si

Fin Pour

Tant que le critère d'arrêt n'est pas satisfait

Pour améliorer les paramètres de contrôle et obtenir les meilleures performances, l'algorithme d'optimisation PSO sera modifié pour s'adapter aux procédures de contrôle du MRV.

IV. 3 Optimisation multi-objectif

Si le PSO a été initialement développé pour des problèmes à objectif unique, des modifications ultérieures ont permis son application réussie à l'optimisation multi-objectifs. Une brève classification des techniques les plus connues sera décrite dans cette section, ainsi que les caractéristiques de techniques multi-objectif. Être appliquées au PSO, des méthodes explicitement construites pour le PSO seront décrites. Nous approfondirons les méthodes utilisées pour produire la communauté initiale[Yan 19].

La majorité des problèmes d'optimisation qui surviennent dans le monde technologique incluent généralement deux ou plusieurs objectifs contradictoires. De ce fait, on ne peut pas parler d'une seule solution idéale mais plutôt de plusieurs d'entre elles qui offrent le meilleur compromis. La décision concernant la meilleure solution à conserver doit encore être prise, soit par un décideur humain, soit par un algorithme différent. Trois catégories permettent de catégoriser les algorithmes multi-objectifs :

- Méthodes a priori : Préalablement à l'exécution de l'algorithme d'optimisation, une décision est prise quant à la pondération des critères dans la sélection finale. L'intervention d'un décideur humain n'est pas nécessaire dans cette situation.
- Méthodes progressives : où le décideur est interrogé lors des itérations pour aider l'algorithme à faire un choix final.

- Méthodes à posteriori : A l'issue des itérations, l'algorithme présente au décideur une liste de solutions pour prendre sa décision.

Nous définissons la forme générale d'un problème d'optimisation multi-objectif à l'aide de l'expression suivante:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Minimiser} \quad \vec{F}_p(\vec{X}), \vec{X} = (x_1, \dots, x_n)^T \in R^n \\ \text{avec} \quad \vec{F}_p(\vec{X}) = [f_1(\vec{X}), f_1(\vec{X}), \dots, f_p(\vec{X})] \\ \text{Sous les contraintes :} \\ \quad \vec{g}_k(\vec{X}) \leq 0, (K = 1, \dots, N) \\ \text{et } \vec{h}_j(\vec{X}) \leq 0, (K = 1, \dots, M) \end{array} \right. \quad (\text{IV.4})$$

Un problème d'optimisation multi-objectifs, où le vecteur $\vec{F}(\vec{X})$ contient plusieurs fonctions objectifs, cherche à minimiser (ou maximiser) chaque fonction. La difficulté inhérente réside dans leur caractère souvent contradictoire : l'amélioration d'un objectif en dégrade souvent un autre. Par conséquent, le résultat recherché n'est pas un optimum unique, mais plutôt un compromis équilibré entre tous les objectifs[Yan 19].

Il existe plusieurs méthodes pour résoudre un problème d'optimisation multi-objectif, qui nous permettent de sélectionner les solutions qui dominent les autres solutions.

a) La dominance

Le concept de dominance constitue un pilier central dans les algorithmes d'optimisation multi-objectifs, servant à évaluer et hiérarchiser les différentes solutions possibles. Une solution X^{i*} est considérée comme dominante par rapport à une autre solution X^i lorsqu'elle satisfait simultanément les deux conditions suivantes :

$$f_p(X^{i*}) \leq f_p(X^i) \quad \forall p \in \{1, \dots, P\} \quad (\text{IV.5})$$

$$\exists p \in \{1, \dots, P\} \text{ tel que } f_p(X^{i*}) < f_p(X^i) \quad (\text{IV.6})$$

b) Optimalité de Pareto

Étant donné un ensemble fini de solutions, le principe de dominance permet de les comparer facilement par paires pour déterminer les relations de dominance. Grâce à cette évaluation systématique, nous identifions finalement un sous-ensemble de solutions qui ne sont dominées par aucune autre solution au sein du groupe. C'est ce qu'on appelle le résultat critique ou l'ensemble de solutions non dominé.

c) La surface de compromis

L'ensemble des solutions identifiées grâce au classement basé sur la dominance définit une frontière critique dans l'espace objectif, souvent appelée surface de compromis ou front de Pareto. Cette surface présente deux points de référence importants : le point idéal, obtenu en optimisant chaque fonction objectif indépendamment, et le point nadir, qui englobe les valeurs les moins favorables atteintes par les fonctions objectifs, délimitant ainsi l'espace des solutions atteignables.

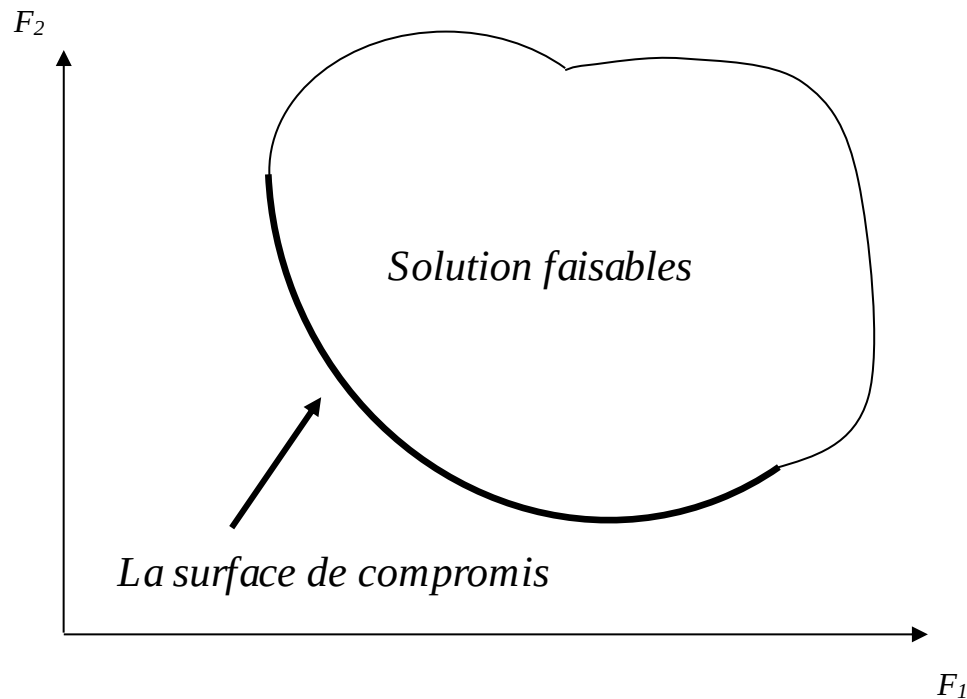


Figure IV.4 : Tracé de la frontière de compromis multi-objectifs

IV. 3.1 Optimisation multi-objectif par essaim de particules (MO-PSO)

L'optimisation multi-objectif par essaim de particules (MO-PSO, pour Multi-Objectif Particle Swarm Optimization) est une variante de l'algorithme d'optimisation par essaim de particules (PSO), adaptée pour traiter les problèmes d'optimisation comportant plusieurs critères ou objectifs à satisfaire simultanément. Cette méthode s'appuie sur le concept de l'essaim de particules, où chaque particule représente une solution potentielle au problème et se déplace dans l'espace de recherche en s'inspirant de ses propres expériences ainsi que de celles des meilleures particules de l'essaim[Shu 20].

Dans le contexte multi-objectif, l'objectif n'est plus de trouver une unique solution optimale, mais plutôt un ensemble de solutions dites "optimales au sens de Pareto". Une solution est dite

optimale au sens de Pareto si aucune autre solution ne peut l'améliorer sur un objectif sans la dégrader sur au moins un autre. L'ensemble de ces solutions forme le "front de Pareto".

L'adaptation principale de l'approche MO-PSO par rapport au PSO standard réside dans sa capacité à maintenir et à mettre à jour un ensemble de solutions dites "leader" qui guide l'essaim vers différentes régions du front de Pareto. Cela implique l'utilisation de mécanismes spécifiques pour évaluer la qualité des solutions dans un contexte multi-objectif, comme la dominance de Pareto, la distance de foule, ou d'autres indicateurs de diversité, afin de préserver un bon équilibre entre l'exploration de l'espace de recherche et l'exploitation des meilleures solutions trouvées.

L'MO-PSO est particulièrement utile pour les problèmes complexes où les objectifs sont en conflit ou lorsqu'une solution unique ne peut pas satisfaire tous les critères de manière optimale. Elle est employée dans divers domaines tels que l'ingénierie, la gestion de projet, la logistique, et la planification environnementale, offrant une approche flexible et efficace pour la prise de décision multicritères.

Notre algorithme est basé sur la technique d'optimisation multi-objectif par essaim de particules (MO-PSO).

Voici les principales caractéristiques de cette technique dans le contexte général de l'optimisation de systèmes :

- **Fonctions Objectif** : Les fonctions objectif représentent les objectifs à optimiser. Dans le cas de l'optimisation Multi-objectif, il peut y avoir plus d'une fonction objectif, chacune représentant un critère de performance différent. Ces fonctions peuvent être non linéaires et parfois conflictuelles.
- **Front de Pareto** : Plutôt que de chercher une seule solution optimale, L'MO-PSO vise à trouver le Front de Pareto, qui est un ensemble de solutions non dominées. Ces solutions ne peuvent pas être améliorées dans un critère sans sacrifier un autre. Le Front de Pareto offre donc un ensemble de compromis optimaux.
- **Diversité des Solutions** : L'MO-PSO favorise la diversité des solutions pour couvrir différentes régions du Front de Pareto. Cela garantit une exploration complète de l'espace des solutions pour éviter la concentration excessive sur une seule région.
- **Convergence et Stagnation Handling** : Des mécanismes sont souvent intégrés pour gérer la convergence et éviter la stagnation prématurée. Cela peut inclure des paramètres adaptatifs, des techniques de perturbation, ou l'introduction de variations pour explorer de nouvelles solutions.

- **Évaluation Parallèle** : Pour améliorer l'efficacité, L'MO-PSO peut être parallélisé, permettant l'évaluation simultanée de plusieurs solutions. Cela est particulièrement utile lorsque l'évaluation des fonctions objectif est coûteuse en termes de temps de calcul.
- **Gestion des Contraintes** : Des contraintes peuvent être intégrées pour refléter les limites physiques ou opérationnelles du système. Cela garantit que les solutions générées sont réalisables dans la pratique.
- **Adaptabilité aux Problèmes Dynamiques** : L'MO-PSO peut être adaptée pour résoudre des problèmes dynamiques où les objectifs ou les contraintes évoluent dans le temps.
- **Facilité d'Implémentation** : Le PSO est relativement simple à implémenter par rapport à d'autres algorithmes d'optimisation, ce qui facilite son utilisation dans différents domaines d'application.

S'inspirant des techniques d'optimisation par essaims de particules multi-objectifs (MO-PSO), l'algorithme développé intègre le partitionnement de la population en sous-essaims et utilise des stratégies de sélection de guides spécifiques.

IV. 3.2 Optimisation les techniques de contrôle MRV 12/8 par MO-PSO

Comme illustré à la figure IV.5, la stratégie de contrôle repose sur deux régulateurs distincts : un régulateur de vitesse PI et un régulateur de courant à hystérésis. La sortie du régulateur de vitesse fournit la référence de courant, que le régulateur à hystérésis traite pour générer le couple électromagnétique requis pour une régulation précise de la vitesse.

Le régulateur à hystérésis fonctionne en comparant le courant mesuré à la référence de courant de consigne, produisant ainsi un signal d'erreur. Ce signal d'erreur est ensuite transmis à un générateur de signaux, qui génère un signal de commutation correspondant. Ce signal détermine finalement les angles de commutation (θ_{on} , θ_{off}), contrôlant ainsi les phases d'activation et de désactivation du convertisseur asymétrique.

Cette méthode de contrôle garantit le maintien de la vitesse désirée en fonction du courant de chaque phase, contrôlé par le contrôleur d'hystérésis. Cependant, l'ondulation du couple demeure un problème indésirable dans le MRV. Cette situation peut être améliorée en identifiant et en appliquant les paramètres de contrôle les plus adaptés pour minimiser l'ondulation.

Compte tenu de leur influence considérable sur les performances du MRV, les angles de commutation (θ_{on} , θ_{off}) et la tension d'alimentation U_{cc} sont des paramètres critiques. Pour y remédier, nous avons utilisé des techniques méta-heuristiques d'optimisation. Les résultats de simulation illustreront l'efficacité de cette optimisation pour réduire l'ondulation de couple .

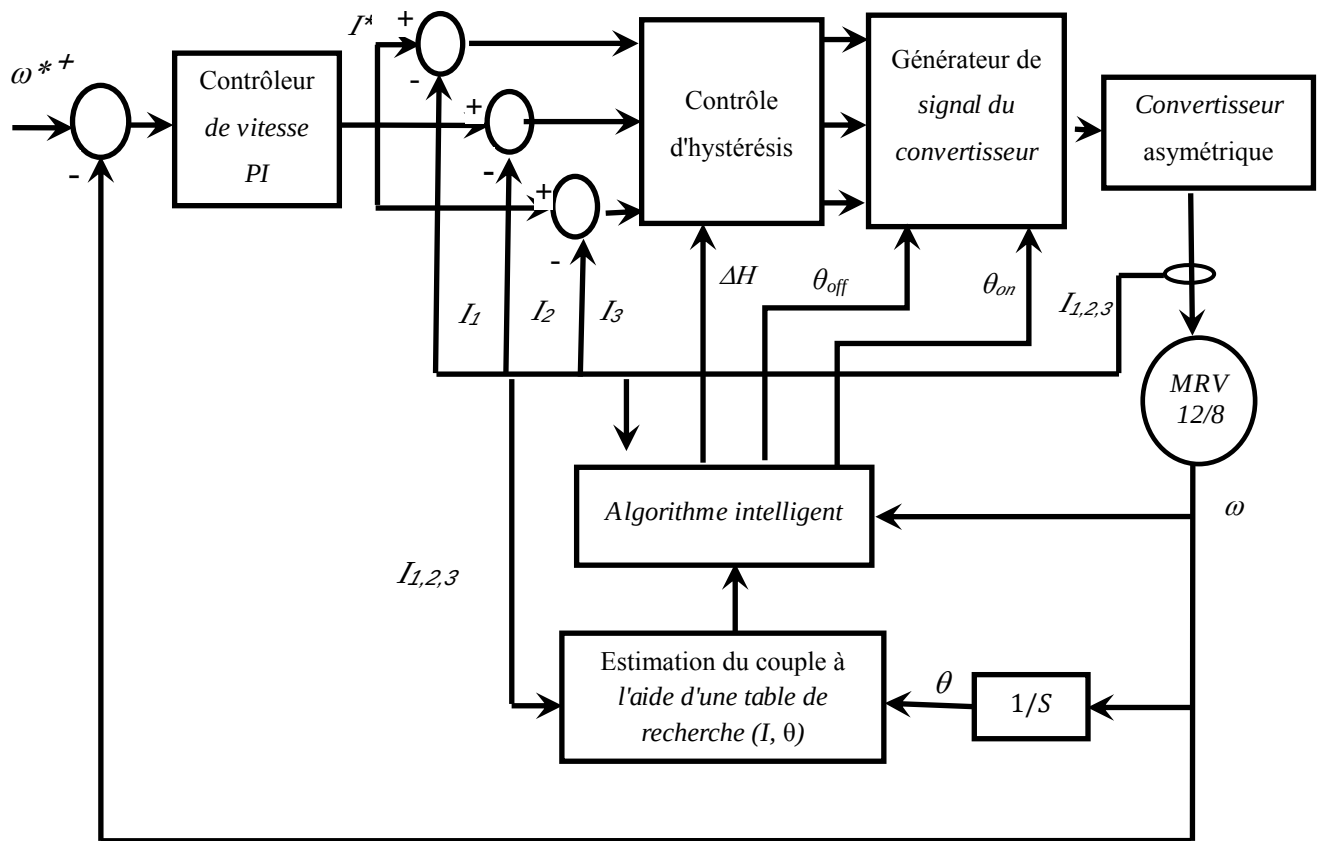


Figure IV.5 : Schéma fonctionnel du système de contrôle proposé MRV12/8 avec Algorithme Intelligent.

IV. 3.3 Association de l'algorithme (PSO) avec le système de contrôle (MO-PSO)

Dans des travaux récents [Leu 20], [Lab_1 17], [Sho 13] ; Les auteurs ont présenté une recherche réussie visant à réduire le couple transmis au MRV en jetant les bases de la recherche des paramètres de valeur optimaux dans le MRV. Notre contribution dans cette étude est de rechercher des valeurs de paramètres optimales en considérant plusieurs objectifs à l'aide d'algorithmes intelligents.

L'organigramme présenté à la figure IV.6, explique la stratégie proposée avec un algorithme PSO multi-objectif.

Nous pouvons illustrer ce diagramme, de manière détaillée, dans points suivants :

- **Générer aléatoirement θ_{on} , θ_{off} et ΔH pour la première population :** Dans un premier temps, l'algorithme introduit aléatoirement la première population selon la recherche espace pour chaque paramètre θ_{on} , θ_{off} et ΔH .

- **Exécutez le système de contrôle pour chaque particule :** la population contient de nombreuses particules et chaque particule est représentée par les paramètres : θ_{on} , θ_{off} et ΔH .

Dans cette étape, l'algorithme envoie les paramètres de chaque particule au contrôle du système avec l'ordre d'exécution pour attendre le retour.

- **Calculer l'aptitude de chaque particule en fonction de la fonction multi-objectif :** le retour du système de contrôle du MRV 12/8 (voir figure IV.5) I1, 2, 3 et la vitesse ω qui est la forme approximative à partir de laquelle nous il faut calculer la fonction objectif.
- **Mise à jour de G_{best} et P_{best} :** PSO exploite deux composants clés de la mémoire pour guider le mouvement des particules : G_{best} , qui est la meilleure position découverte par l'essaim tout entier, et P_{best} , la meilleure position qu'une particule individuelle a personnellement rencontrée et conservée en mémoire.
- **Calculer les nouvelles populations de θ_{on} , θ_{off} et ΔH :** La position initiale de chaque particule définie aléatoirement dans les limites du domaine de recherche du problème, puis le déplacement de chaque particule est déterminé par le vecteur vitesse v^k pour chaque itération. La vectrice vitesse est calculée à partir de l'équation III 1. poids d'inertie, x^k est la dernière position de recherche, c_1 et c_2 sont les coefficients d'accélération, k est le numéro d'itération, r_1 et r_2 sont des valeurs aléatoires dans le domaine [0 - 1].
- **Sélection de la nouvelle particule acceptable :** la nouvelle population contient de nombreuses nouvelles particules telles que calculées à l'étape précédente. Ainsi, les particules acceptables sont déterminées selon des conditions spécifiées dans l'algorithme comme appartenant au domaine de recherche.
- **Nouveau numéro d'itération $k = k+1$, Vérifier l'itération maximale ($k = k_{max}$) :** L'algorithme poursuit en entrant à nouveau dans la phase d'évaluation, et ce cycle persiste jusqu'à ce que le critère d'arrêt prédéfini soit atteint.
- **Imprimer les courbes de convergence et les paramètres optimisés :** Si les conditions de répétition sont remplies, imprimer les résultats finaux.

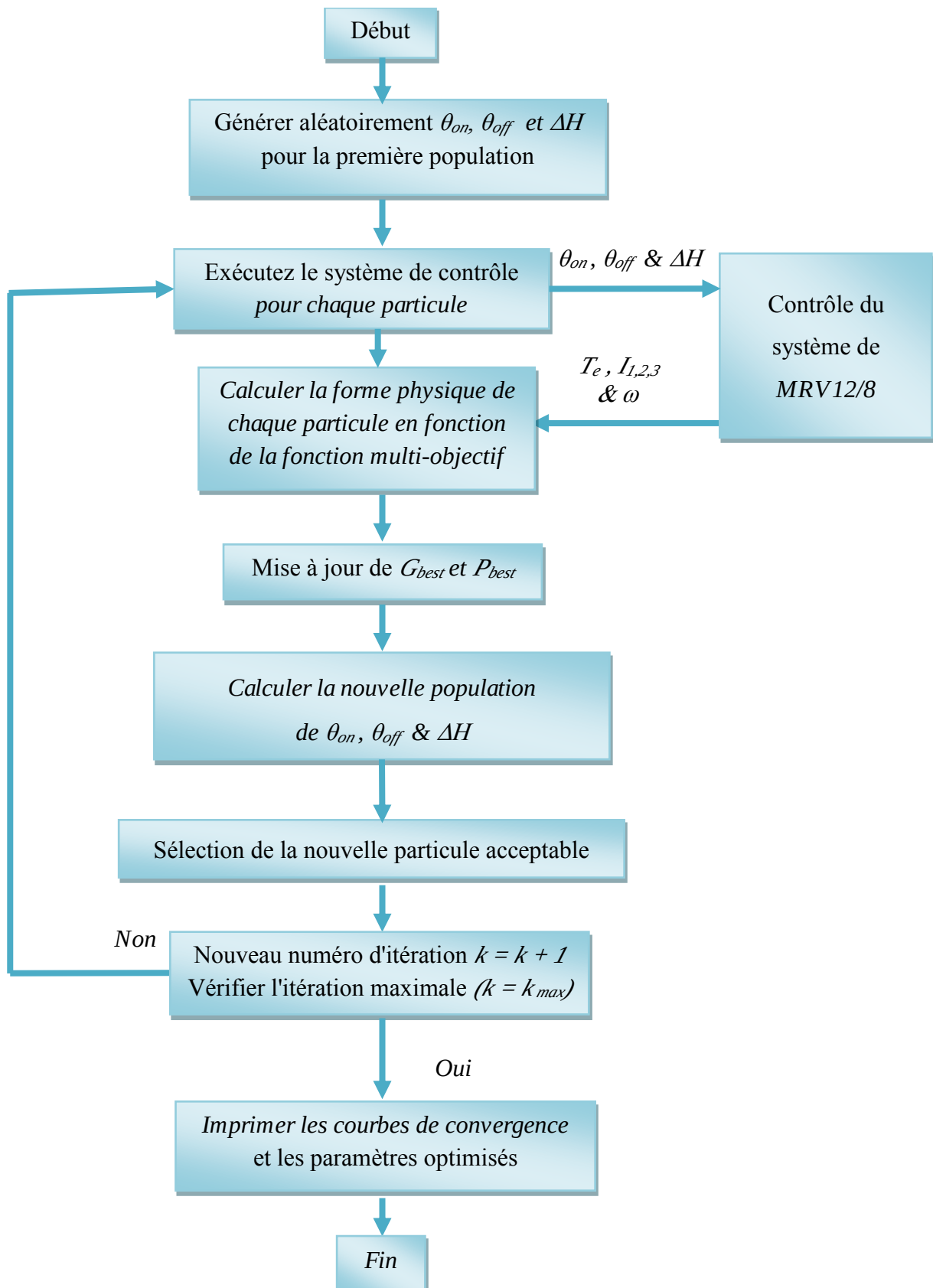


Figure IV.6 : Organigramme de l'association de MO-PSO avec MRV12/8.

IV. 3.4 Fonction multi-objectifs

Les problèmes d'optimisation technique se caractérisent généralement par la présence de deux ou plusieurs objectifs concurrents. Par conséquent, le concept de solution optimale unique devient inapplicable ; l'objectif est plutôt d'identifier un ensemble de solutions offrant les meilleurs compromis possibles. La décision finale concernant la solution à mettre en œuvre parmi cet ensemble est ensuite déléguée à un expert humain ou à une autre méthode de calcul. Les algorithmes multi-objectifs se divisent généralement en trois catégories distinctes [Leu 20], [Koc 19] :

- **Méthodes préalables** : Dans les méthodes préliminaires, l'importance relative des critères est déterminée avant le lancement de l'algorithme d'optimisation, éliminant ainsi le recours à l'intervention humaine.
- **Méthodes progressives** : Dans les méthodes progressives, le décideur fournit des informations au cours des itérations pour guider l'algorithme vers la solution souhaitée.
- **Méthodes a posteriori** : l'algorithme fournit au décideur un ensemble final de solutions parmi lesquelles choisir, une fois toutes les itérations terminées. À propos de la technique utilisée dans ce problème, nous pouvons montrer une représentation graphique telle que présentée dans la figure 8 pour un exemple de deux fonctions Obj_1 et Obj_2 . Où : $Obj_1 = f_1(x_1, x_2)$ et $Obj_2 = f_2(x_1, x_2)$.

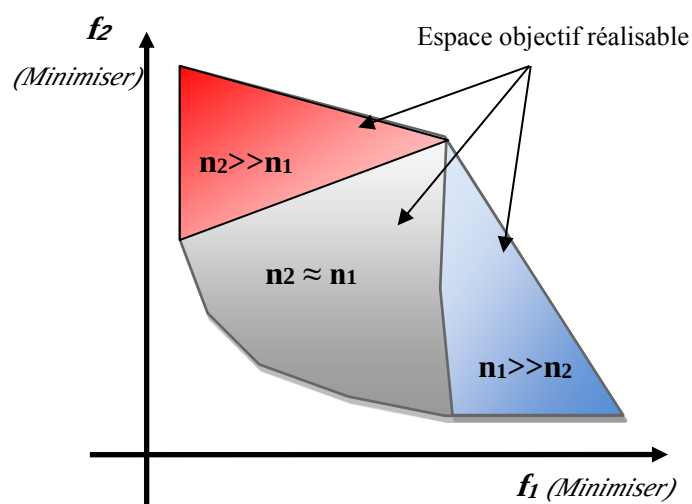


Figure IV.7 : Représentation graphique de l'espace objectif réalisable sous forme de fonction de n_1 et n_2 .

La technique utilisée est basée sur l'objet global par l'utilisation des poids de chaque objet et est donnée comme suit :

$$Obj_{Multi} = \frac{n_1 \cdot Obj_1 + n_2 \cdot Obj_2}{n_1 + n_2} \quad (IV.7)$$

➤ **Objectif I** : porte sur la minimisation des ondulations de couple, exprimées comme suit :

$$Obj_1 = \frac{C_{max} - C_{min}}{C_{mean}} \quad (IV.8)$$

Où C_{max} est le pic maximum du couple, C_{min} est le couple minimum et C_{mean} est le couple moyen en régime permanent.

➤ **Objectif II** : Le second objectif repose sur la minimisation du nombre de commutations, et cela se formule comme suit :

$$Obj_2 = (1 - \Delta H) \quad (IV.9)$$

Où ΔH : présente la bande d'hystérise.

➤ **Objectif III** : L'erreur statique de vitesse est une composante essentielle de l'équation de fitness. La négliger rendrait inutiles les efforts visant à réduire l'ondulation de couple, le contrôle de vitesse étant primordial.

$$Obj_3 = \max(|w_{ref} - w_r|) \quad (IV.10)$$

L'erreur statique sur la vitesse (Obj_3) ne devient significative que lorsqu'elle dépasse un seuil prédéfini (ε), ce qui signifie que ($Obj_3 < \varepsilon$). Cela montre qu' Obj_3 influence l'équation de fitness, en particulier lorsque sa valeur représente une erreur statique physiquement inacceptable (c'est-à-dire importante). Par conséquent, en combinant cette compréhension avec les équations (IV.8), (IV.9) et (IV.11), nous pouvons définir la fonction multi-objectif comme suit :

$$Obj_{Global} = \frac{n_1 \cdot Obj_1 + n_2 \cdot Obj_2 + n_3 \cdot Obj_3}{n_1 + n_2 + n_3} \quad (IV.11)$$

Ici n_1 , n_2 et n_3 sont les poids de chaque objectif. Dans cette étude, ils sont pris égaux à : $n_1 = 25$, $n_2 = 10$, $n_3 = 5$.

Les poids n_1 , n_2 et n_3 peuvent être pris en fonction de l'objet qui est plus important que les autres. Les paramètres utilisés ont été sélectionnés après de nombreuses expériences pour obtenir le meilleur dont nous avons besoin.

Les particules de la population générée dans l'espace de recherche sont définies dans des intervalles par deux valeurs pour chaque paramètre comme suit :

- $\theta_{on} \in [0^\circ - 10^\circ]$.
- $\theta_{off} \in [15^\circ - 22.5^\circ]$.
- $\Delta H \in [0.01 - 1]$.

IV. 4 Résultats de simulation et discussion

Seront affichés les résultats du MRV 12/8 avec ses paramètres standards avant l'application de nos stratégies proposées. Lors de l'utilisation des algorithmes de routage intelligents, il faut trouver une réduction du nombre de commutations avec une ondulation de couple minimale et l'erreur statique de la vitesse doit être dans des limites acceptables. Il sera également appliqué à diverses situations de charge de couple afin de découvrir quel est l'effet de l'optimisation sur MRV avec différents cas. Pour confirmer leur efficacité, les algorithmes intelligents seront comparés les performances des meilleurs paramètres avec les paramètres standards.

Les paramètres standards sont : $\theta_{on} = 0^\circ$ (0 rad), $\theta_{off} = 23^\circ$ (0.4014 rad) and $\Delta H = 0.1$.

Les figures IV.8 et IV.9 montrent respectivement le couple total et le courant de ralenti contrôlés pour 1000 tr/min et les figures IV.10 et IV.11 montrent respectivement le couple total et le courant de ralenti contrôlés pour 1500 tr/min à partir du MRV 12/8 avec des paramètres standard.

Les performances des résultats présentés peuvent être améliorées s'il existe des paramètres meilleurs que ceux standard. Par conséquent, la technique d'optimisation peut être appliquée selon la section précédente comme la suivante.

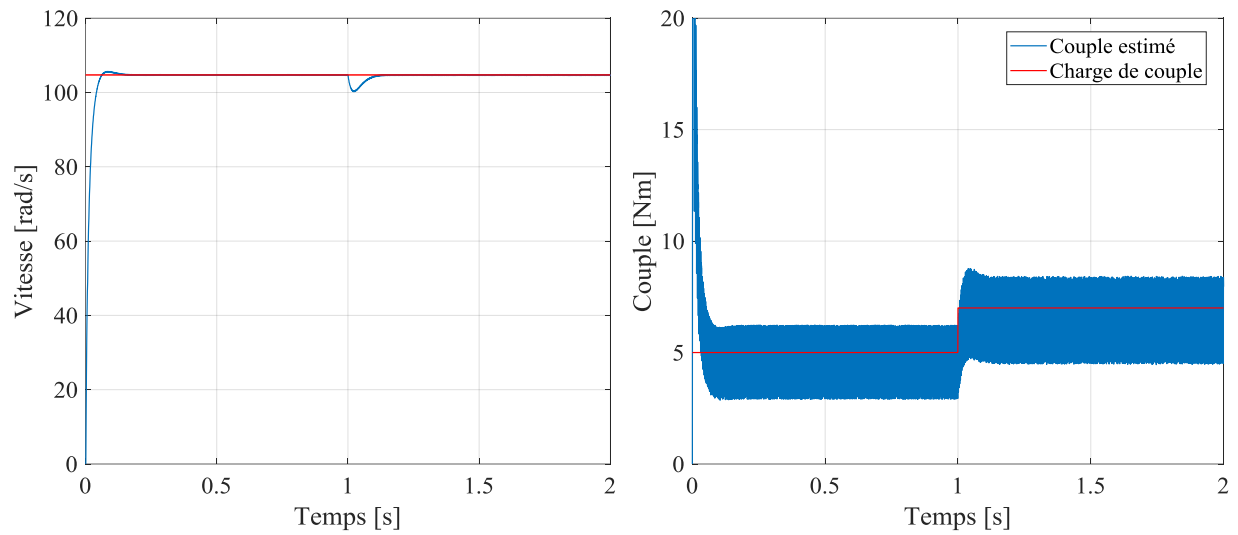


Figure IV.8 : Le couple total pour la vitesse 1000 tr/min du MRV 12/8 dans le cas des paramètres standards.

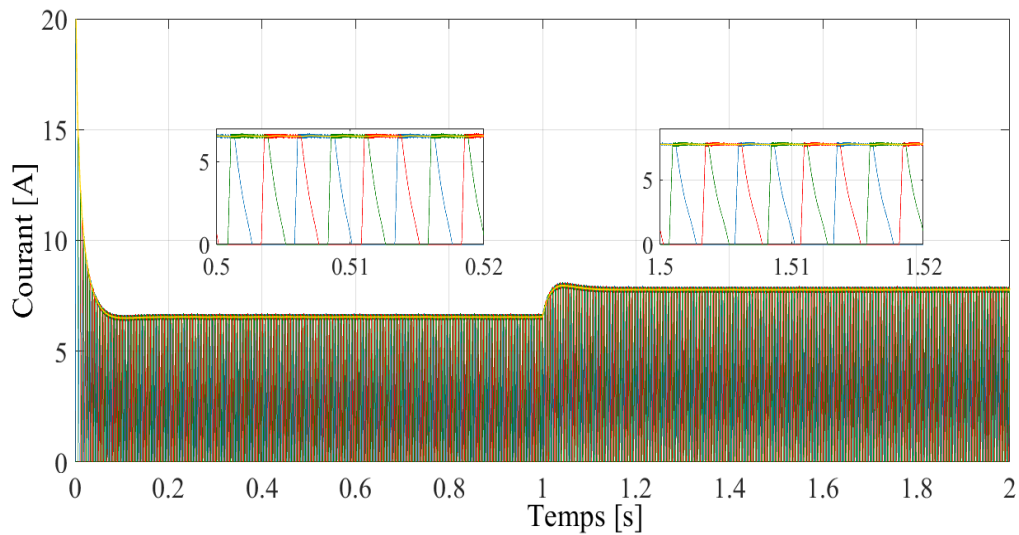


Figure IV.9 : Le courant est contrôlé par le ralenti à 1000 tr/min pour MRV 12/8 dans le cas de paramètres standard.

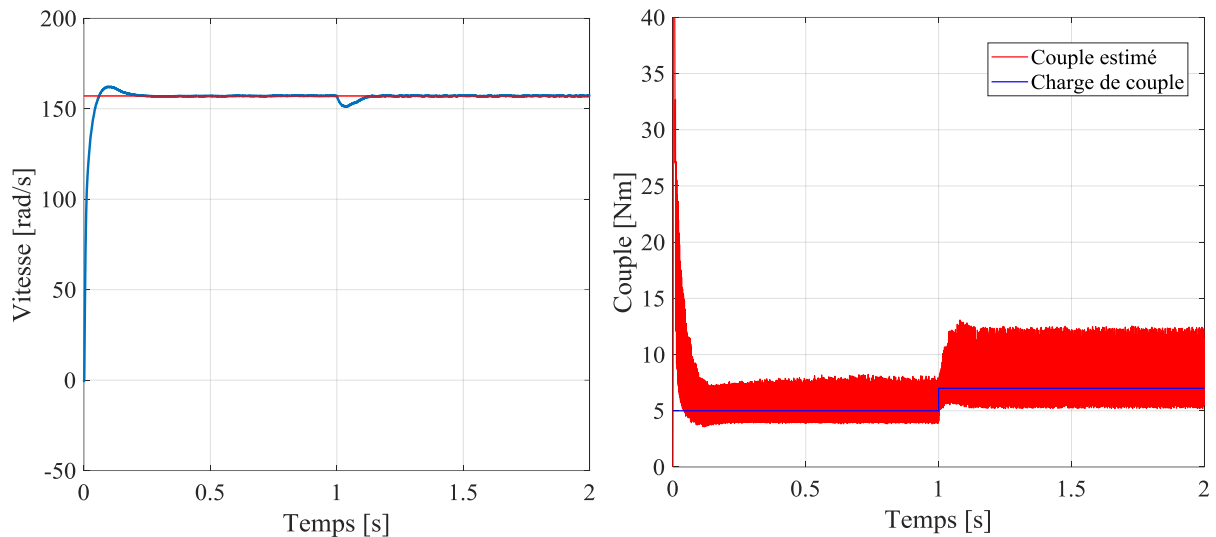


Figure IV.10 : Le couple total pour la vitesse 1500 tr/min du MRV 12/8 dans le cas des paramètres standards.

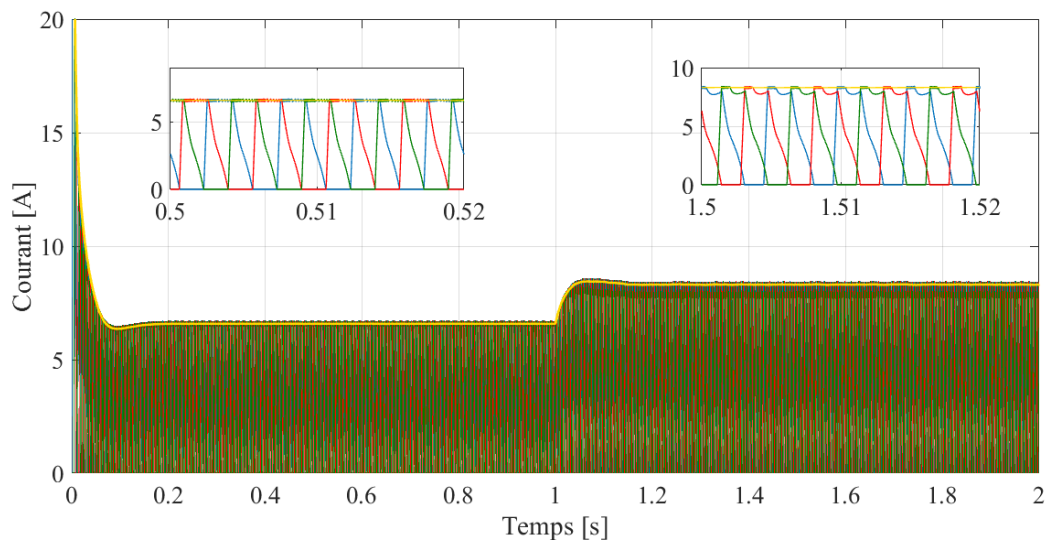


Figure IV.11 : Le courant est contrôlé par le ralenti à 1500 tr/min pour MRV 12/8 dans le cas de paramètres standard.

Après avoir développé le programme qui a réalisé l'algorithme PSO multi-objectifs, l'évolution et la convergence de chaque objectif et la fitness globale ont été présentées, respectivement, dans les figures IV.12 et IV.13, IV.14. Le programme a été appliqué à différentes situations de charge de couples et de vitesses car les grandeurs physiques essentielles influençant les performances du moteur sont la vitesse et le couple. De plus, les effets secondaires et les éventuels changements de charge ou de vitesse sont pris en compte pour assurer une amélioration dans la plupart des cas.

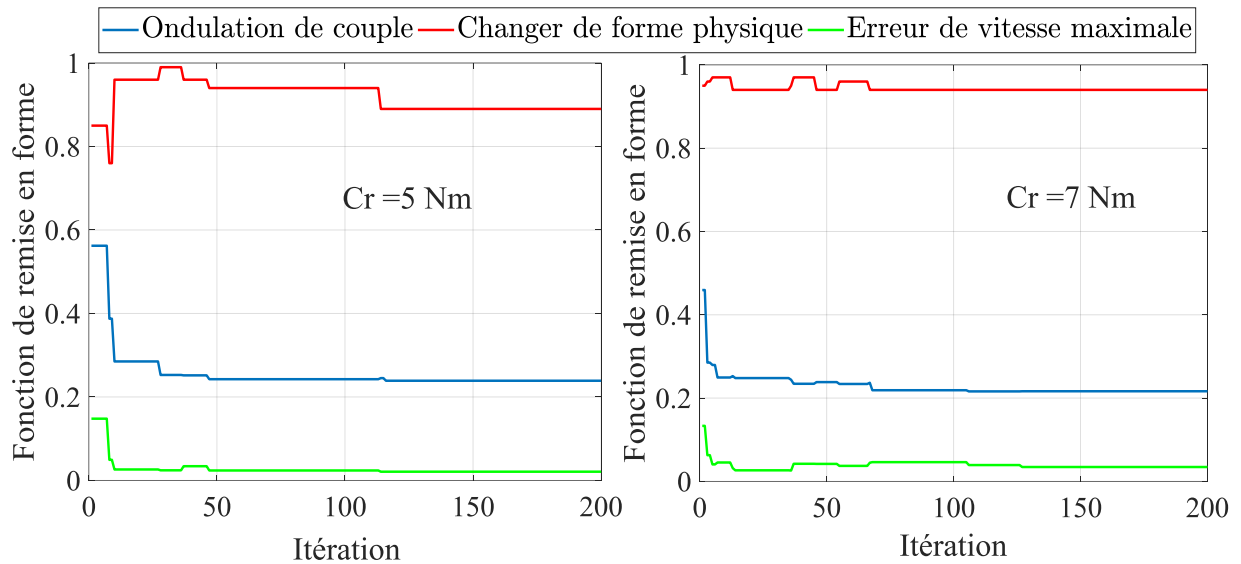


Figure IV.12 : L'évolution et la convergence de chaque objet selon les itérations pour la vitesse 1000 tr/min du MRV 12/8.

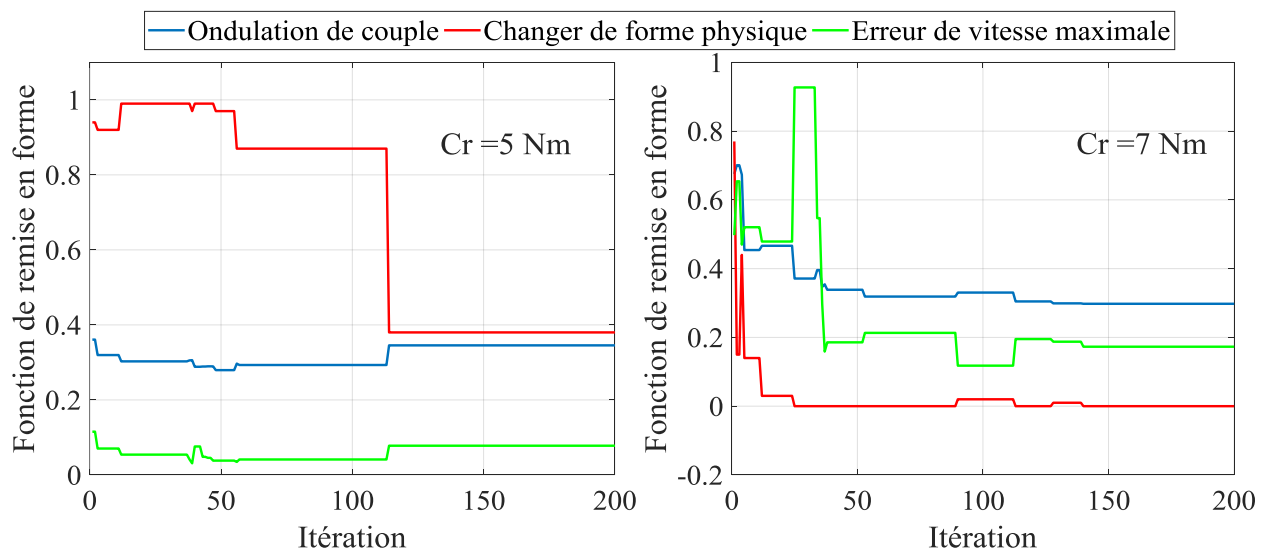


Figure IV.13 : L'évolution et la convergence de chaque objet selon les itérations pour la vitesse 1500 tr/min du MRV 12/8

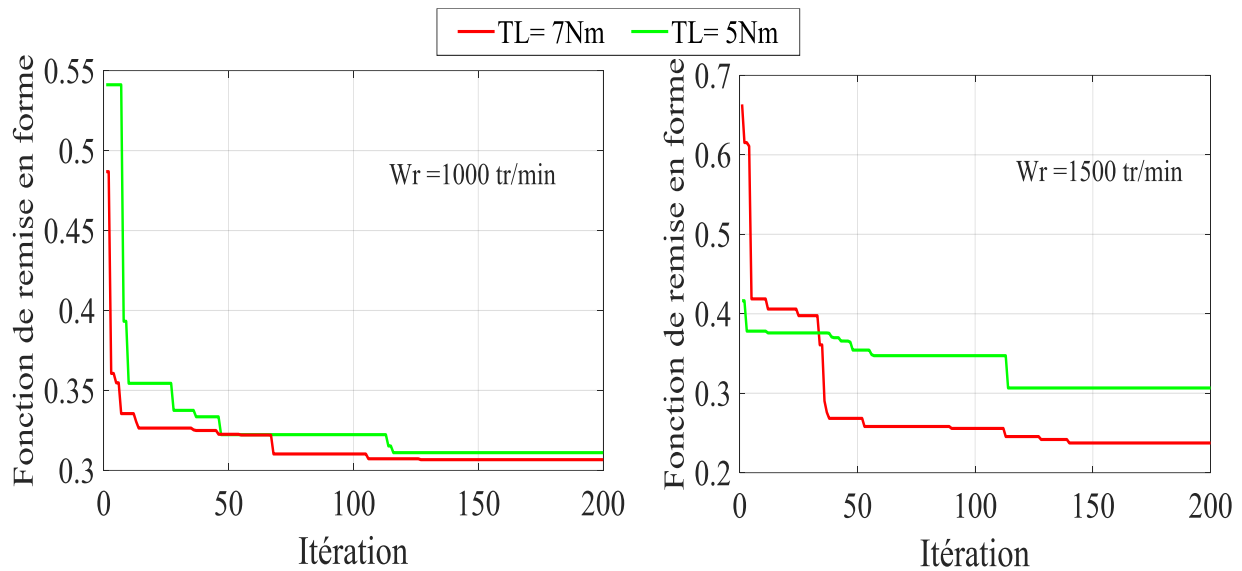


Figure IV.14 : La convergence de la fitness globale des algorithmes multi-objectifs optimisés.

Les résultats numériques pour les paramètres les mieux optimisés en fonction de chaque fonction objectif et le développement global de la forme physique ont été enregistrés dans le tableau 1. Les paramètres optimisés (θ_{on} , θ_{off}) et ΔH seront utilisés dans les prochains résultats pour approuver l'efficacité de nos stratégies proposées.

Tableau IV.1 : Meilleurs paramètres optimisés en fonction de chaque fonction objectif et ajustement global.

Vitesse [tr/min]	Charge de couple [N. m]	Paramètres optimisés			Meilleure forme Fitness de chaque fonction			Fitness global
		θ_{on} [rad]	θ_{off} [rad]	ΔH	Object 1	Object 2	Object 3	
1000	5	0.0286	0.348	0.11	0.2389	0.8900	0.0210	0.3111
	7	1.7453e-04	0.3437	0.06	0.2164	0.9400	0.0345	0.3067
1500	5	0.0010	0.3414	0.6200	0.3455	0.3800	0.0779	0.3066
	7	0.0080	0.3222	1	0.2978	0	0.1730	0.2374

Le couple et le courant totaux contrôlés au ralenti, pour la vitesse égale à 1000 tr/min et 1500 tr/min, sont illustrés aux figures IV.15 et IV.16. La charge de couple appliquée au MRV est de 12/8 dans la période de temps allant de 0 à 1 s. Cr était de 5 Nm. et pour 1 s à 2 s, Cr est égal à : Cr = 7 Nm. Les paramètres (θ_{on} , θ_{off}) et ΔH , dans chaque cas, correspondent au tableau IV.2.

Dès lors, à partir de là, on constate que les objectifs de la technique d'optimisation sont très clairs à travers la réponse en vitesse et le nombre de commutations de courant et l'ondulation de couple plus faible par rapport aux résultats des paramètres standards.

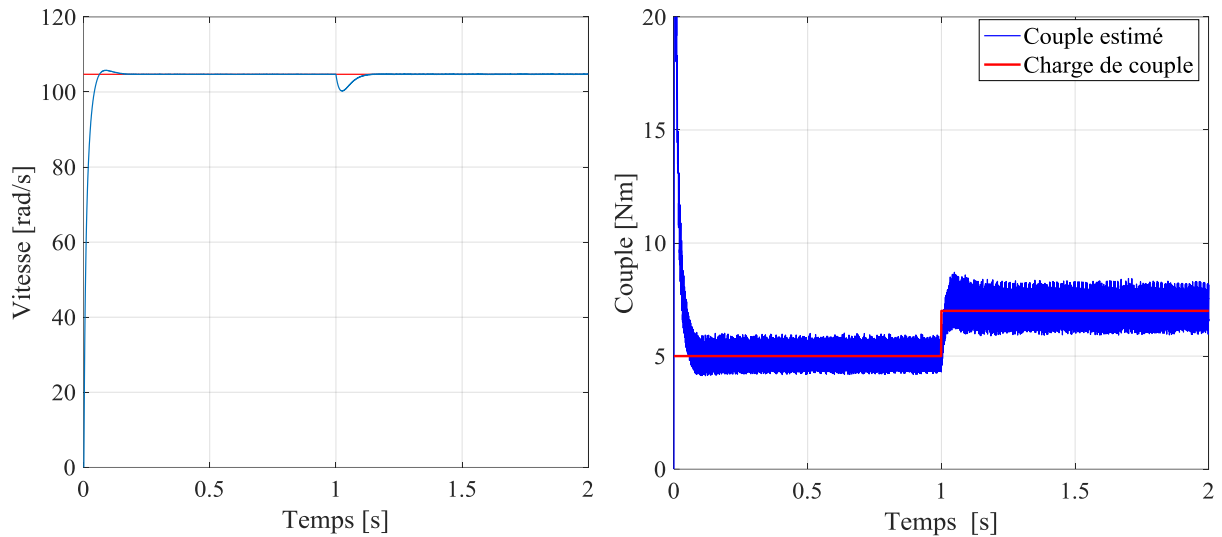


Figure IV.15 : Le couple total pour une vitesse égale à 1000 tr/min du MRV 12/8 dans le cas de paramètres optimisés

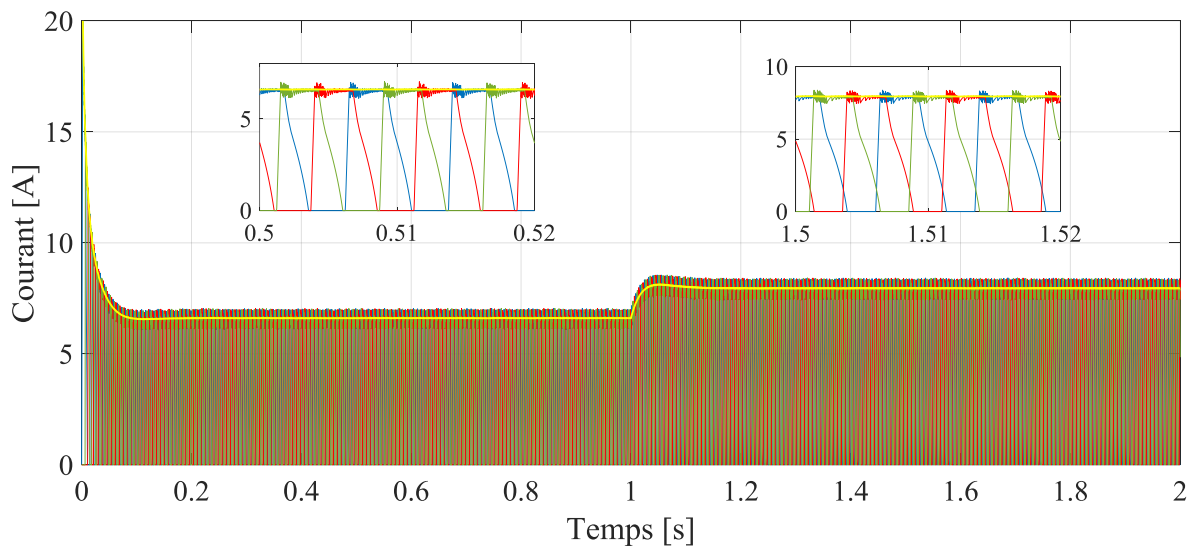


Figure IV.16 : Le courant contrôlé pour une vitesse égale à 1000 tr/min du MRV 12/8 dans le cas de paramètres optimisés.

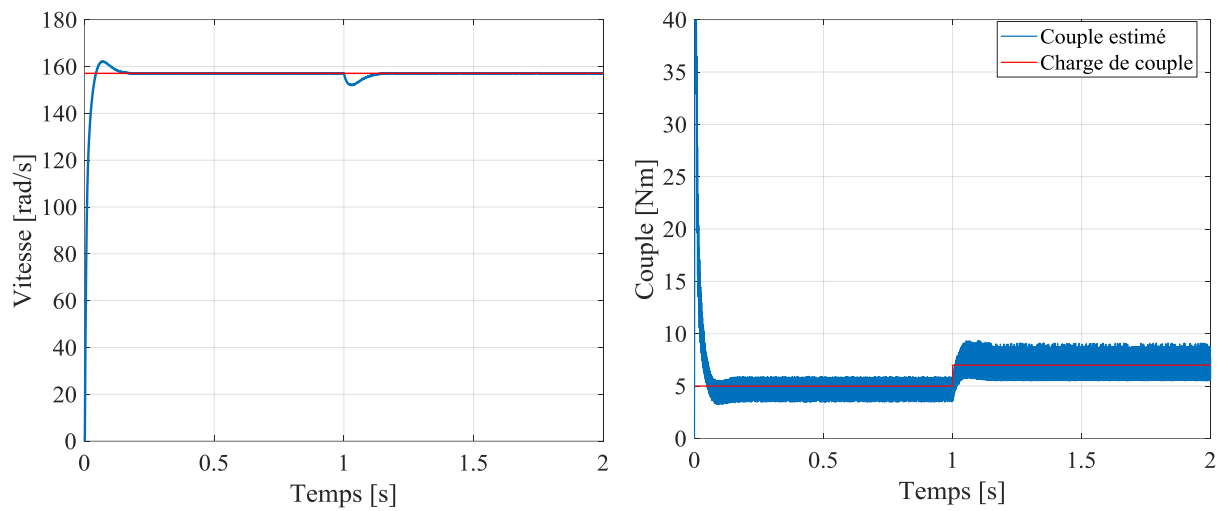


Figure IV.17 : Le couple total pour une vitesse égale à 1500 tr/min du MRV 12/8 dans le cas de paramètres optimisés.

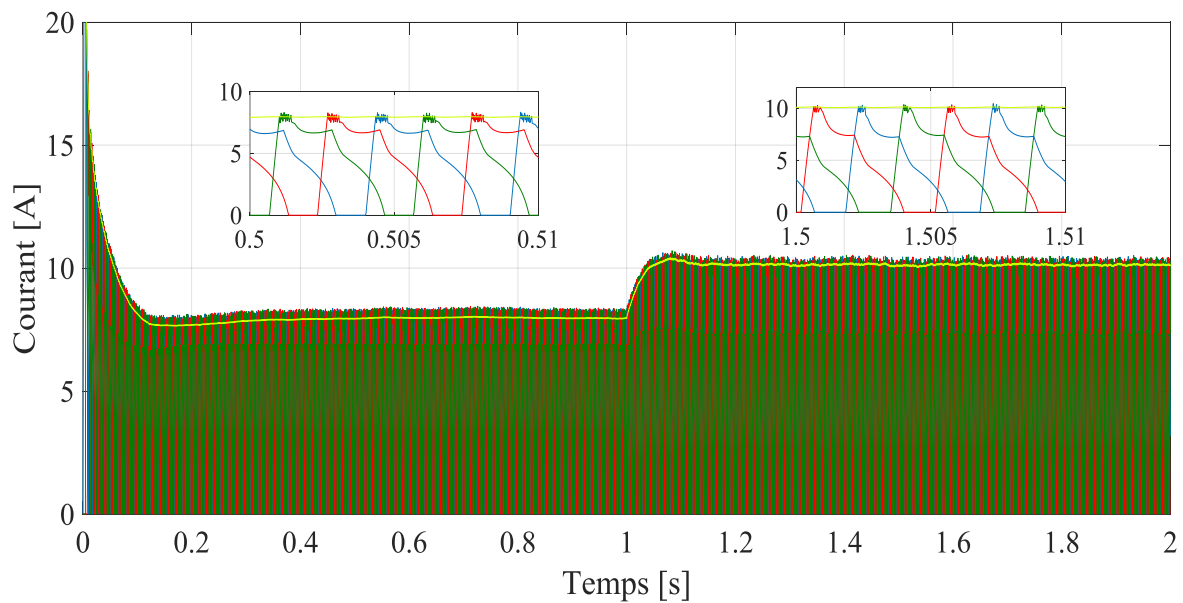


Figure IV.18 : Le courant contrôlé par hystérésis pour une vitesse égale à 1500 tr/min du MRV 12/8 dans le cas de paramètres optimisés.

Le tableau III.3 donne le résumé des résultats. Il est présenté par une comparaison numérique entre les paramètres standards et ceux optimisés par le Multi-Objectif PSO (MO-PSO) proposé. La stratégie développée approuve l'importance de la technique Multi-Objectif pour améliorer une gamme de fonctionnalités pour de meilleures performances, notamment en termes de nombre de commutations.

Tableau IV.2 : Comparaison des résultats numériques entre les paramètres standards et ceux optimisés par le MO-PSO proposé.

Vitesse [tr/min]	Charge de couple [N.m]	Paramètres optimisés par le Multi-Objective PSO				Paramètres standards			
		Object 1	Object 2	Object 3	Global Fitness	Object 1	Object 2	Object 3	Global Fitness
1000	5	0.2389	0.8900	0.0210	0.3111	0.5847	0.9	0.1447	0.5669
	7	0.2164	0.9400	0.0345	0.3067	0.4987	0.9	0.1797	0.5105
1500	5	0.3455	0.3800	0.0779	0.3066	0.5847	0.9	0.1447	0.5669
	7	0.2978	0	0.1730	0.2374	0.4386	0.9	0.4350	0.5040

Enfin, nous proposons des résultats photographiques afin d'enrichir les résultats par une comparaison entre le courant optimisé dépend du second objectif et le courant standard tel qu'il est représenté sur la figure IV.19.

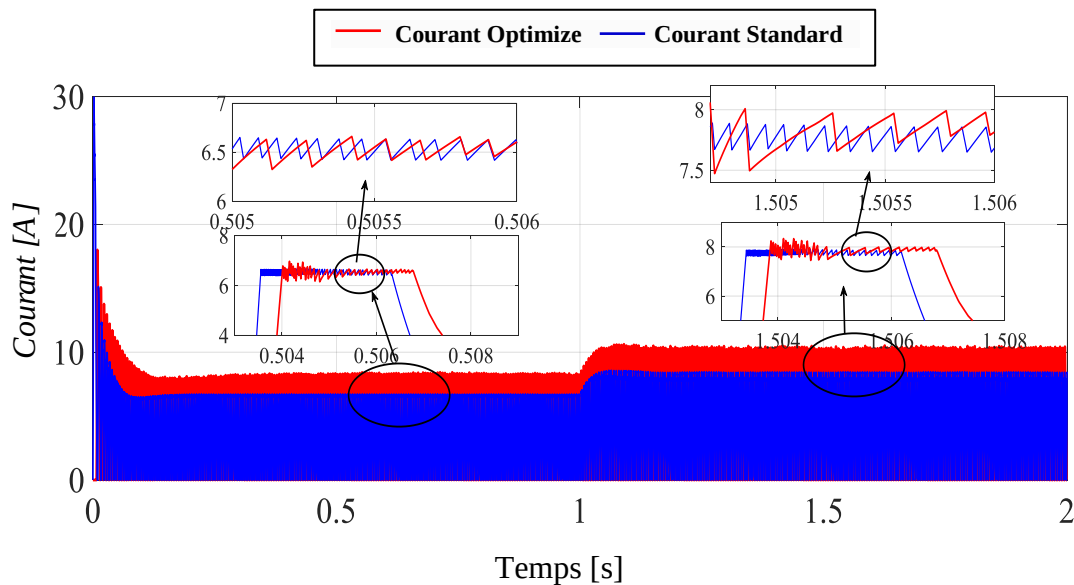


Figure IV.19 : La comparaison entre le courant optimisé et le courant standard.

Les paramètres de contrôle choisis ont un impact important sur les performances de la machine, aussi, le choix des paramètres (θ_{on} , θ_{off}) et ΔH a un impact significatif sur les performances de la machine, tant techniquement qu'économiquement.

Le premier objectif basé sur la minimisation des ondulations de couple permet de minimiser le bruit et les vibrations de la machine avec un meilleur contrôle de la vitesse et de la position.

Le deuxième objectif est basé sur la minimisation des nombres de commutation améliore la perte de puissance du système.

Les résultats présentés soutiennent clairement l'efficacité de la stratégie proposée lors de l'utilisation de l'algorithme Multi-Objectifs PSO pour optimiser les performances et la perte d'énergie afin d'obtenir un meilleur système technique et économique.

Dans la dernière étape, les résultats graphiques et numériques sont affichés lorsque les paramètres standard sont appliqués et lorsque la stratégie proposée pour les paramètres optimisés est mise en œuvre et appliquée au moteur à réluctance variable 12/8.

Après analyse et comparaison des résultats obtenus, l'importance et l'efficacité de la stratégie proposée sont bien confirmées. De plus, cette stratégie montre l'importance de la prise en compte d'objectifs multiples pour réaliser des gains techniques en performances machines et économiques en termes de réduction des pertes énergétiques.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous améliorons les performances des moteurs de RV en intégrant la sagesse de la nature aux techniques de contrôle applicables. Un algorithme d'optimisation est une stratégie qui s'inspire du comportement des animaux dans le monde naturel et qui est associée à l'optimisation.

Nous avons implémenté des résultats de simulation en utilisant des paramètres par défaut, nous avons modifié les paramètres de contrôle d'un modèle non linéaire d'un moteur RV 12/8 en utilisant la méthode MO-PSO pour réduire l'ondulation du couple et les nombres de commutation des onduleurs asymétrique. Après avoir décrit le plan proposé pour modifier l'algorithme intelligent du système de contrôle, les résultats de l'analyse optimale du coefficient ont été présentés. Les paramètres optimisés de l'algorithme MO-PSO pour les angles de commutation, et de la tension d'alimentation (θ_{on} , θ_{off}) et la bande d'hystérésis ΔH ont été comparées aux paramètres standard pour vérifier la validité de méthode proposée.

L'utilisation de l'algorithme intelligent suggéré a permis d'obtenir de meilleurs résultats en termes de réduction de l'ondulation du couple et de contrôle adaptatif de la vitesse. Toutefois, les performances optimales ont été fortement influencées par la fonction de fitness utilisée ainsi que les paramètres liés à l'optimisation.

En conclusion, après avoir comparé les paramètres optimisés et standard, cette analyse met en évidence l'efficacité et la compétitivité de la méthode d'optimisation des agrégats de particules multi-objectifs (MO-PSO) proposée pour améliorer les performances des moteurs de RV dans diverses conditions de charge.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Nos recherches visent à contribuer à l'amélioration des techniques de contrôle afin d'améliorer les performances des moteurs à réluctance variable en exploitant des algorithmes intelligents. Plus précisément, nos travaux visent à atténuer les vibrations et le bruit acoustique générés par leur formation. Cette étude nous a permis d'explorer plusieurs étapes fondamentales qui nous ont conduits à une meilleure compréhension approfondie de cette machine dans ses différents aspects.

Tout d'abord, nous avons présenté un aperçu général des machines à RV. Concernant leur conception et leur topologie, les trois principaux types ont été clairement identifiés. Dans ce cadre, l'accent a été mis sur la MRV à double saillance, souvent considérée comme le modèle de référence pour ce type de machines. Le principe de fonctionnement de la machine à RV monophasée élémentaire a ensuite été expliqué, en soulignant la dépendance des régimes de fonctionnement à la position angulaire du rotor dans chaque zone, qu'il s'agisse de couples positifs, négatifs ou nuls.

Cette analyse nous a offert une vision plus claire des processus internes de la machine et les critères de sélection des angles de commutation afin d'atteindre le mode de fonctionnement désiré. En outre, l'expression du couple électromagnétique de machine à RV a été établie en se basant sur le processus de conversion énergétique à l'intérieur du système électromagnétique.

Une fois ces aspects fondamentaux maîtrisés, nous avons exploré les méthodes d'alimentation. Enfin, cette section a permis de mettre en lumière les avantages, les inconvénients et l'étendue du comportement non linéaire de la machine, des éléments essentiels à prendre en compte lors de la création de modèles virtuels précis.

Pour modéliser la MRV 12/8 en tenant compte de l'ensemble des comportements non linéaires du circuit magnétique et des variations de l'entrefer, des modèles mathématiques ont été développés pour les régimes statique et dynamique. Afin de résoudre ces équations aux dérivées partielles, la MEF a été appliquée, accompagnée des techniques adaptées permettant d'intégrer le couplage entre le circuit électrique et l'interaction électromagnétique-mécanique.

Par la suite, la modélisation d'un prototype de machines à RV 12/8 a été réalisée à l'aide de la MEF dans les deux configurations. Pour le modèle magnétostatique, des représentations graphiques des distributions des grandeurs magnétiques ont été obtenues ainsi que des diagrammes représentant les variations du flux total en régime statique, de l'inductance et du couple. Concernant le modèle magnétodynamique, les résultats ont mis en évidence la distribution des grandeurs magnétiques et l'évolution du courant électrique en fonction de divers paramètres. L'analyse de l'influence des angles de commutation et de la tension d'alimentation vis-à-vis de l'ondulation du couple a mis en évidence le rôle crucial de ces paramètres pour améliorer les performances de la MRV.

Pour conclure, un prototype réel de MRV 12/8 a été sélectionné afin d'illustrer la conception de ce type de machine. Une modélisation a été développée en Résolvez des équations électriques et magnétiques à l'aide de la MEF et, dans la même veine, intégrez la technologie de couplage de circuits à l'aide du langage de programmation APDL dans l'environnement logiciel ANSYS. Les résultats de notre étude approfondie sur plusieurs scénarios sont présentés comme suit :

- Visualisation des résultats graphiques du modèle magnétique à travers une analyse statique appliquée aux deux positions extrêmes du circuit magnétique, en tenant compte des modèles non- linéaires.
- Analyse détaillée des caractéristiques du modèle magnétique statique, comprenant les courbes de flux (θ, i), les inductances (θ, i) et le couple statique (θ, i), pour les circuits magnétiques non-linéaires.

Un modèle dynamique non-linéaire de la MRV a été élaboré à partir des caractéristiques statiques obtenues par la MEF. Ensuite, les stratégies de commande DITC et HCC, intégrant une boucle de régulation de vitesse, ont été appliquées au modèle du moteur à RV ainsi développé. La commande DITC repose sur un comparateur à hystérésis pour assurer le contrôle direct du couple instantané autour de la valeur de consigne dans une bande limitée. En revanche, la commande HCC utilise un comparateur à hystérésis pour réguler le courant électrique en fonction de sa référence, permettant ainsi la génération du couple souhaité. Les résultats issus de l'implémentation de ces stratégies ont mis en évidence l'importance d'un choix rationnel et optimal des paramètres de commande afin d'améliorer les performances globales de la machine.

À partir des éléments précédents, les techniques basées sur les algorithmes intelligents l'optimisation multi-objectif de l'essaim de particules (MO-PSO) ont été présentées puis intégrées au système de commande du moteur à RV afin d'améliorer ses performances grâce à l'optimisation des paramètres de contrôle. Les résultats de simulation obtenus à partir des paramètres optimisés ont été comparés à ceux issus des paramètres standards. Cette analyse a permis de confirmer la robustesse des stratégies proposées, caractérisée par la rapidité des réponses lors du suivi des variations de vitesse et face aux perturbations de charge, ainsi que par une ondulation du couple réduite au minimum.

En conclusion, cette thèse apporte plusieurs contributions dans le domaine de la modélisation et de la performance optimale de la machine à réluctance variable (MRV).

Annexes

Annexe

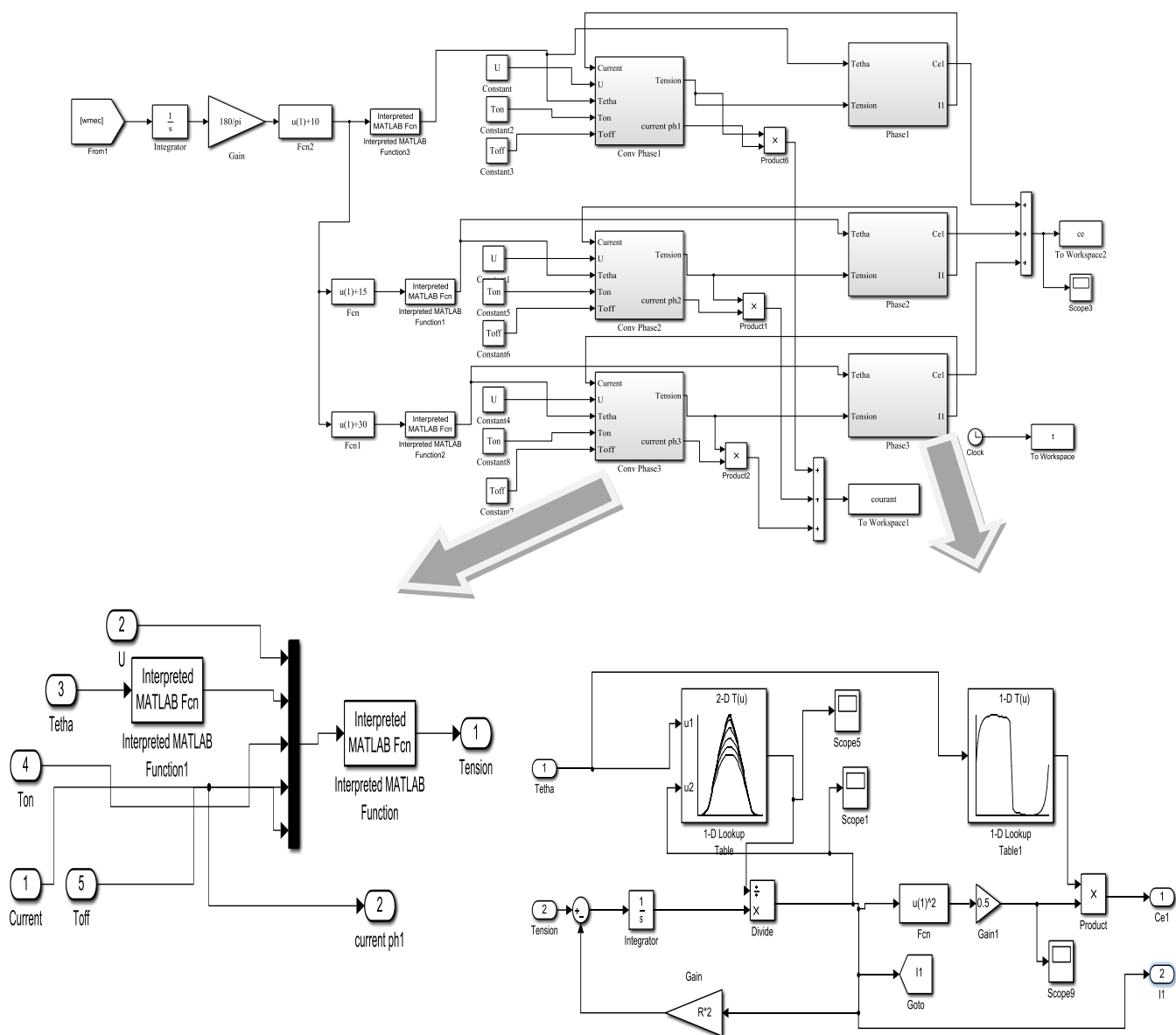


Figure : Schéma bloc de la MRV 12/8 instantané sous Matlab/Simulink

L'outil utilisé pour la simulation dans cette thèse est MATLAB/SIMILINK. Alors, pour Chaque commande DITC, HCC ou MO-PSO on a implémenté un schéma bloc sous Simulink. Dans ce sens, pour avoir une idée sur ladite application, dans la figure A.

Les blocs disponibles dans l'environnement SIMULINK offrent la possibilité de concevoir un système de commande selon plusieurs configurations. Autrement dit, différentes structures peuvent être employées pour obtenir le même schéma de contrôle avec des performances équivalentes. À titre d'exemple, dans notre modèle, nous avons développé des scripts intégrés au bloc *« MATLAB Function »* afin de générer les signaux nécessaires au pilotage de l'onduleur. Cependant, d'autres approches peuvent également être utilisées pour implémenter aussi bien le générateur de signaux que l'onduleur, tout en garantissant un fonctionnement similaire.

Paramètres de la MRV

Tableau : Paramètres électriques de la machine à réluctance variable (MRV12/8)

Vitesse (Tr/min)	1000/1500	Résistance d'une phase (Ω)	0.1
Puissance (kW)	4	Courant maximale (A)	16
Tension V_{cc} (V)	250	Moment d'inertie j (kg·m ²)	0.004
		Coefficient de frottement f	1.0000e -4

Gains du régulateur PI

Les gains du régulateur PI utilisé pour les commandes (DITC, HCC, MO-PSO) sont les suivants:

Régulateur du vitesse : DITC : $k_p=1$ et $k_i=1$

Régulateur de courant : HCC : $k_p= 1$ et $k_i= 1$

Références

Références

-A-

- [Ahn 11] J.W. Ahn, “ Switched Reluctance Motor, Torque Control, ” InTech, ISBN: 978-953-307-428-3, 2011.
- [Ark 87] A. Arkkio, “Analysis of Induction Motors Based on the Numerical Solution of the Magnetic Field and Circuit Equations,” Thèse de doctorat de l'Université technique de Helsinki, Finlande, Décembre 1987.
- [Aru 87] R. Arumugam, “Finite element analysis of switched reluctance motors, ” Ph.D. thesis, University of Concordia, Canada, 1987.

-B-

- [Ben 97] B. Bendjima, K. Srairi and M. Féliachi, “A coupling Model for Analysing Dynamical Behaviors of an Electromagnetic Forming System, ”IEEE Transactions on magnetics, Vol. 33, No. 2, pp. 1638-1641,1997.
- [Bou 07] Y. Boutora, “Elaboration de nouvelles méthodes de renumérotation des maillages en vue d’une modélisation électromagnétique des machines synchrones à aimants permanents avec la méthode des éléments finis, ” Thèse de Doctorat de l'Ecole nationale supérieure polytechnique ENP, Alger, 2007.
- [Buj 93] G.S. Buja, R. Menis, M.I. Valle, “Variable structure control of an SRM drive,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 1, pp. 56 - 63, 1993.

-C-

- [Cha 01] E. Chauveau, “ Contribution au calcul électromagnétique et thermique des machines électriques : application à l’étude de l’influence des harmoniques sur l’échauffement des moteurs asynchrones, ” Thèse de Doctorat de l’université de Nantes, 2001.

- [Cha 10] M.Chakir, “ Conception et optimisation de la performance d'une génératrice à reluctance variable, ” Mémoire de Maître ès Sciences de l'Université Laval, Québec Canada ,2010.
- [Che 15] H. Cheng; H. Chen; Z. Yang, “ Average torque control of switched reluctance machine drives for electric vehicles, ” IET Electric Power Applications, Vol. 9, No. 7, pp. 459 - 468, 2015.
- [Coo 08] Y. Cooren, “Perfectionnement d'un algorithme adaptatif d'Optimisation par Essaim Particulaire : application en génie médical et en électronique, ” Thèse de Doctorat De l'Université Paris 12 Val de Marne, 2008.

-D-

- [Dan 11] I.Dan, “ Conception optimale des moteurs à réluctance variable à commutation électronique pour la traction des véhicules électriques légers, ” Thèse de Doctorat de l'Université Lille Nord-de-France, Oct 2011. B. Davat, “ Modélisation des dispositifs électromagnétiques, ”
- [Dav 84] Thèse de Docteur es- Sciences Physiques, Toulouse, 1984.
- [Den 18] R. X. Deng, B. Mecrow, H. Wu, R. Martin, “ Design and development of low torque ripple variable-speed drive system with six-phase switched reluctance motors, ” IEEE Trans. Energy Convers., vol. 33, n. 1,2018, pp. 420 – 429.
- [Dik 15] M. Diko, P. Rafajdus, P. Makys, P. Dubravka, L. Szabo and M. Ruba, “A Novel Concept of Short-Flux Path Switched Reluctance Motor for Electrical Vehicles, ” Advances in Electrical and Electronic Engineering, Vol. 13, No. 3, pp. 206–211, 2015.
- [Dha 21] S. Dhale, B.Nahid-Mobarakeh, A. Emadi, “A Review of Fixed Switching Frequency Current Control Techniques for Switched Reluctance Machines”, IEEE Access , vol. 9, 2021, pp. 39375 – 39391.
- [Don 11] R. De Doncker, D.W.J. Pulle, A. Veltman, “ Advanced Electrical Drives: Analysis, modeling, control, ” Springer Netherlands, Dordrecht,Book ISBN: 978-94-007- 0181-6, 2011.

-E-

- [Ess 20] I. O. Essiet, Y. Sun, “ Tracking Variable Fitness Landscape in Dynamic Multi-Objective Optimization Using Adaptive Mutation and Crossover Operators”, IEEE ACCESS, vol.8, 2020, pp. 188927–1188937.
- [Eld 12] A. El Dor, “Perfectionnement des algorithmes d'optimisation par essaim particulaire : applications en segmentation d'images et en électronique, ” Thèse de Doctorat de l'École Doctorale Mathématiques et STIC, Université Paris-Est, 2012.

-F-

- [Fai 06] J. Faiz, B. Ganj, R. W. De Doncker, J. O. Fiedler, “ Electromagnetic Modeling of Switched Reluctance Motor Using Finite Element Method, ” IEEE Industrial Electronics, IECON 2006-32 and Annual Conference on, pp. 11557-1562,16-10 Nov 2006.
- [Fog 79] A. Foggia, J. C. Sabonnadière, “Les équations de Maxwell en électrotechnique et leur résolution numérique par une méthode d'éléments finis, ” Revue de Physique Appliquée, Vol. 14, No. 2, pp.439-4441, 14 février1979.
- [Fue 04] N. H. Fuengwarodsakul, M. Menne, R. B. Inderka, R. W. D. Doncker, “High performance four-quadrant switched reluctance traction drive based on DITC,” IEEE 39th IAS Annual Meeting Conference Record, Vol. 3, pp. 1602–1609, 2004.
- [Fue 05] N. H. Fuengwarodsakul, M. Menne, R. B. Inderka and R. W. De Doncker, “High- Dynamic Four-Quadrant Switched Reluctance Drive Based on DITC, ” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 5, pp. 1232-1242, Oct. 2005.

-G-

- [Gab 04] M. GABSI, A. D. VRIES, M. L. PINCART, Y. BONNASSIEUX, M. LECRIVAIN, and C. PLASSE, “Sine wave current feeding of doubly

salient switched reluctance machines. Application to the car starter generator, ” In proceeding of ICEMi’04, Cracow, Poland, 5-8 Sep 2004.

-H-

- [Hou 98] I. HOUARA, “Contribution à l'étude, la modélisation et l'optimisation de Machines à réluctance variable d'une structure machine à réluctance variable excitée par des aimants permanents, ” Thèse de Doctorat de l'Université des sciences et technologies de Lille, 1998.
- [Hua 25] C. Huang, X. Chen, et T. Zhang, « Hybrid AI Techniques for High-Performance Control of Variable Reluctance Machines », International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 143, pp. 108524, March 2025.
- [Hus 96] I. Hussain, M. Ehsani, “Torque ripple minimization in SRM drives by PWM current control, ” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.11, No. 1, pp. 83-88, 1996.

-I-

- [Ind 00] [Ind 00] R. B. Inderka, R. B. Krehenbrink, R. W. D. Doncker, “On-line estimation of instantaneous torque of switched reluctance machines,” International Symposium on Industrial Electronics IEEE-ISIE, pp. 385–389, 2000.
- [Ind 02] R. B. Inderka, R.W. D. Doncker, “Ditec direct instantaneous torque control of switched reluctance drives,” IEEE Industrial Application Society 37th Annual Meeting, 2002.
- [Ind 03] R. B. Inderka, R.W. D. Doncker, “Ditec-direct instantaneous torque control of switched reluctance drives,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, pp. 1046–1051, 2003.

-J-

- [Jac 96] T.W. Jackson, "Design and development of a low-cost controller for SRM drive, " M.S. Thesis, The Bradley Department of Electrical and Computer Engineering, Virginia Tech., Blacksburg, VA, July 1996.
- [Jia 12] R. Jiangjun, G. Weimin, Z. Yujiao, L. Caibo, S. Mengyun and L. Hailong, "Analysis of the Electromagnetic Force in Asynchronous Motor using Time-Stepping Finite Element Method, " International Conference on Electromagnetic Field Problems and Applications (ICEF), pp.1-4 , June 19-21 2012 .
- [Joh 95] G. John, A.R. Eastham, "Speed control of SRM using slide mode control strategy," Conf. Rec. IEEE IAS Ann. Mtg., pp. 263–270, Oct 1995.

-K-

- [Kad 15] N. Kada Belghitr, "Contribution à la modélisation par la méthode des réseaux de reluctances (MRR) d'une machine à reluctance variable, " Thèse de Doctorat de l'Université des sciences et de la technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2015.
- [Kal 13] L. Kalaivani, P. Subburaj, M. Willjuice Iruthayarajan, "Speed control of switched reluctance motor with torque ripple reduction using non-dominated sorting genetic algorithm (NSGA-II), " Electrical Power and Energy Systems, Vol. 53, pp. 69-77, 2013.
- [Kri 01] R. Krishnan, "Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications, " Industrial Electronics Series, CRC Press, 2001.

-L-

- [Lab_1 14] C. Labiod, " Modélisation des phénomènes électromagnétiques dans une machine à reluctance variable, " Thèse de Magister de l'Université de Biskra, 2014.

- [Lab_2 14] C. Labiod, K. Srairi, B. Mahdad, "Control method with distribution of phases windings for switched reluctance motor," JEE Romania, Vol. 14, No. 2, pp. 239-244, Juin 2014.
- [Lab 15] C. Labiod, K. Srairi, B. Mahdad, M. T. Benchouia, M.E.H. Benbouzid, "Speed control of 8/6 switched reluctance motor with torque ripple reduction taking into account magnetic saturation effects," Energy Procedia, Vol. 74, pp. 112 –121, 2015.
- [Lab_1 17] C. Labiod, K. Srairi, B. Mahdad, A. Dib, M. T. Benchouia, M. E. H. Benbouzid, "Optimum Performances for Non-linear Finite Elements Model of 8/6 Switched Reluctance Motor Based on Intelligent Routing Algorithms," Advances In Electrical And Electronic Engineering (AEEE), Vol. 15, No. 1, pp. 1-1, 2017.
- [Lab_2 17] C. Labiod, K. Srairi, B. Mahdad, M. E. H. Benbouzid, "A novel control technique for torque ripple minimization in switched reluctance motor through destructive interference," Electrical Engineering, Vol. 100, pp. 481- 490, 2017.
- [Lab_1 18] C. Labiod, K. Srairi, B. Mahdad, M. T. Benchouia, M.E.H. Benbouzid, "Analyze of non-linearity effects of 8/6 switched reluctance machine by finite elements method," Date of Conference: 17-18 Dec. 2018.
- [Lam 06] M.I.Lamghari-Jamal, "Modélisation magnétothermique et optimisation de machines rapides : Application à la machine synchrone à réluctance variable," Thèse de Doctorat de l'Université de NANTES.2006.
- [Lab_2 18] Labiod, Chouaib. "Contribution à la modélisation dynamique à base d'éléments finis, au contrôle et à l'optimisation des machines à reluctance variable," Université Mohamed Khader de Biskra, 2018.
- [Leu 20] M. Leugn, C. Coello Coello, CH. Chung, S. NG, and A. Kwok-Fai lui, "A Hybrid Leader Selection Strategy for Many-Objective Particle Swarm Optimization," Published in, IEEE Access, Vol. 8, 2020, pp. 189527 – 189545.
- [Law 80] P.J. Lawrenson, J.M. Stephenson, P.T. Blenkinsop, J. Corda, N.N. Fulton, "Variable-Speed Switched Reluctance Motors," IEE

- Proceedings B – Electric Power Applications, Vol: 127, No.4, pp. 253-265, July 1980.
- [Lec 03] J. P. Lecoïnte, “Etude et réduction active du bruit d'origine magnétique des MRVDS, ” Thèse de doctorat de l'Université 'Artois, 2003.
- [Lef 06] A. Lefevre, “Contribution à la modélisation électrique, électromagnétique et thermique des transformateurs : Application à l'étude de l'échauffement sur charges non linéaires, ” Thèse de doctorat de l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, Oct. 2006.
- [Li 11] G. J. Li, “Contribution à la Conception des Machines Electriques à Rotor Passif pour des Applications Critiques : Modélisations Electromagnétiques et Thermiques sur Cycle de Fonctionnement, Etude du Fonctionnement en Mode Dégradé, ” Thèse de Doctorat de l'École normale supérieure de Cachan, 2011.
- [Lin 07] F. C. Lin and S. M. Yang, “An Approach to Producing Controlled Radial Force in a Switched Reluctance Motor, ” IEEE Transactions Industrial Electronics, Vol. 54, No. 4, pp. 2137 – 2146, 2007.
- [Lin 86] [Lin 86] J. F. Lindsay, R. Arumugam, R. Krishnan, “Finite-Element Analysis Characterization of a Switched Reluctance Motor with Multi-Tooth per Stator Pole, ” IEE Proceedings B - Electric Power Applications, Vol. 133, No.6, pp. 347- 353, November 1986.

-M-

- [Mah 14] B. Mahdad, K. Srairi, “Solving practical economic dispatch using hybrid GA–DE– PS method, ” Int J Syst Assur Eng Manag., Vol. 5, No. 3, pp. 39 –398, 2014.
- [Mem 19] Y. Hu, S. Member, T. Wang, W. Ding , “ Performance Evaluation on a Novel Power Converter with Minimum Number of Switches for a Six-phase Switched Reluctance Motor, ” IEEE Transactions on Industrial Electronics , vol. 66, 2019, pp.1693 – 1702.

- [Men 99] Y.Le Menach, “Contribution à la modélisation numérique tridimensionnelle des systèmes électrotechniques, ” Thèse de doctorat de l’Université des Sciences et Technologies de Lille, 1999.
- [Meu 02] G. Meunier, “Modèles et formulation en électromagnétisme : Electromagnétisme et éléments finis 2, ” Traité EGEM (électronique-génie électrique microsystemes), Edition Hermès-Lavoisier, 2002.
- [Mez 04] S . Mezani, “ Modélisation électromagnétique et thermiques des moteurs à induction, en tenant compte des harmoniques d’espace, ” Thèse de docteur ingénieur de L’I.N.P.L Nancy, Juillet 2004.
- [Mek 24] S. Mekhilef, R. Saidur, et A. Safari, « State-of-the-Art Control Techniques for Variable Reluctance Motors: Machine Modelling and Intelligent Optimizations », Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 174, pp. 113205, Dec. 2024.
- [Mil 93] T. J. E. Miller, “Switched Reluctance Motors and Their Control, ” Oxford, U.K: Magna Physics and Clarendon,1993.
- [Min 05] X . Mininger, “Réduction des vibrations des machines à réluctance variable à l'aide d'actionneurs piézoélectriques, ” Thèse de Doctorat de l'École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2005.
- [Mil 93] T. J. E. Miller, “Switched Reluctance Motors and Their Control, ” Oxford, U.K : Magna Physics and Clarendon, 1993.
- [Moa 92] M. Moallem, L. E. Unnewehr, “Effect of rotor profiles on the torque of a switched reluctance motor, ” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28, No. 2, pp. 364-368, 1992.

-N-

- [Nat 92] I. Nathan, P.A.B. Joao, “Electromagnetics and calculation of fields, ” Springer-Verlag, New York, 1992.
- [Nas 14] N . F. M.Nashed, S. M. Mahmoud, M. Z. El-Sherif, E. S. Abdel-Aliem, “Hysteresis Current Control of Switched Reluctance Motor in Aircraft Applications, ” International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS), Vol. 4, No. 3, pp. 376-392, September 2014.

- [Ngu 11] B-H . Nguyen, C-M. Ta, Finite “ Element Analysis ,Modeling and Torque Distribution Control for Switched Reluctance Motors with High Non-linear Inductance Characteristics, ” IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), INSPEC Accession, 2011 Number: 12193031.

-P-

- [Pet 12] V. Petrus, “ Switched Reluctance Motors for Electric Vehicle Propulsion - Comparative Numerical and Experimental Study of Control Schemes,” Thèse de Doctorat de l'Université libre de Bruxelles, 2012.
- [Pir 88] F . Piriou, A. Razek, “Coupling of saturated electromagnetic systems to non-linear power electronic devices,” IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 24, No.1, pp. 274-277, 1988.
- [Pre 88] T. W. Preston, A.B. J. Reece, P.S. Sangha, “Induction motor analysis by time stepping techniques, ” IEEE Transactions on Magnetics, Vol.24, No.1, pp. 471- 473, January 1988.

-R-

- [Raj 14] M. Rajesh, B. Singh, “Analysis, design and control of single-phase three-level power factor correction rectifier fed switched reluctance motor drive,” IET Power Electron Vol. 7, No. 4, pp. 1499–1508, 2014.
- [Rac 07] M .Rachek,“ Modélisation par éléments finis de systèmes électromagnétiques en mouvement de structures tridimensionnelles : application au couplage magnétique mécanique et au contrôle non destructif par courant de Foucault, ” Thèse de Doctorat de l'UMMTO, 2007.
- [Raj 14] M. Rajesh, B. Singh, “Analysis, design and control of single-phase three-level power factor correction rectifier fed switched reluctance motor drive,” IET Power Electron Vol. 7, No. 4, pp. 1499–1508, 2014.

- [Raf 77] P.Rafinejad, “Adaptation de la méthode des éléments finis à la modélisation des systèmes électromécaniques de conversion d’énergie,” Thèse d’état ès-Sciences Physiques, Grenoble, 1977.
- [Ree 00] A.B.J. Reece, T.W. Preston, “Finite Element Method in Electrical Power Engineering,” Edition Oxford University, Press 2000.

-S-

- [Sab 88] J.C. Sabonnadière, J.L. Coulomb, “ Calcul des champs électromagnétiques, ” Techniques de l’Ingénieur, vol. D1, No. D3020, pp. 1- 20, 1988.
- [Sad 89] M . N. O. Saduki, “A simple introduction to finite element analysis of Electromagnetic problems” IEEE Transactions on Education, Vol.32, No. 2, pp.85 - 93, May 1989.
- [Sin 24] A. K. Singh, M. Verma, et R. Jain, “ Advanced Control Strategies for Switched Reluctance Motors Using Intelligent Optimization Algorithms ”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 71, no. 5, pp. 3501–3512, May 2024.
- [Sun 20] Q . Sun, J. Wu, Ch. Gan, “ Optimized Direct Instantaneous Torque Control for SRMs with Efficiency Improvement, ” IEEE Transactions on Industrial Electronics , vol. 68, 2020, pp.2072 – 2082.
- [Sha 13] A. Shahabi, A. Rashidi, S. M. Saghaian-Nejad, “Torque Ripple Reduction of SRM Drives Below the Base Speed Using Commutation Angles Control, ” In: 2013 21st Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE). Mashhad: IEEE, pp. 1–6, ISSN 2164-7054, 2013.
- [Shu 20] Z. Shuguang, L. Mingtian, H. Shenglong, W . Hao, “ Torque ripple reduction of switched reluctance motor by optimising switch angle based on analytical modeling , ” IET Electric Power Applications, vol. 14,2020, pp.1488 – 1495.
- [Stu 20] Z. Yu, Student, W. Kong, and R. Qu , “Direct Torque Control Strategy for dc-biased Vernier Reluctance Machines Capable of Zero Sequence

- Current Regulation,” IEEE Transactions on Industrial Electronics ,Vol. 68,2020, pp.2024 – 2033.
- [Sad 93] N . Sadowski, “Modélisation des machines électriques à partir de la résolution des équations du champ en tenant compte du mouvement et du circuit d’alimentation (Logiciel EFCAD), ” Thèse de Doctorat de l’I.N.P.T, Toulouse, Janvier 1993.
- [Sai 76] B . Saint-Jean, “Electrotechnique et machines électriques, ” Éditions Eyrolles, Paris, ISBN 10 :0776256513,1976.
- [Sil 70] P . Silvester, M. V. K. Chari, “Finite element solution of saturable magnetic field problems, ” IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-89, pp.1642-1651, 1970.
- [Suh 80] V. P. Suhas, “Numerical Heat Transfer And Fluid, ” Series in computational Methods in Mechanics and thermal Sciences, Hemisphere Publishing Corporation,1980.
- [Son 15] S. Song, L. Ge, S. Ma, M. Zhang, L. Wang, “Accurate Measurement and Detailed Evaluation of Static Electromagnetic Characteristics of Switched Reluctance Machines,” IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 64, No. 3, pp. 704-714, 2015.
- [Sri 11] K. Srivastava, B. K. Singh, K. V. Arya, R. K. Singh, “Simulation and Modeling of 8/6 Switched Reluctance Motor Using Digital Controller, ” International Journal of Electronics Engineering, Vol. 3, No. 2, pp. 241-246, 2011.
- [Su 16] X. Su, M. A. S. Masoum, P. J. Wolfs, “PSO and Improved BSFS Based Sequential Comprehensive Placement and Real-Time Multi-Objective Control of Delta- Connected Switched Capacitors in Unbalanced Radial MV Distribution Networks, ” IEEE Transactions on Power Systems, vol. 31, No. 1, pp. 612 - 622, 2016.

-T-

- [Tai 02] S .Taibi, “ Contribution à l’étude, la conception, le dimensionnement et l’optimisation des machines à réluctance variable de type vernier, ” Thèse de Doctorat de l'Université des sciences et technologies de Lille, 2002.
- [Tur 09] M.Turner, “ Switched reluctance drives: Technology, applications, operation & performance, ” in 2009 Motor, Drive & Automation Systems Conference, Orlando, Florida, 2009.
- [Tor 02] D. A. Torrey, “Switched Reluctance Generators and Their Control, ” IEEE Transactions Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, pp. 3 - 14, 2002.

-Y-

- [Yan 19] W. Yan, H .Chen, X. Liu, X. Ma, Z. Lv, X. Wang, R. Palka, L. Chen, “ Design and multi-objective optimization of switched reluctance machine with iron loss, ” IET Electric Power Applications , vol. 13 ,2019 ,pp. 435 – 444.

-Z-

- [Zhu 07] Z. Q . Zhu and D. Howe, “ Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles, ” Proc IEEE, Vol. 95, No.4, pp. 746-765, 2007.
- [Zha 19] S. Li, S. Zhang, T.G. Habetler, and R. G. Harley, “ Modeling, design optimization, and applications of switched reluctance Machines-A review, IEEE Trans. Ind. Appl, vol.55 n. 3, Jun. 2019,pp. 2660–2681.
- [Zie 71] O . C. Zienkiewicz, “The finite element method in engineering science, ”Mc Graw- Hill ,1971.
- [Zin 22] Zine, Ma. “ Coupled indirect torque control and maximum power point tracking technique for optimal performance of 12/8 switched reluctance generator- based wind turbines. Machines ”, 10.11, 1046. (2022).
- [Zin_1 23] Zine, Ma, “ Switched Reluctance Machine Modeling and Analysis Based on Finte Elements Method in the Presence of the no-Linearity effects ”. In 2023 International Conference on Electrical Engineering

- and Advanced Technology (ICEEAT) (Vol. 1, pp. 1-6). IEEE. (2023, November).
- [Zin_2 23] M. Zine, C. Labiod, K Srairi, M. Benbouzid, S. Remha, S.Boughezala mohammed, “Numerical and experimental Analyzis of nonlinear characteristics of a 12/8 switched reluctance machine for Energy Conversion,” 2023 International Conference on Electrical Engineering and Advanced Technology (ICEEAT), pp. 1–5, Nov. 2023. doi:10.1109/iceeat60471.2023.10426034.
- [Zin_3 23] Zine, Ma, “ Improving efficiency and power output of switched reluctance generators through optimum operating parameters. Machines”, 11(8), 816(2023).
- [Zha 25] J. Zhao, L. Wang, Y. Peng, et S. Li, “ Multi-Objective PSO-Based Parameter Optimization for Electric Machine Drive Systems ”, Electric Power Systems Research, vol. 216, pp. 108787, Jan. 2025.