

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche
Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE électrique



Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie électrique

Spécialité : Machines électriques

Thème

Contribution à la performances de la commande du
moteur à réluctance variable (MRV) par des techniques
d'optimisation

Encadré par :

Dr Labiod Chouaib

Présenté par :

- Nouri Ayoub

- Saied Abdelhamid

2019/2020

Remerciements

Tout d'abord , nous remercions mon dieu -ALLAH- s'il nous est reconnaissant de terminer ce travail.

En premier lieu , nous tiendrons à remercier notre encadreur Dr chouaib labiod A que nous a aidé et conseillé durant cette année.

Nos remerciements vont également à tous les Enseignants de la faculté de technologie de l'université echahid hamma Lakhdar d'el oued pour avoir accepté de juger ce travail.

Enfin, nous tenons à remercier tous ceux qui de près ou de loin ont participé à l'élaboration de ce travail.

DÉDICACE

Je dédie ce travail :

A Mes chers parents qui m'ont beaucoup aidé.

A Mes frères et mes sœurs.

A toute ma famille.

A tous mes amis et à toutes les personnes qui ont contribué à la réussite de ce travail.

Au club scientifique de Electrotechnique.

Nouri Ayoub

DÉDICACE

*Je dédie ce modeste travail à mes chers parents
qui ont fait de moi ce que je suis par leurs
sacrifices;*

*A mon épouse, pour m'avoir soutenu,
accompagné et surtout supporté tout au long de
ce travail;*

A mes frères;

A mes Sœurs;

A toute ma famille;

A tous mes amis;

*A ceux qui m'ont soutenu pendant toute la durée
de mes études .*

*Et à ceux avec qui je partage de bons
souvenirs ...*

...je dédie ce modeste travail.

Saied Abdelhamid

Tables des Matières

Remerciements	
dedicace	
Résumé	
Liste des Figures	
Liste des Tableaux	
Liste des Symboles	
Introduction Générale.....	1

CHAPITRE I :

Généralités sur les machines à reluctance variable

I.1 Introduction.....	4
I. 2 Différentes topologies de la MRV.....	4
I.2.1 MRV Pures	4
I.2.2 MRV vernier.....	5
I.2.3 MRV hybrides.....	6
I.3 Principe de fonctionnement d'une MRV.....	7
I.3.1 Machine élémentaire.....	7
I.3.2 Machine multipolaire.....	9
I.4 Circuit équivalent.....	10
I.5 Conversion d'énergie et calcul de couple.....	11
I.6 Relation entre l'inductance et la position du rotor.....	13
I.7 Différentes topologies de convertisseurs de puissance pour MRV.....	15
I.7.1 Convertisseur en demi-point.....	15
I.7.2 Convertisseur avec un interrupteur commun.....	16
I.7.3 Convertisseur avec interrupteurs partagés.....	17
I.8 Applications de la MRV.....	17
I.9 Avantages et inconvénients de la MRV.....	20
I.10 Conclusion	20

CHAPITRE II :

La modélisation et la simulation de la MRV 12/8

II.1 Introduction.....	22
II.2 Les différentes méthodes de modélisation de la MRV.....	22
II.2.1 Les méthodes analytiques.....	22
II.2.2 Les méthodes d'interpolation.....	23
II.2.3 méthodes intelligentes.....	23
II.2.4 Les méthodes à base de circuit magnétique équivalent.....	23
II.2.5 Les méthodes des éléments finis	23
II.3 modélisation par équations différentielles de champs électromagnétique résolues par la méthode numérique des éléments finis MEF.....	23
II.3.1 Equations générales de MAXWELL.....	24
II.3.2 modèles électromagnétique.....	24
II.3.2.1 Modèle magnétostatique.....	25
II.3.2.1.1 Modèle magnétostatique scalaire.....	25
II.3.2.1.2 Modèle magnétostatique vectorielle.....	26
II.3.2.2 Modèle magnétodynamique.....	26
II.3.3 Résolution numérique par la méthode des éléments finis.....	29
II.3.3.1 Conditions aux limites.....	29

II.3.3.2 Méthode des éléments finis.....	29
II.4 Modalisation électromagnétique de la MRV.....	30
II.4.1 les lignes de flux pour les deux positions extrêmes.....	32
II.4.2 Réparations de l'indiction (densité de flux) pour les deux positions extrêmes.....	32
II.5 Caractéristique de magnétisation.....	34
II.5.1 Caractéristiques de flux.....	34
II.5.2 Caractéristiques magnétique de l'inductance.....	34
II.5.3 Caractéristiques du couple.....	35
II.6 Modèle de simulation.....	36
II.6.1 Hypothèses de travail.....	36
II.6.2 Partie électromagnétique.....	36
II.6.3 Partie mécanique	36
II.7 Estimation du couple dynamique.....	37
II.8 Résultats de Simulation et interprétation.....	38
Conclusion	41

CHAPITRE III :

commande et contribution à l'optimisation des techniques de contrôle de MRV 12/8.

III.1 Introduction.....	42
III.2 Stratégies de convertisseur de la MRV	42
III.3 Contrôle de courant par hystérésis (HCC).....	43
III.3.1 Stratégies de commutation.....	44
III.3.2 Control de vitesse avec la commande HCC.....	45
III.4 Résultats de la simulation.....	47
III.5 Optimisation des paramètres de contrôle de la MRV par les algorithmes d'optimisation	49
III.5.1 Optimisation par Essaim de Particules (PSO).....	50
III.5.2 Base de la technique PSO.....	51
III.5.3 Formulation Mathématique de l'Algorithme PSO.....	53
III.5.4 Organigramme de l'algorithme PSO.....	55
III.6 Optimisation multi-objectif.....	56
Optimisation multi-objectif par essaim de particules (MOPSO).....	57
III.7 Adaptation des techniques d'optimisation avec les techniques de contrôle MRV.....	58
III.7.1 Modèle basé sur l'algorithme PSO.....	59
III.7.2 Fonctions objectifs.....	61
III.7 Résultats de simulation et discussion.....	62
III.9 Conclusion	67
Conclusion Générale	68

Annexes

Bibliographie

Résumé

L'objet de ce travail est la contribution aux techniques de contrôle MRV basées sur la modélisation dynamique par le MEF en utilisant l'optimisation multi-objectif par essaim de particules (MOPSO) vise à obtenir une machine plus utile pour l'exploiter dans de nombreux domaines.

Après la parole sur la généralité de la MRV pour connaître ses différentes structures et topologies et son principe de fonctionnement. Il est devenu clair que la non-linéarité existe dans la machine empêche le processus d'obtention d'un modèle virtuel plus proche du modèle réel. Pour cela la méthode des éléments finis a été étudiée et utilisée car c'est un outil puissant pour considérer tous les comportements non linéaire dans l'espace (Entrefer variable). Les caractéristiques statiques de prototype MRV 12/8 ont été déterminée en utilisant MEF pour différentes positions de rotor en faisant varier les conditions de courant d'excitation. Après l'estimation du couple électromagnétique en mode dynamiques par les caractéristiques statiques, nous constatons que : l'inconvénient principal est les ondulations de couple ; les paramètres de la contrôle ont un impact significatif sur la performance du moteur à RV.

L'application de stratégie de commande HCC avec la présence de la boucle de régulation de vitesse a été appliquée au modèle non linéaire dynamique du moteur à RV12/8 qu'il est basé sur les caractéristiques statiques qu'elles obtenue par la MEF. Les résultats de ces techniques ont reflété l'importance d'optimiser les paramètres de contrôle pour avoir une meilleure performance du moteur à RV. Ensuite, la technique d'optimisation multi-objectif par essaim de particules (MOPSO) a été présentée et adaptée pour déterminer les paramètres optimaux au système de contrôle MRV, ces paramètres représentant dans les valeurs des angles de commutation de la mise sous tension, hors tension d'une phase ($\theta_{on}, \theta_{off}$) et les nombre de commutation et l'erreur de vitesse. La robustesse de cette optimisation était évidente dans la réponse de la vitesse est rapide pendant la perturbation de la charge ainsi que l'ondulation du couple est réduite au minimum, comme on n'oublie pas la minimisation de nombre de commutation avec le réglage de la stabilité de vitesse pour éliminer l'erreur statique.

Mots clefs

Machine à réluctance variable (MRV), Essaim de Particules (PSO), Méthode des éléments finis(MEF), Optimisation multi-objectif par essaim de particules (MOPSO), Réduction de l'ondulation du couple, Optimisation des paramètres.

Abstract

The objective of this work is to contribute to SRM control techniques based on dynamic modeling by FEM using particle swarm optimization (MOPSO) which aims to have a more useful machine to operate in many fields.

After talking about the generality of SRM to know its different structures, topologies and operating principle. It became evident that the non-linearity of the machine prevented the process of approximating the virtual model to the real model. This is why the finite element method has been studied and used because it is a powerful tool to consider all nonlinear behaviors in space (the variable air gap). The static properties of the SRM 12/8 prototype were determined using the FEM of the different rotor positions by modifying the current excitation conditions. After having estimated the electromagnetic torque in dynamic mode through static properties, it is noted that: the main drawback is the torque ripples; The control parameters have a great influence on the performance of the SRM engine.

The HCC control strategy with the speed regulation loop was applied to the nonlinear dynamic motor model at SRM 12/8 based on the static properties obtained by the MEF. The results of these technologies reflect the importance of optimizing control parameters to improve the performance of SRM engines. Next, a multi-target particle swarm optimization technique (MOPSO) was introduced and adapted to determine the optimal parameters of the SRM control system, these parameters are the angles of turn switching on and turn switching off (θ_{on} , θ_{off}). Phase voltage (on, off), switch number and speed fault. The durability of this improvement was evident in the speed was quick during the turbulence of the load and also the torque ripple was reduced, since one does not forget to reduce the number of changes when adjusting the load with Speed stability to eliminate static faults.

Keywords

Switched Reluctance Machine (SRM), Finite Elements Method(FEM), Particle Swarm Optimization (PSO), Multi-objective particle swarm optimization (MOPSO), Parameter optimization, Reduced torque ripple.

.

ملخص

الهدف من هذا العمل هو المساهمة في تقنيات التحكم في MRV بناءً على النمذجة الديناميكية بواسطة MEF باستخدام التحسين متعدد الأهداف لسرب الجسيمات (MOPSO) الذي يهدف إلى الحصول على آلة أكثر فائدة للعمل في مناطق كثيرة.

بعد الحديث عن عمومية MRV لمعرفة هياكلها وطوبولوجياتها المختلفة ومبدأ عملها. أصبح من الواضح أن اللاخطية الموجودة في الآلة تمنع عملية تقريب النموذج الافتراضي من النموذج الحقيقي. لهذا تم دراسة واستخدام طريقة العناصر المحدودة لأنها أداة قوية لحل جميع المعادلات التفاضلية الغير الخطية في الفضاء (فجوة الهواء المتغيرة). تم تحديد الخصائص الثابتة للنموذج الأولي MRV 12/8 باستخدام MEF لمواضع الدوار المختلفة عن طريق تغيير ظروف الإثارة الحالية. بعد تقدير عزم الدوران الكهرومغناطيسي في الوضع الديناميكي من خلال الخصائص الثابتة ، نجد أن: العيب الرئيسي هو تموجات عزم الدوران؛ عوامل التحكم لها تأثير كبير على أداء محرك RV.

تم تطبيق إستراتيجية التحكم في HCC مع وجود حلقة تنظيم السرعة على النموذج الديناميكي غير الخطي للمحرك عند MRV 12/8 الذي يعتمد على الخصائص الثابتة التي تم الحصول عليها بواسطة MEF. عكست نتائج هذه التقنيات أهمية تحسين عوامل التحكم لتحسين أداء محرك MRV. بعد ذلك، تم تقديم تقنية التحسين متعدد الأهداف لسرب الجسيمات (MOPSO) وتكييفها لتحديد العوامل المثلى لنظام التحكم MRV، وتمثل هذه العوامل في قيم زوايا تبديل الطاقة، إيقاف التشغيل جهد الطور (θ_{off} ، θ_{on}) وعدد التبديل وخطأ السرعة. كانت متانة هذا التحسين واضحة في استجابة السرعة التي كانت سريعة أثناء اضطراب الحمل وكذلك تم تقليل تموج عزم الدوران، حيث لا ينسى المرء تقليل عدد عمليات التبديل مع تعديل الحمل مع استقرار السرعة للقضاء على الخطأ الثابت.

الكلمات المفتاحية

آلة التردد المتغير (MRV) سرب الجسيمات (PSO) ، طريقة العناصر المحدودة (FEM) ، تحسين سرب الجسيمات متعدد الأهداف (MOPSO) ، انخفاض تموج عزم الدوران ، تحسين العوامل.

Liste des Figures

CHAPITRE I

Figure I.1.a : MRV à 2 dents par phase.....	5
Figure I.1.b : MRV à plus de 2 dents par phase.....	5
Figure I.2.a : MRV à pôles statorique dentés.....	6
Figure I.2.b : MRV à effet vernier à stator externe et interne.....	6
Figure I.3 : Utilisation des aimants dans les machines à double saillance.....	7
Figure I.4 : MRV hybride à effet vernier.....	7
Figure I.5 : MRV à plots à aimants.....	7
Figure I.6 : Machine à réluctance monophasée. Structure élémentaire.....	8
Figure I.7 : Positions extrêmes du rotor.....	8
Figure I.8 : Circuit d'excitation et principe de fonctionnement de la MRV6/4.....	9
Figure I.9 : Étape de rotation d'une MRV.....	9
Figure I.10 : Modèle électrique d'une phase de MRV. Décomposition de la tension induite en régime linéaire.....	10
Figure I.11 : Energie (W_{em}) et coénergie (W'_{em}) d'un circuit magnétique saturable	12
Figure I.12 : La forme idéalisée de l'inductance (linéarisé par parties) en fonction de la position du rotor.....	14
Figure I.13 : Convertisseur en demi-pont pour un moteur à trois phases.....	16
Figure I.14 : Convertisseur avec un interrupteur commun pour un moteur à trois phases.	16
Figure I.15 : Convertisseur avec interrupteurs partagés entre deux phases pour un moteur à quatre phase.....	17
Figure I.16 : MRV utilisée dans le train à grande vitesse pour la climatisation de « l'air cycle ».....	18
Figure I.17 : Fonctionnent dans les environnements extrêmes.....	19

CHAPITRE II

Figure II.1 : Discrétisation par éléments finis en deux dimensions.....	30
Figure II.2 : La géométrie et la définition des paramètres dimensionnels du prototype.....	30
Figure II.3 : courbe d'aimantation du M19, $B=f(H)$	31
Figure II.4 : Distribution des lignes de flux pour les deux positions extrêmes.....	32
Figure II.5 : Répartition de la densité de flux pour les deux positions extrêmes de roulement.....	33
Figure II.6 : Les directions des vecteurs d'induction pour les deux positions extrêmes.....	33
Figure II.7 : Caractéristique de flux (φ) en fonction de l'angle de rotation pour différentes valeurs du courant.....	34
Figure II.8 : Allure de l'inductance pour différents position dans le cas linéaire.....	35
Figure II.9 : Evolution du couple en fonction de l'angle de rotation pour différentes valeurs du courant.....	35
Figure II.10 : Diagramme de simulation pour estimer le couple instantané (modèle linéaire).....	37

Figure II.11 : Définition des angles de commode en creneaux des tension.....	38
Figure II.12 : Tension d'alimentation pour une phase.....	38
Figure II.13 : Courant électrique des trois phases	39
Figure II.14 : La vitesse de rotation.....	39
Figure II.15 : Ondulation du couple dynamique totale.....	40
Figure II.16 : Comparaison du couple électromagnétique total pour différents angles de commutation (θ_{on} et θ_{off}).....	40
Figure II.17 : Effet de tension électrique sur le couple électromagnétique	41

CHAPITRE III

Figure III.1 : Topologie du circuit du convertisseur de puissance.....	43
Figure III.2 : Circuit monophasé; Modes de fonctionnement a, b et c	43
Figure III.3 : Contrôle par hystérésis en utilisant une commutation (dure, souple, hybride).....	45
Figure III.4 : Comparateur à hystérésis de courant électrique.....	45
Figure III.5 : La boucle de régulation de vitesse avec la commande HCC	46
Figure III.6 : Courant électrique pour les trois phases avec l'angle de commutation $\theta_{off} = 16^\circ$	47
Figure III.7 : Tension d'alimentation pour les trois phases avec l'angle de commutation $\theta_{off} = 16^\circ$	48
Figure III.8 : Courant électrique pour seule phase avec l'angle de commutation $\theta_{off} = 16^\circ$	48
Figure III.9 : Résultats du couple électromagnétique et les réponses de vitesse avec l'angle de commutation $\theta_{off} = 16^\circ$	49
Figure III.10 : Mouvement des particules.....	51
Figure III.11 : Organigramme de base de la méthode PSO.....	54
Figure III.12 : Représentation de la surface de compromis.....	57
Figure III.13 : Système de contrôle du moteur s'adapte à l'algorithme intelligent.....	59
Figure III.14 : Organigramme de l'algorithme PSO adapté au système de contrôle MRV	60
Figure III.15 : Courbes de convergence de la fonction objectif pour l'algorithme PSO avec 5N.m.....	62
Figure III.16 : Courbes de convergence de la fonction objectif pour l'algorithme PSO avec 7N.m.....	63
Figure III.17 Courbes de convergence d'objectif global pour l'algorithme PSO avec 5N.m et 7N.m.....	63
Figure III.18 : Couple dynamique total et la réponse de vitesse basée sur la solution optimale donnée par l'algorithme.....	64
Figure III.19 : la réponse de vitesse basée sur les paramètres optimaux donnés par l'algorithme PSO avec $\omega_{ref} = 1000\text{tr/min}$	65
Figure III.20 : Courant contrôlé par le comparateur d'hystérésis des phases MRV pour les paramètres standard.....	65
Figure III. 21 : Comparaison du couple dynamique total donné à partir des paramètres optimaux et standards.....	66
Figure III.22 : Comparaison graphique des nombres de commutation avec les paramètres optimaux et standards.....	66

Liste des tableaux

CHAPITRE II

Tableau II.1 : Principales dimensions du prototype.....37
Tableau II.2 : Les paramètres d'application.....45

CHAPITRE III

Tableau III.1 : Stratégie de commutation en fonction de la position du rotor46
Tableau III.2 : Solution optimale utilisant des algorithmes intelligents PSO pour différentes charges de couple..... 64

Liste de symbole

F. m. m	Force magnétomotrice
ni	les ampères-tours
φ	Le flux magnétique traversant le circuit magnétique
Φ	le flux total embrassé par toutes les spires du bobinage de la phase
L ;l	l'inductance
R	Resistance statorique
\mathcal{P}	La perméance
β_s	Arc polaire statorique
β_r	Arc polaire rotorique
Ns	Nombre de dents au niveau de l'armature statorique
Nr	Nombre de dents au niveau de l'armature rotorique
N	Nombre de conducteur statorique
P	Nombre de paires de pôles de l'enroulement de l'induit
θ_s	le pas angulaire statorique
θ_r	le pas angulaire rotorique
θ_e	Position électrique du rotor par rapport au stator.
θ	la position du rotor
θ_m	Position mécanique du rotor par rapport au stator
θ_t	Angle de commutation de la démagnétisation
Wem	Energie magnétique
W'cm	Co énergie
Vcc	La tension d'une phase
Ω	La vitesse de rotation.
θ_{on}	Angle d'allumage.
θ_{off}	Angle d'extinction.
Cej	Couple électromagnétique générer par chaque phase.
Ce	Couple électromagnétique total.
Ic	est le courant nécessaire pour équilibrer le couple de charge.
σ	facteur de saturation.
$\vec{\mu}$	Vecteur vitesse des pièces conductrices susceptible de se déplacer
σ	Conductivité électrique
\vec{j}_{ex}	Densité du courant d'excitation (les enroulements d'alimentation)[A/m ²]
σE	Densité des courants induits du champ électrique E [A/m ²]
$(\vec{\mu} \wedge \vec{B})$	Densité des courants induits par mouvement [A/m ²]
\vec{E}	Vecteur champ électrique [v/m]
B	Vecteur induction magnétique [T]
H	Vecteur Champ magnétique [A/m]
D	Vecteur induction électrique (vecteur déplacement électrique) [C/m ²]
ρ	Densité volumique de charge électrique [C/m ³]
\vec{J}_c	Vecteur densité du courant électrique de conduction [A/m ²]
E	Permittivité électrique [F/m]
μ	Perméabilité magnétique [H/m]
ν	Réductivité magnétique [m/H]
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
ΔH	Bande d'hystérésis
I_{ref}	Courant de référence
I_{tot}	Courant totale
c_1, c_2	Coefficients d'accélération
\vec{v}	Vecteur de position des particules
\vec{x}	Vecteur de vitesse des particule
p_{best}	Vecteur de meilleure position des particules
g_{best}	Meilleure position qui s'est passée par les particules de l'essaim
r_1, r_2	Nombres aléatoires tirés uniformément dans [0,1]
C_{ond}	Ondulation de couple
SE	Erreur statique
\emptyset	Position de phase initiale
C_{inter}	Taux d'interférence par le couple total

Introduction Générale

Introduction Générale

Avec le développement de l'électromagnétisme au 19^{ème} siècle, de nombreux dispositifs utilisant le principe de la réluctance variable ont vu le jour. Certains auteurs parlent même du fait que ce serait l'un des premiers principes utilisés pour la conversion de l'énergie électromagnétique en énergie mécanique [Mul 93].

Le premier moteur électrique électromagnétique a été inventé par le physicien anglais Michael FARADAY en 1821. Ensuite, Peter BARLOW lui adjoint une roue dentée en 1822 qui est appelé par la roue de Barlow.

En 1831 FARADAY met en évidence le principe de l'induction magnétique basé sur une expérience de deux bobines installées dans les mêmes noyaux et alimentant l'une démontre la présence d'un courant électrique dans l'autre; pendant cette période, le Russe Friedrich Emil LENZ et l'Américain Joseph HENRY ont, de leur côté, effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène [Mul 95].

En effet JACOBI, le physicien russe, a proposé une structure tournante à réluctance variable en 1834. A la même époque l'américain C.Grafton Page a réalisé plusieurs dispositifs à fer tournant. Seulement, les bobines utilisaient des commutateurs mécaniques ayant pour inconvénients du bruit et des étincelles nocives.

En 1845, le Français, C.FROMENT réalise un dispositif tournant probablement l'ancêtre des machines à réluctance variables actuelles. Les machines à réluctances variables furent devancées par les machines à courant continu et à courant alternatif, justement à cause du problème de commutation mécanique ; Leurs applications étaient restreintes à l'horlogerie (horloge FROMENT, 1854), les rasoirs (société REMINGTON) les tourne-disques (les Etablissements RAGONOT) et enfin le domaine des jouets avec les moteurs FROMENT.

Mais ils ne furent pas délaissés pour autant, à cette époque déjà, on leur reconnaissait leur simplicité et leur robustesse comme qualités [Mul 95].

Vers 1927 les machines à réluctance variable ont refait surface grâce à une publication décrivant les dispositifs de transmission de mouvement dans les bateaux de guerre. Dans les années 1960, en Angleterre, on s'intéressa de nouveau à ces moteurs [Mul 95] ; et ce fut probablement le point de départ des travaux des équipes de plusieurs universités anglaises, notamment celles de Leeds et Nottingham. Au début, LAWRENSON (qui est d'ailleurs considéré comme le « doyen » de la recherche sur le MRV moderne) et son équipe (université de Leeds) n'ont pas été pris au sérieux par la communauté scientifique, mais avec le temps l'évidence devint irréfutable quand il quitta le domaine académique et créa sa propre usine de production, mettant ainsi en relief les avantages de cette machine et la diversité de ses applications. Dans les années 1970, avec le développement de l'électronique de puissance, les commutateurs mécaniques encombrants ont été remplacés par des circuits électroniques plus rapides, plus fiables, et surtout silencieux et moins dangereux. L'âge d'or des MRV ne faisait que commencer.

Depuis 1980, la recherche sur la MRV a été axée sur la compréhension des facteurs qui

affectent l'efficacité de la conversion de l'énergie et cet accent a contribué à des recherches approfondies dans le développement du moteur à RV. Différents types d'études ciblant ce facteur ont été signalés par différentes techniques. D'une part, le travail de Mehdi Moallem et L. E. Unnewehr. [Moa 92] (1992) discute la minimisation d'ondulation de couple en considérant des modifications géométriques du rotor (sans tenir compte des techniques de contrôle de courant). D'autre part, le travail de Iqbal Hussain et al., [Hus 96] (1996) décrit la minimisation de l'ondulation de couple par la technique de contrôle de courant (sans tenir compte de la géométrie) [Sri 03].

Ces dernières années, le monde a connu des développements technologiques énormes. Cela a aidé de nombreux chercheurs à résoudre de nombreux problèmes dans plusieurs domaines. Avec un intérêt croissant pour les MRV, de nombreuses recherches sont menées sur son contrôle et ses applications. Les différents domaines de la recherche de la MRV comprennent la conception électromagnétique [Lab 18], modélisation et les applications de contrôle [Lab 18]. Cependant, le contrôle de cette machine est complexe en raison des propriétés non linéaires du circuit magnétique et de la variation d'entrefer, cela nécessite l'utilisation de méthodes de modélisation permettant de prendre en compte tous les détails géométriques et physiques tels que la méthode des éléments finis (MEF) pour obtenir un modèle virtuel plus proche du modèle réel. Les paramètres de contrôle de la MRV ont un grand effet sur la qualité des résultats où plusieurs auteurs dans [Sha 13], [Kal 13], [Lab 15], [Lab 17], [Lab 18] étaient basés sur ce point, de tous ces travaux précédents peuvent conclure que les différents paramètres sélectionnés ont été déterminés par un choix manuel donnant des résultats acceptables, mais ne permettant pas l'accès au meilleur, d'où l'idée d'utiliser de méthodes intelligentes pour optimiser les paramètres de la MRV.

Reste l'ondulation du couple est le problème le plus effet sur le niveau de la machine MRV et il considère comme l'inconvénient majeur le plus danger dans MRV, parce que cette machine a un effet important sur tout autre comportement négatif comme le bruit, le suivi de la position et la vitesse.

Et c'était notre objectif souhait dans la recherche est de trouver de meilleures performances sur le modèle dynamique de la MRV à base d'éléments finis [Lab18]. Sur cette base, notre travail peut être divisé en trois chapitres, que nous décrivons comme suit :

Dans le premier chapitre, nous nous concentrerons principalement sur une présentation générale de la MRV pour connaître la majorité des types existant dans la littérature. À cette fin, nous présenterons en revue les différentes structures et topologies de la MRV puis, on va parler sur leurs principes de fonctionnement et le circuit équivalent qui correspond l'enroulement de bobinage de cette machine (circuit équivalent du modèle analytique de la MRV) aussi, leur mécanisme de choix des angles de commutation par rapport à la position du rotor, on note la relation entre l'inductance et la position du rotor. Ensuite, on va poser les différentes topologies de convertisseurs de puissance pour MRV, nous allons montrer les différentes configurations de convertisseurs statiques adaptées aux exigences de fonctionnement, ainsi que nous serons représentés les domaines d'application de la MRV en industriel. comment ne pas oublier de montre les avantages et les inconvénients de la machine à reluctance variable (MRV).

Deuxième chapitre divisée sur deux parties: Premièrement, on va présenter la modélisation du moteur à reluctance variable 12/8 que nous allouons pour étudier et ce que nous verrons dans cette recherche. La modélisation basé sur est basé sur plusieurs méthodes ces différentes méthodes de modélisation d'une MRV, on va parler comme des titres sois des méthodes analytiques, de méthodes d'interpolation, des méthodes d'intelligentes, méthodes des éléments finis et des méthodes à base de circuit magnétique équivalent . Ensuite, ce chapitre met en place les modèles magnétostatiques et magnétodynamique avec prendre en considération le couplage de circuit électrique et le couplage électromagnétique-mécanique basé sur les équations de Maxwell. la présentation sur les outils qui seront utilisés pour la résolution d'équations aux dérivées partielles de phénomènes électromagnétiques. La méthode la mieux adaptée aux problèmes d'électromagnétisme est la MEF [Lin 86], [Lab 18]. Grâce à la MEF nous permet de prendre en considération tout le comportement non linéaire existe aux MRV soit la saturation de circuit magnétique ou la variation de l'entrefer. Donc, La modélisation nécessite deux étapes principales, la première étape consiste à déterminer les caractéristiques statiques du flux, de l'inductance ou du couple en fonction de l'angle de rotation pour différentes valeurs du courant, la deuxième étape est la mise en œuvre du modèle dynamique à l'aide des caractéristiques statiques. Deuxième partie construit autour de la simulation de ce moteur. La simulation basé sur le couplage avec les systèmes électriques, électromagnétiques et mécanique, pour obtenir au modèle global de cette machine. Puis, on extrait les résultats de caractéristiques comme les courants, les couples et la vitesse. Aussi on va analyser tous les résultats.

Nous allons extraire les meilleurs résultats du programme et les comparer avec les résultats précédents. Et pour cela nous avons atteint l'objectif souhaité à la fin de ce chapitre .

Le troisième chapitre montre une contribution à l'optimisation des techniques de contrôle moteur à RV en exploitant la technique d'algorithme intelligent et en adaptant également les phénomènes existant dans la nature. Ainsi, ce chapitre contient trois parties essentielles, la première partie étudie les performances et les paramètres standards du moteur MRV12/8. La deuxième partie vise à optimiser les performances du moteur en adaptant la technique de l'Essaim de Particules (PSO) afin de trouver le paramètres de contrôle optimaux. ainsi , on ajoute dans notre étude l'optimisation multi-objectif par essaim de particules (MOPSO) qui est basé sur trois objectifs pour optimiser l'ondulation du couple, le nombre de commutation et l'erreur de vitesse au même temps puis on recherchera à l'objectif globale optimal. Dans ce qu'a là vise également à trouver de meilleures performances pour le moteur à RV en exploitant les phénomènes d'interférence destructrice pour l'amortissement maximal de l'ondulation de couple, ainsi que l'importance de plusieurs paramètres influençant directement la qualité de la performance du côté moteur ou du côté commande. La troisième partie, nous montrons une comparaison entre les résultats standards et les résultats optimisées quand on applique sur la technique de l'essaim de particules.

Enfin, une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude et les perspectives éventuelles pour de futures recherches clôtureront ce travail.

Chapitre I

*Généralités sur les machines à
reluctance variable (MRV)*

I.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter des généralités sur les machines à reluctance variable, à partir de mettre un peu de définition et construction de ce type de la machine, aussi on prépose les différentes topologies de la machine à reluctance variable puis on va poser le circuit équivalent pour étudier le comportement de champs électrique et magnétique dans cette machine, ce bien sur ça il est nous guides à la lecture théorique qui lui s'exprimée sous forme des équations mathématiques, mais les paramètres de ces équations l'on porte de la forme géométrique, ce dernier naisse cite à l'étude du principe de fonctionnement de MRV, sous ce titre , nous allons compter la machine élémentaire et le principe de travail de la MRVDS qui nous allons étudier. Quatrièmement, on propose la conversion d'énergie et le calcul de couple "étude générale de caractéristique d'énergie et Co énergie", puis on va parler à la relation entre l'inductance et la position du rotor, cette dernière est la plus importante de notre étude et qui considérée comme des caractéristiques physiques (électriques). Sixièmement, on va observer la partie d'alimentation électronique (le circuit de puissance et les différentes types de montages). Septième chose, notre parole seras sur les applications de la MRV. Finalement, on va marquer les avantages et note aussi les inconvénients de cette machine. Alors, on va pratiquer cette stratégie dans ce partie de travail.

I.2 Différentes topologies de MRV

Comme la construction de la machine MRV contient de deux parties (stator et rotor) et ce dernier simple est cuité le type de cette machine, donc nous allons deviser cette machine selon sa structure de topologie, ces sont des machines appelés, MRV pures, MRV vernier et MRV hybride.

MRV peuvent être à mouvement rotatif ou linéaire, mais dans notre cas nous allons nous intéresser aux machines tournantes. Il existe plusieurs configurations géométriques pour les MRV rotatifs, les plus usuelles sont celles qui considèrent le nombre de pôles statoriques plus élevé que le nombre de pôles rotoriques (cela n'empêche pas que dans certains cas le rotor contient plus de dent que le stator). Le choix du nombre des dents et des phases doit se faire par rapport à l'application envisagée et aux performances souhaitées. Les critères qui peuvent influencer le choix pour une topologie particulière incluent, entre autres [Kad 15] :

- La valeur du couple et sa forme lors du démarrage, du freinage et en régime permanent.
- Le type d'alimentation (triphase, monophasé, etc.) et le circuit de commande utilisé.
- Les chemins de flux magnétique et les pertes fer produites. Les principales configurations géométriques des MRV rotatifs sont comme suit :

I.2.1 MRV pures

La MRV dite "pure" a une structure saillante au rotor et au stator avec un stator "actif" où sont situés les bobinages et un rotor "passif" (sans bobinage ni aimants) qui la distingue des machines synchrones et asynchrones. Une autre particularité est qu'elle n'est pas à champ tournant mais à champ «pulsé». Les moteurs à

réluctance de ce type se satisfont de courants unidirectionnels de forme rectangulaire, ce qui fera la spécificité de leurs alimentations.

On peut citer divers types (Fig. I.1) de structures à réluctance pure [Mou 08][Kad 15] :

- Structures à double denture « simple » (« gosses dents ») et à 2 dents par phase.
- Structures à double denture « simple » (« gosses dents ») et à plus de 2 dents par phase.

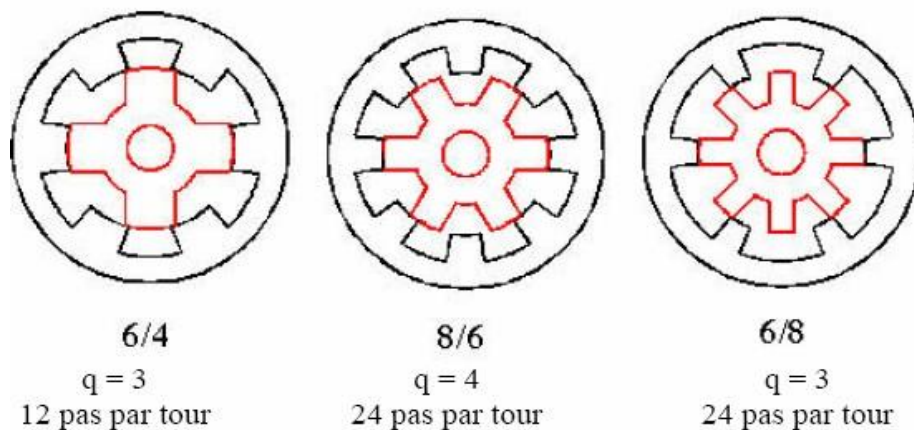


Fig. I.1.a MRV à 2 dents par phase.

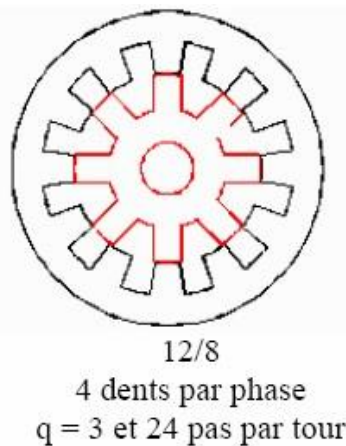


Fig. I.1b MRV à plus de 2 dents par phase.

Elle se caractérise par un couple massique élevé et une grande simplicité de construction d'où un faible coût et une bonne robustesse. Ces atouts lui ont permis de multiples applications : dans l'industrie pour les systèmes de démarreur-alternateur dans les véhicules hybridés ou les avions mais aussi pour les systèmes de génération d'électricité dans l'éolien ou l'aérospatial [Mou 08].

I.2.2 Les MRV à effet vernier

Les MRV à effet Vernier ont des structures identiques aux MRV pures sauf qu'ils possèdent des enroulements repartis et sont alimentées en courant alternatif sinusoïdal et non en créneaux. Il existe des machines dites « Vernier à grand nombre de dents », qui possèdent deux armatures

saillantes (figure I.2); sur chaque armature, les dents sont identiques et équi-réparties mais les nombres de dents statorique et rotorique sont légèrement différents (similaire à celui d'une machine synchrone à rotor lisse), ce qui permet d'obtenir une perméance sinusoïdale [Kad 15]. Il y a aussi les machines dites « Vernier à grosses dents » dans lesquelles chaque pôle statorique constitue lui-même la dent. Les nombres de pôles sont alors relativement faibles et les performances couple-vitesse sont comparables à celles des machines asynchrone et synchrone à aimants avec des fréquences d'alimentation voisines [Reb 10][Mou 08].

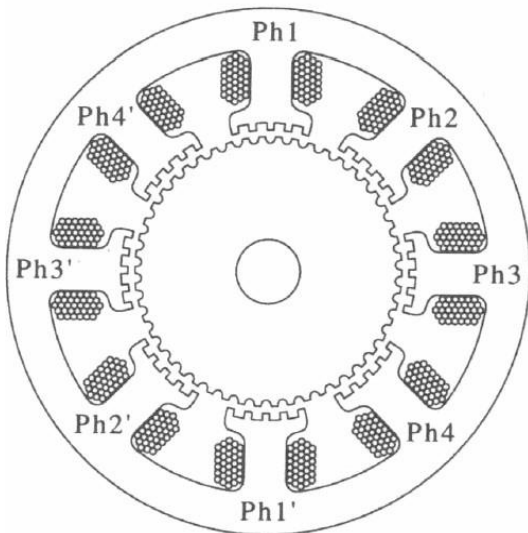


Fig. I.2.a MRV à pôles statorique dentés [Lab18] [Mou 08].



Fig. I.2.b MRV à effet vernier à stator externe et interne [Mou 08] [Kad15].

I.2.3 MRV hybrides

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

L'adjonction d'aimants dans les structures à double saillance permet de compenser un entrefer trop élevé mais on s'éloigne des structures à réluctance pure [Red 10]. Il est cependant intéressant de signaler deux machines à aimants à double saillance dérivées des MRVDS : l'une met en œuvre des aimants placés au rotor [Kad 15], la machine se rapprochant des machines synchrones à aimants enterrés (Interior Permanent Magnet) ; la seconde conserve le rotor passif de la MRV pure et utilise des aimants placés au stator [Mul 10] : on obtient alors une MRV polarisée dans laquelle le courant d'alimentation module l'effort de détente dû aux aimants. Les alimentations proposées sont en courant bidirectionnel, un classique onduleur triphasé à 6 transistors permet de remplir la fonction. Dans les deux machines, les aimants bénéficient d'une place suffisante pour obtenir une concentration de flux efficace. La figure I.3 montre ces deux machines.

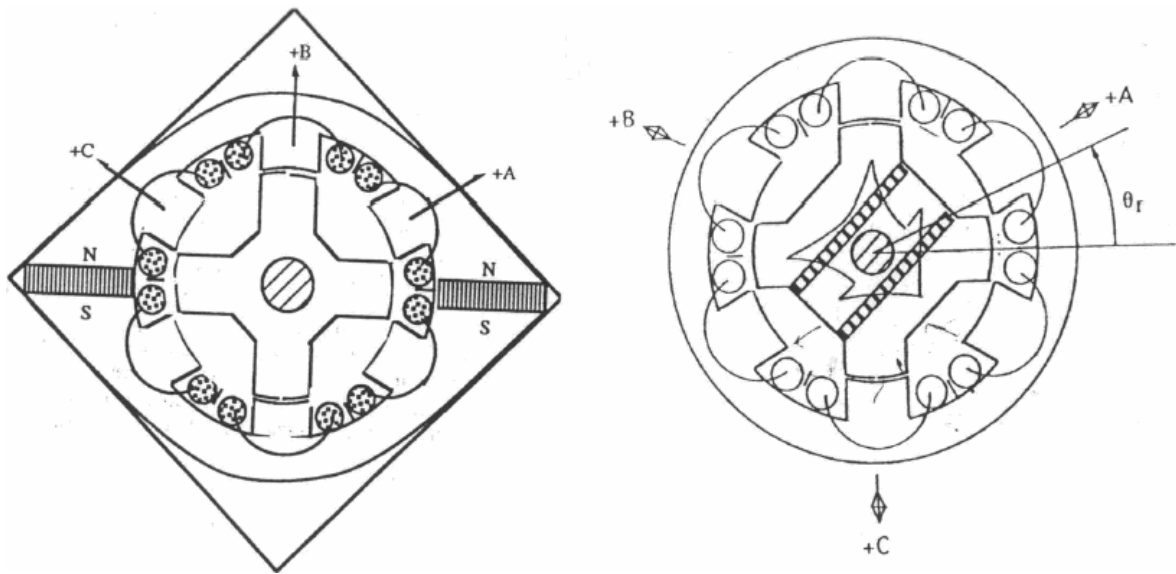


Fig. I.3 Utilisation d'aimants dans les machines à double saillance[Mou 08][Lab 18].

La MRV de la figure I.4 met en œuvre des aimants surfaciques et exploite l'effet vernier pour une alimentation sinusoïdale. Le grand nombre de dents de la machine à plots aimantés de la figure I.5 rend cette structure intéressante pour les forts couples [Lab 18][Mou 08][Red 10].

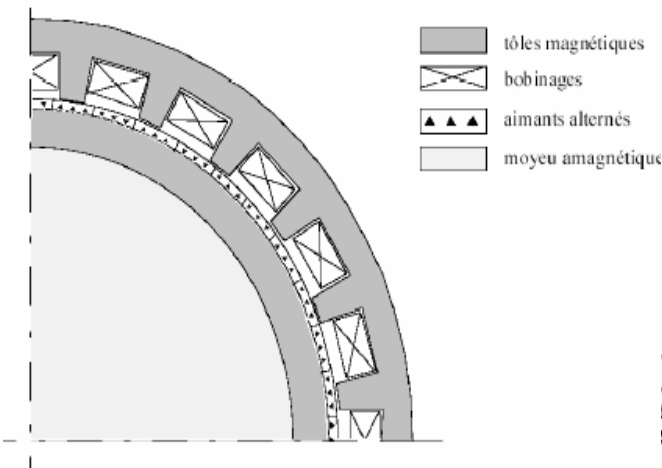


Fig I.4 MRV hybride à effet vernier.

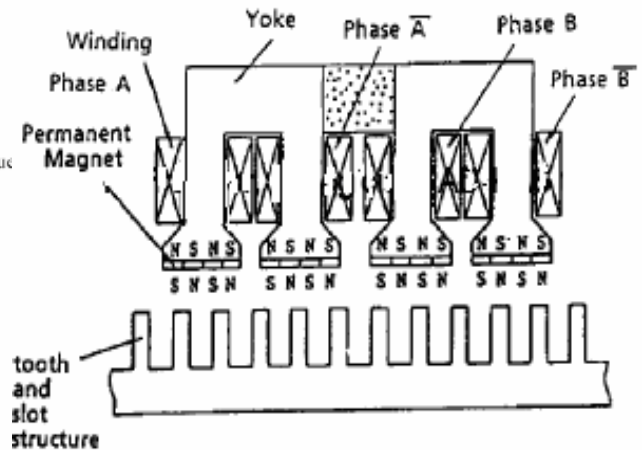


Fig I.5 MRV à plots à aimants.

I.3 Principe de fonctionnement du MRV

I.3.1 Machine élémentaire

Quel que soit le type de machine à réluctance variable étudié (cylindrique, linéaire, Vernier à grosses dents...), le principe de fonctionnement est toujours identique si les couplages

magnétiques entre phases sont négligeables. Il peut être décrit à partir de l'étude d'une structure monophasée élémentaire, identique à celle représentée (Fig.I.6) [Ass 09] [Mou 08]. Il s'agit d'un circuit magnétique simple constitué de deux pièces ferromagnétiques, l'une fixe (stator) comportant un enroulement à N spires parcourues par un courant I et l'autre mobile (rotor) autour d'un axe fixe. Soit Θ_m l'angle entre l'axe longitudinal de la pièce mobile et celui inter polaire de la pièce fixe [Red 10].

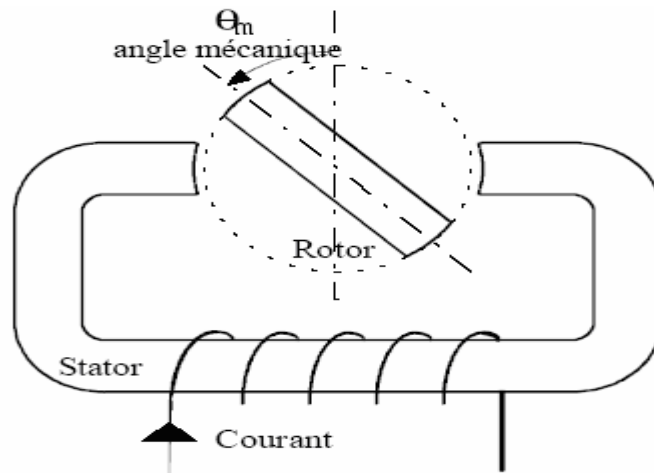


Fig .I.6 Machine à réluctance monophasée. Structure élémentaire.

Le flux magnétique créé par les ampères-tours(NI) oscille entre 2 valeurs extrêmes correspondant aux 2 positions (Fig. I.7) :

- Une position d'**opposition** dans laquelle le circuit magnétique présente une réluctance maximale, ou une inductance minimale.
- Une position de **conjonction** dans laquelle le circuit magnétique présente une réluctance minimale, ou une inductance maximale.

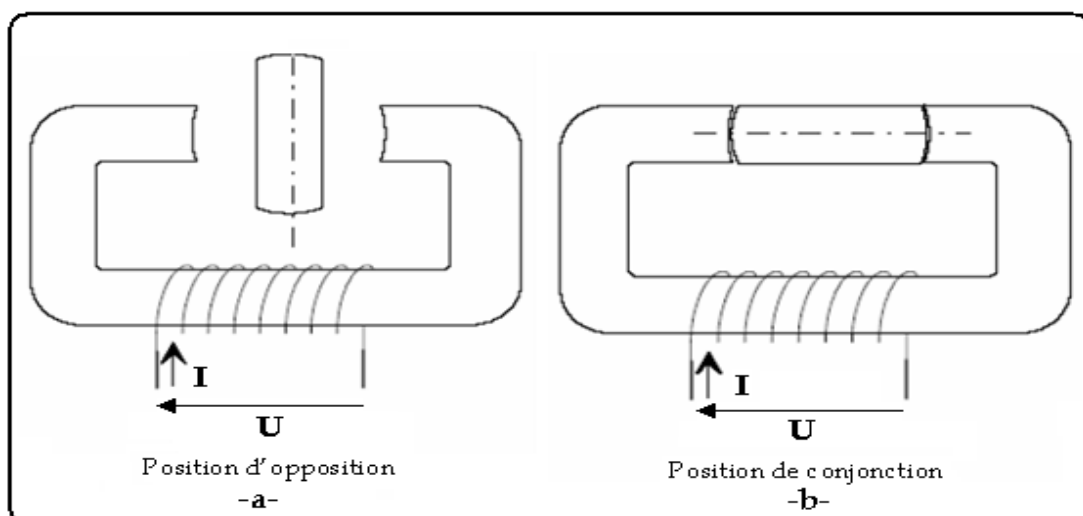


Fig. I.7 Positions extrêmes du rotor [Ben 16].

A partir de la position d'opposition ($\theta_m = 0$), pour que la pièce ferromagnétique rotorique se mette à tourner, nous devrions alimenter l'électroaimant fixe jusqu'à la position de conjonction ($\theta_m = \pi / 2$), selon la règle du flux max ou de la reluctance min,

On observe ainsi que la période de la variation de la réluctance vue d'une phase correspond au passage de la conjonction d'une dent à la conjonction de la dent suivante. L'angle électrique s'écrit alors :

$$\theta_e = N_r \cdot \theta_m \quad (I.1)$$

I.3.2 Machine multipolaire

La MRV peut être considérée en première approximation comme étant l'association de q machines monophasées, sous condition que les couplages magnétiques entre les q phases soient négligeables. Son principe de fonctionnement est similaire à celui de la machine élémentaire, qui peut être décrit en prenant comme exemple celui de la machine à reluctance variable à double saillance 6/4 (figure. I.8). Le stator est alimenté par trois phases constituées respectivement par les bobines 1-1', 2-2' et 3-3'. Chacune des phases est connectée à la source à travers un demi-pont asymétrique. À la figure I.10, on montre les étapes de rotation de la machine. Si, à la position 1, la phase 1 est excitée, le rotor se positionne alors de façon à aligner une de ses paires de pôles avec celle de la phase 1 (position 2). La réluctance est alors minimisée, le flux est maximal. La position 2 est donc une position d'équilibre du rotor. Si, à cette position, la phase 2 est excitée, alors la réluctance de la machine vue par la source d'alimentation est élevée et les lignes du champ magnétique sont déformées. Par conséquent, le rotor tourne encore pour s'aligner avec la phase 2. L'angle de rotation que fait le moteur pour passer de la position 3 à la position 4 constitue le pas du moteur [Gue 12].

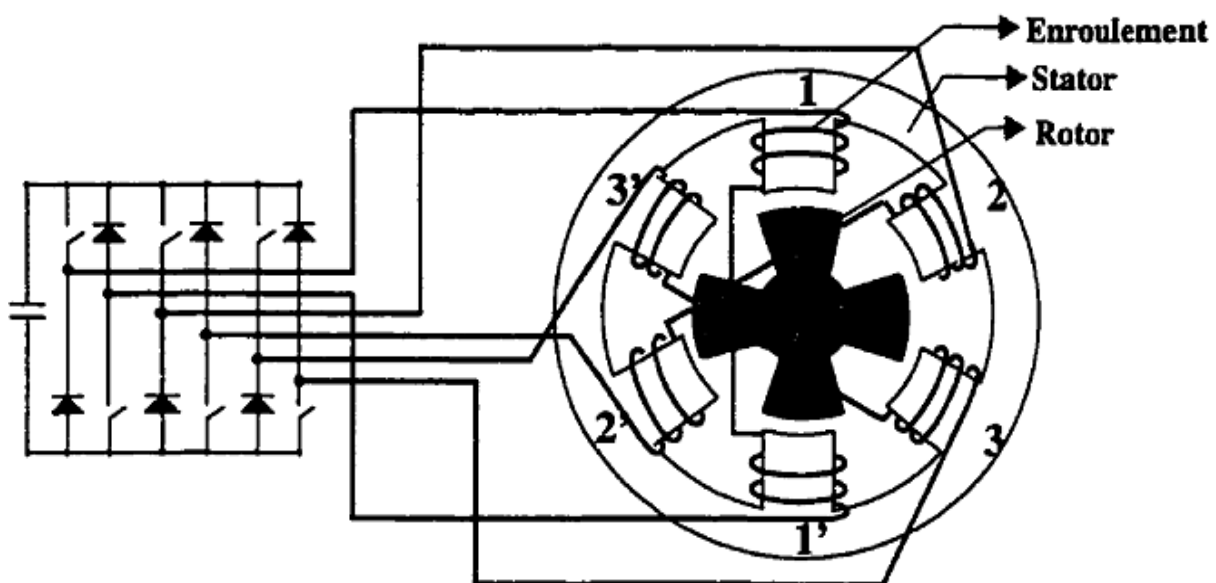


Fig. I.8 -Circuit d'excitation et principe de fonctionnement de la MRV6/4.

L'explication de la rotation en termes de pas du moteur n'est qu'un moyen pour faciliter l'étude. En pratique, la commutation du courant d'une phase à une autre s'effectue avant que les positions d'équilibre successives ne soient atteintes. De la sorte, on obtient une rotation uniforme du rotor. Lorsque le rotor tourne, chaque phase présente une variation cyclique de son inductance [Gue12].

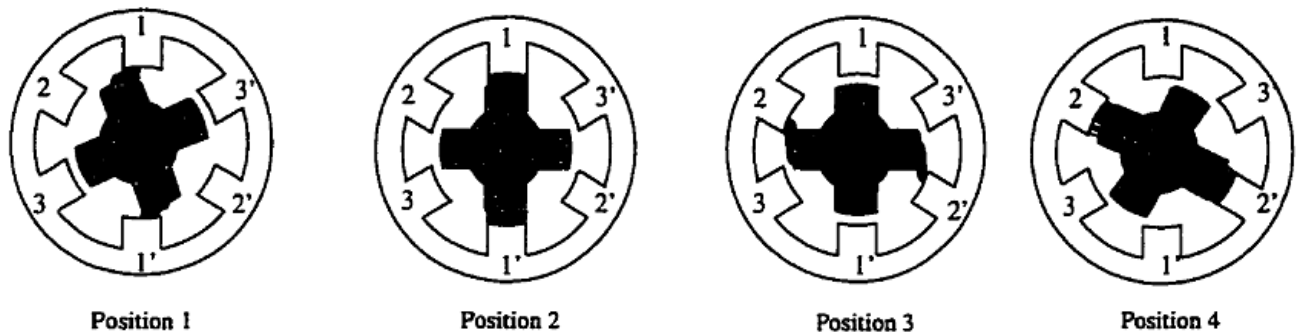


Fig. I.9 Étape de rotation d'une MRV.

I.4 Circuit équivalent.

Le circuit équivalent du modèle analytique de la MRV comme représenté sur la figure I.10 est constitué d'une tension u appliquée à la phase, d'une résistance R de la phase, d'une inductance $l(\theta, i)$ (dépendant de la position du rotor et du courant de phase) et d'une force électromotrice fém e . Les effets du flux de fuite et de l'inductance mutuelle entre les phases du stator ne sont pas pris en compte [Lab 18].

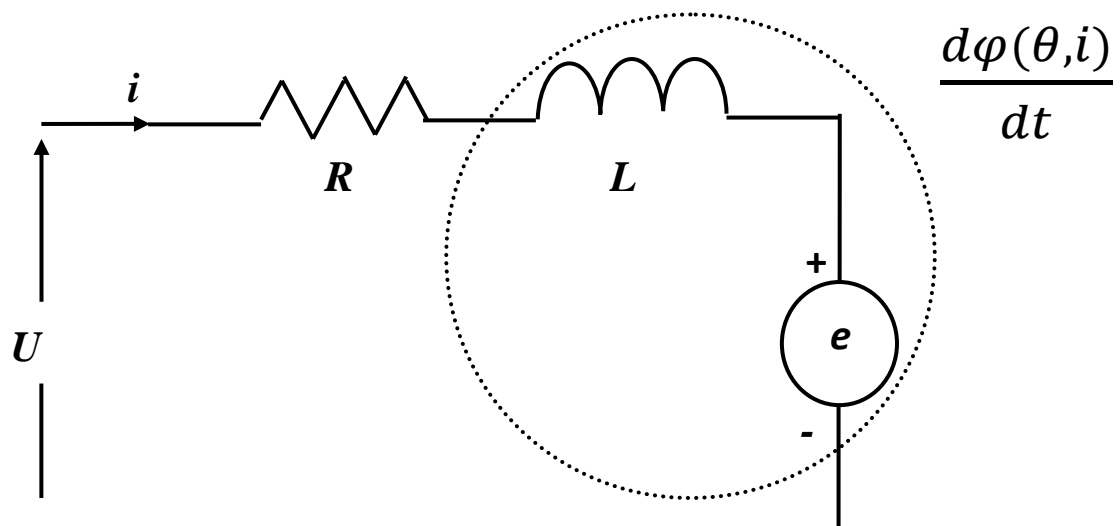


Fig I.10 Modèle électrique d'une phase de MRV. Décomposition de la tension induite en régime linéaire.

Les lois de la physique appliquées à ce circuit nous permet d'exprimer le modèle électrique d'une phase (afin de faciliter la lecture, La dépendance en fonction du temps des variables de tension, du courant et du flux est omise) :

$$u = Ri + n \cdot \frac{d\phi}{dt} = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{I.2})$$

où ϕ est le "flux total" embrassé par toutes les spires du bobinage de la phase.

En régime linéaire, on peut écrire

$$\phi = l(\theta) \cdot i$$

Alors :

$$u = Ri + l(\theta) \cdot \frac{di}{dt} + i \frac{dl}{dt} \quad (\text{I.3})$$

et en régime permanent , avec : $\omega = C^{te}$

$$u = Ri + l(\theta) \cdot \frac{di}{dt} + \omega i \frac{dl}{d\theta} \quad (\text{I.4})$$

Dans (I.3), le terme $\omega i (dl/d\theta)$ est le FEM induit tension, qui sera élevée pour des vitesses élevées.

En régime saturé, les équations deviennent en considérant, par exemple, une inductance fonction de la courant :

$$\phi = l(\theta, i) \cdot i$$

$$u = Ri + l(\theta, i) \cdot \frac{di}{dt} + i \left(\frac{dl}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} + \frac{dl}{di} \cdot \frac{di}{dt} \right) \quad (\text{I.5})$$

ou encore exprimé différemment :

$$u = Ri + \frac{d\phi}{dt} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{d\phi}{d\theta} \cdot \omega \quad (\text{I.6})$$

Le deuxième terme est proportionnel à l'inductance incrémentale et le troisième reste la f.é.m.

I.5 Conversion d'énergie et calcul de couple.

Le choix de l'énergie ($W_{em} = \int H \cdot dB = \int i \cdot d\phi$) ou de la co-énergie ($W'_{em} = \int B \cdot dH = \int \phi \cdot di$). Dépend de la description initiale du système et du résultat désiré ; souvent, le courant (i) étant plus accessible que le flux (ϕ), on choisit alors la co-énergie (Fig. I.11).

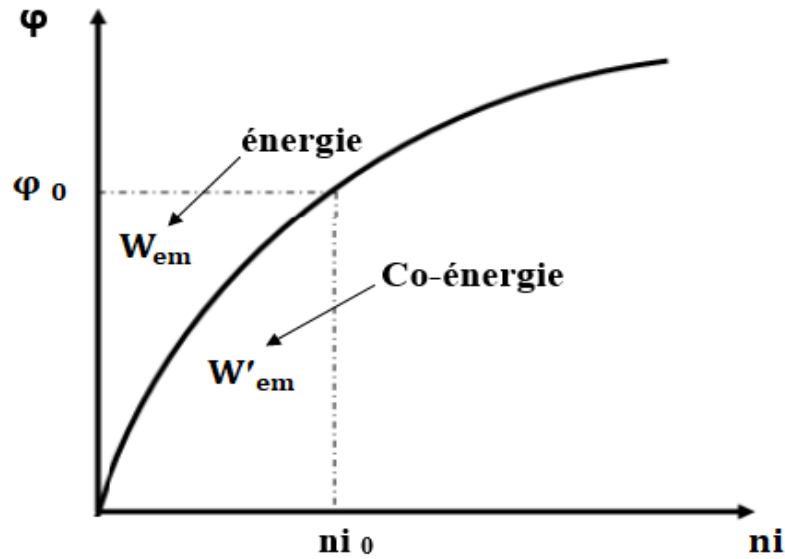


Fig I.11 Energie et Co-énergie magnétiques dans un circuit magnétique saturable.

Les notions de l'énergie et de la Co-énergie magnétique pour un système électromagnétique à (q) phases (q circuits électriques) et un degré de liberté mécanique et un degré de liberté mécanique (l'angle rotorique θ par exemple) [HAB 08].

L'énergie électromagnétique stockée dans le convertisseur dépend des flux totalisés dans les circuits électriques et de la position de la pièce mobile.

$$W_{em} = \int_0^{\Phi_0} ni \, d\Phi \quad (\text{énergie}) \quad (\text{I.7})$$

La Co-énergie magnétique est définie à partir de l'énergie magnétique emmagasinée dans le convertisseur et de l'état du circuit magnétique caractérisé par les vecteurs flux et courants [HAB08].

$$W'_{em} = \int_0^{ni_0} \Phi \, d(ni) \quad (\text{Co-énergie}) \quad (\text{I.8})$$

Il existe plusieurs méthodes pour calculer le couple instantané de toute machine électromagnétique, mais généralement on utilise la méthode des travaux virtuels (méthode de variation des énergies). Cette dernière est basée sur le calcul, au choix de l'énergie ou la Co-énergie magnétique (voir les relations (I.6) et (I. 7)). Ensuite le couple instantané est déterminé par une dérivation, au choix, par l'une ou l'autre des relations suivantes :

$$C_{ej} = -\frac{\partial W_{em}}{\partial \theta_m} = -N_r \cdot \frac{\partial W_{em}}{\partial \theta} \quad \text{à } \Phi = \text{Cte} \quad (\text{I.9})$$

Ou

$$C_{ej} = -\frac{\partial W'_{em}}{\partial \theta_m} = -N_r \cdot \frac{\partial W'_{em}}{\partial \theta} \quad \text{à } ni = \text{Cte} \quad (\text{I.10})$$

Dans ces relations, W_{em} et W'_{em} sont respectivement l'énergie et la co-énergie magnétiques et θ_m et θ sont les angles mécaniques et électriques. N_r est le nombre de dents rotorique. L'angle mécanique θ_m est lié à l'angle électrique θ par la relation (I.5).

En régime linéaire, l'expression du couple devient :

$$C_{em}(i, \theta) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (I.11)$$

Le couple produit par une MRV provient uniquement de la variation de l'inductance en fonction de la position. Cette variation est une conséquence de la saillance du rotor et du stator.

L'expression (I-12) montre que ce convertisseur est unidirectionnel en courant parce que la production du couple ne dépend pas du signe de courant mais seulement de signe de $\frac{dL(\theta)}{d\theta}$.

$$C_{em}(\phi, \theta) = \frac{1}{2} \phi^2 \frac{d\mathfrak{R}(\theta)}{d\theta} \quad (I.12)$$

\mathfrak{R} : Étant la réluctance.

En se basant sur l'expression (I.11), on peut conclure qu'un système réluctant est caractérisé par les propriétés suivantes [Lab 18]:

- Le couple est proportionnel au carré du courant, donc le couple du moteur étant indépendant de la polarité du courant de phase. Notez que cela est tout à fait contraire au cas des machines à courant alternatif. L'avantage de cette fonctionnalité se trouve dans l'utilisation du convertisseur ne nécessite qu'un seul interrupteur par phase.
- Grâce au couple proportionnel au carré du courant, il a un bon couple de démarrage comme un moteur série DC.
- La MRV fonctionne dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse; soit le fonctionnement en moteur ou la pente de l'inductance est négative; aussi le fonctionnement en génératrice ou la pente de l'inductance est positif, ainsi le sens de rotation peut être inversé en agissant sur la séquence d'excitation.
- La constante du couple est donnée par la pente de la caractéristique de l'inductance en fonction de la position du rotor. Mais l'inductance dépend du courant et de la position du rotor, ce qui rend la caractéristique non-linéaire. Cette non-linéarité rend le développement d'un circuit équivalent simple pour la MRV difficile.
- Le contrôle de couple et de vitesse s'effectue avec un capteur de position.
- L'ouverture ou le court-circuit a peu d'influence sur les autres phases

I.6 Relation entre l'inductance et la position du rotor.

Étant donné que les caractéristiques de couple dépendent de la relation entre le flux les liaisons et la position du rotor en fonction du courant, il vaut la peine de conceptualiser les possibilités de contrôle et les limites de cet entraînement moteur. Par exemple, un l'inductance de phase typique en fonction de la position du rotor est illustrée à la figure I.12 pour une phase fixe courant. L'inductance correspond à celle d'une bobine stator-phase du commutateur moteur à réluctance négligeant l'effet de frange et la saturation. Les changements significatifs du profil d'inductance sont déterminés en termes d'arcs polaires du stator et du rotor et nombre de pôles du rotor. L'arc polaire du rotor est supposé supérieur au stator arc [Kri 01] :

$$\theta_1 = \frac{1}{2} \left[\frac{2\pi}{P_r} - (\beta_s + \beta_r) \right] \quad (\text{I.13})$$

$$\theta_2 = \theta_1 + \beta_s \quad (\text{I.14})$$

$$\theta_3 = \theta_2 + (\beta_r - \beta_s) \quad (\text{I.15})$$

$$\theta_4 = \theta_3 + \beta_s \quad (\text{I.16})$$

$$\theta_5 = \theta_4 + \theta_1 = \frac{2\pi}{P_r} \quad (\text{I.17})$$

où β_s et β_r sont des arcs polaires de stator et de rotor, respectivement, et P_r est le nombre de pôles du rotor.

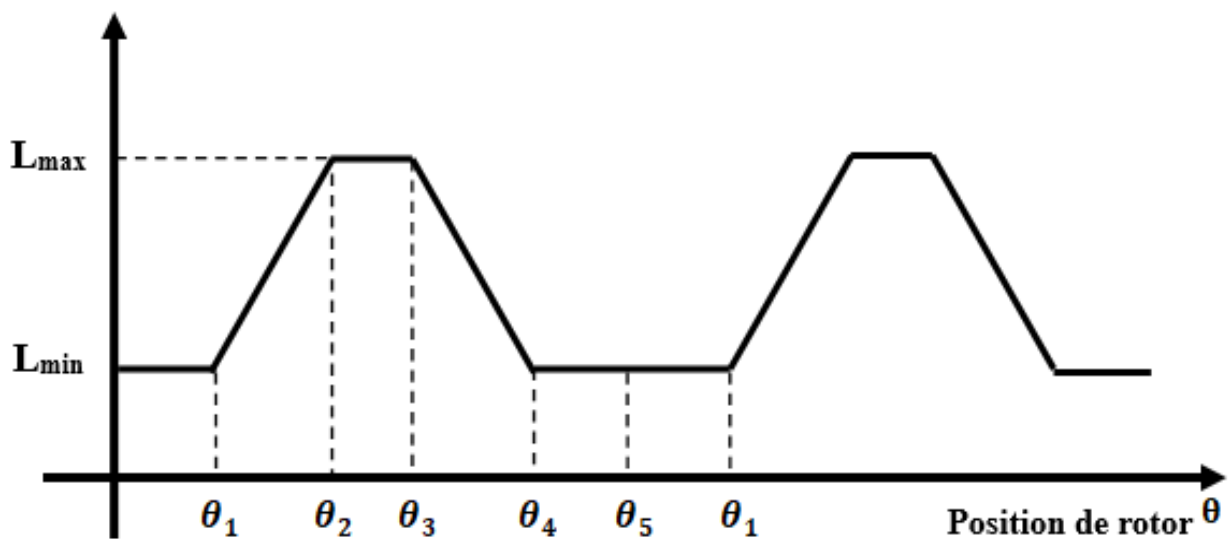


Fig. I.12 La forme idéalisée de l'inductance (linéarisé par parties) en fonction de la position du rotor.

$0 - \theta_1$ et $\theta_4 - \theta_5$: Les pôles du stator et du rotor ne se chevauchent pas dans ce région et le flux est principalement déterminé par le trajet de l'air, donc rendant l'inductance minimale et presque constante. Par conséquent, ces les régions ne contribuent pas à la production de couple. L'inductance dans ce région est connue sous le nom d'inductance non alignée, L_{\min}

$\theta_1 - \theta_2$: Les pôles se chevauchent, donc le chemin du flux passe principalement par le stator et le rotor stratifications. Cela augmente l'inductance avec la position du rotor, donnant c'est une pente positive. Un courant impressionné par les enroulements de cette région produit un couple positif (c'est-à-dire moteur). Cette région touche à sa fin lorsque le chevauchement des pôles est terminé.

$\theta_2 - \theta_3$: Pendant cette période, le mouvement du pôle du rotor ne modifie pas la chevauchement complet du pôle statorique et ne modifie pas le flux dominant chemin. Cela a pour effet de maintenir l'inductance maximale et constante, et cette inductance est connue comme l'inductance alignée, L_a . Comme il n'y a pas changement de l'inductance dans cette région, la génération de couple est nulle, même lorsqu'un courant est présent dans cet intervalle. Malgré cela, il sert fonction utile en fournissant le temps pour que le courant statorique arrive à zéro ou des niveaux inférieurs lorsqu'il est commuté, empêchant ainsi un couple négatif génération pendant une partie du temps si le courant se dégrade dans le région de pente négative de l'inductance.

$\theta_3 - \theta_4$: Le pôle du rotor s'éloigne du chevauchement du pôle du stator dans cette région. Ceci est très similaire à la région $\theta_1 - \theta_2$, mais il a diminution de l'inductance et augmentation de la position du rotor contribuant à une pente négative de la région d'inductance. Le fonctionnement de la machine cette région entraîne un couple négatif (c'est-à-dire la génération d'énergie électrique de l'entrée mécanique à la machine à réluctance commutée).

1.7 Différentes topologies de convertisseurs de puissance pour MRV [Pie 05] [Ben16]

Le moteur à réluctance variable se contente d'une alimentation unidirectionnelle pour chaque phase puisque le sens du courant n'a aucune importance pour les phénomènes de réluctance variable. Ce courant, en forme de créneau, doit s'établir rapidement, être maintenu à peu près constant, puis décroître rapidement. Plusieurs solutions existent pour réaliser le circuit de puissance de l'alimentation du moteur. La complexité du convertisseur dépend bien sûr du nombre de phases de la machine, mais aussi des exigences sur les performances et la souplesse d'emploi du montage.

1.7.1 Convertisseur en demi-point

Le montage en demi-pont est le plus utilisé. Il faut deux interrupteurs de puissance (transistors ou le plus souvent IGBT) et deux diodes par phase, soit 2 m interrupteurs et 2m diodes pour un moteur à m phases figure 1.13.

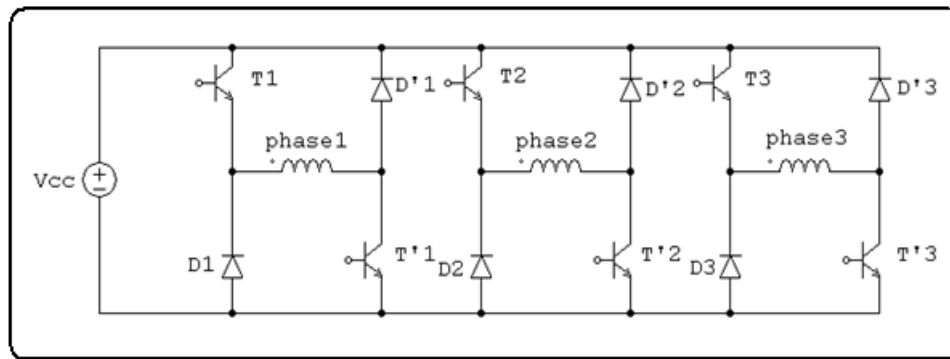


Fig.13 Convertisseur en demi-pont pour un moteur à trois phases.

Pour faire croître le courant dans la phase numéro k , il faut fermer les interrupteurs T_k et $T'k$. La tension d'alimentation V_{cc} est ainsi appliquée à la phase k . Les deux diodes D_k et $D'k$ sont alors bloquées. Pour assurer une régulation du courant par découpage, l'un des interrupteurs sert de hacheur tandis que l'autre est maintenu fermé. Une des diodes permet la circulation du courant quand l'interrupteur correspondant est ouvert (roue libre) alors que l'autre reste toujours bloquée. Par exemple, si T_k sert de hacheur, c'est $D'k$ qui joue le rôle de diode de roue libre. Pour faire décroître le courant, il faut ouvrir les deux interrupteurs T_k et $T'k$ et D_k et $D'k$ jouent le rôle de diodes de roue libre. L'énergie correspondante est renvoyée vers l'alimentation V_{cc} .

Le principal avantage de cette solution est l'indépendance totale de l'alimentation de chaque phase. L'inconvénient majeur est le grand nombre de composants nécessaires. Comme il y a deux chutes de tension d'interrupteurs passants en série avec une phase, ce montage n'est pas favorable aux applications où la tension d'alimentation est faible. Ce type de convertisseur est utilisé dans les cas où de bonnes performances sont exigées et où la réduction du coût n'est pas primordiale.

1.7.2 Convertisseur avec un interrupteur commun

Le montage avec un interrupteur commun permet de réduire le nombre de composants nécessaires. Il faut un interrupteur et une diode par phase, plus un interrupteur et une diode pour l'ensemble, soit $m + 1$ interrupteurs et $m + 1$ diodes pour un moteur à m phases figure 1.14.

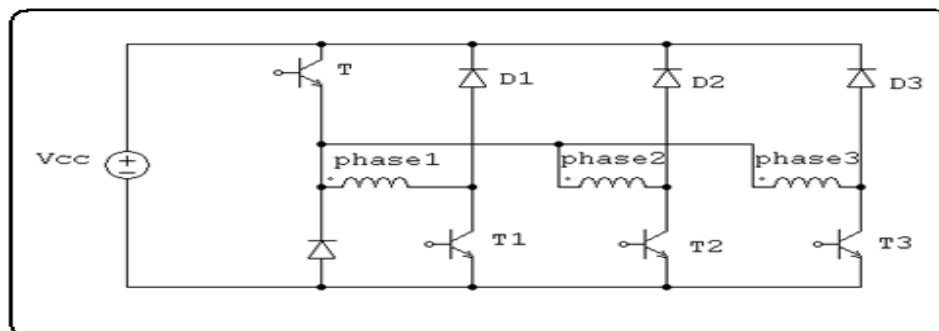


Fig.14 Convertisseur avec un interrupteur commun pour un moteur à trois phases.

Pour faire croître le courant dans la phase numéro k , il faut fermer l'interrupteur T_k de la phase considérée et l'interrupteur commun T . La tension d'alimentation V_{cc} est ainsi appliquée à la phase k . La diode D_k de la phase considérée et la diode commune D sont alors bloquées. Pour assurer une régulation du courant par découpage, l'interrupteur commun T sert de hacheur tandis que l'interrupteur T_k de la phase considérée est maintenu fermé. D joue le rôle de diode de roue libre alors que D_k reste toujours bloquée. Pour faire décroître le courant, il faut ouvrir l'interrupteur T_k de la phase considérée et l'interrupteur commun T , et D_k et D jouent le rôle de diodes de roue libre. L'énergie correspondante est renvoyée vers l'alimentation V_{cc} .

Le principal avantage de cette solution est la réduction du nombre de composants nécessaires. L'inconvénient majeur est qu'il est impossible de commencer à magnétiser une phase tant qu'une autre phase est encore en cours de démagnétisation. Il en résulte une augmentation de l'ondulation du couple au moment des commutations. Comme il y a deux chutes de tension d'interrupteurs passants en série avec une phase, ce montage n'est pas favorable aux applications où la tension d'alimentation est faible. Ce type de convertisseur est utilisé dans les cas où la réduction du coût est un facteur important et où une certaine ondulation du couple est tolérable.

1.7.3 Convertisseur avec interrupteurs partagés.

Une solution intéressante entre le convertisseur en demi-pont et le montage avec un interrupteur commun consiste à partager un interrupteur entre deux phases qui ne sont jamais alimentées successivement. Par exemple, pour un moteur à quatre phases, il faut six interrupteurs et six diodes figure 1.15.

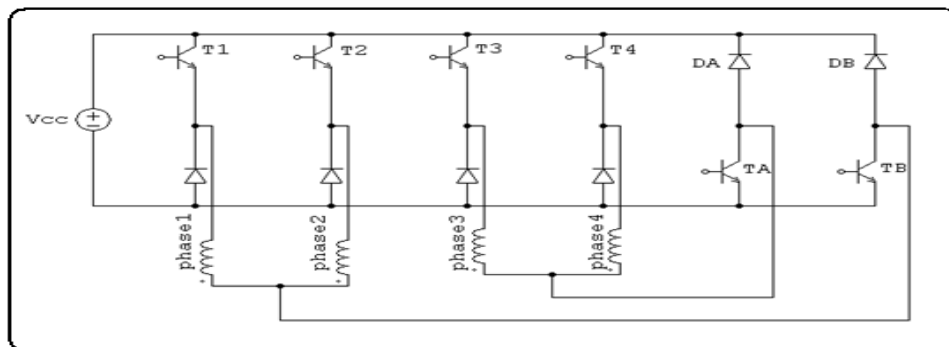


Fig.15 Convertisseur avec interrupteurs partagés entre deux phases pour un moteur à quatre phases.

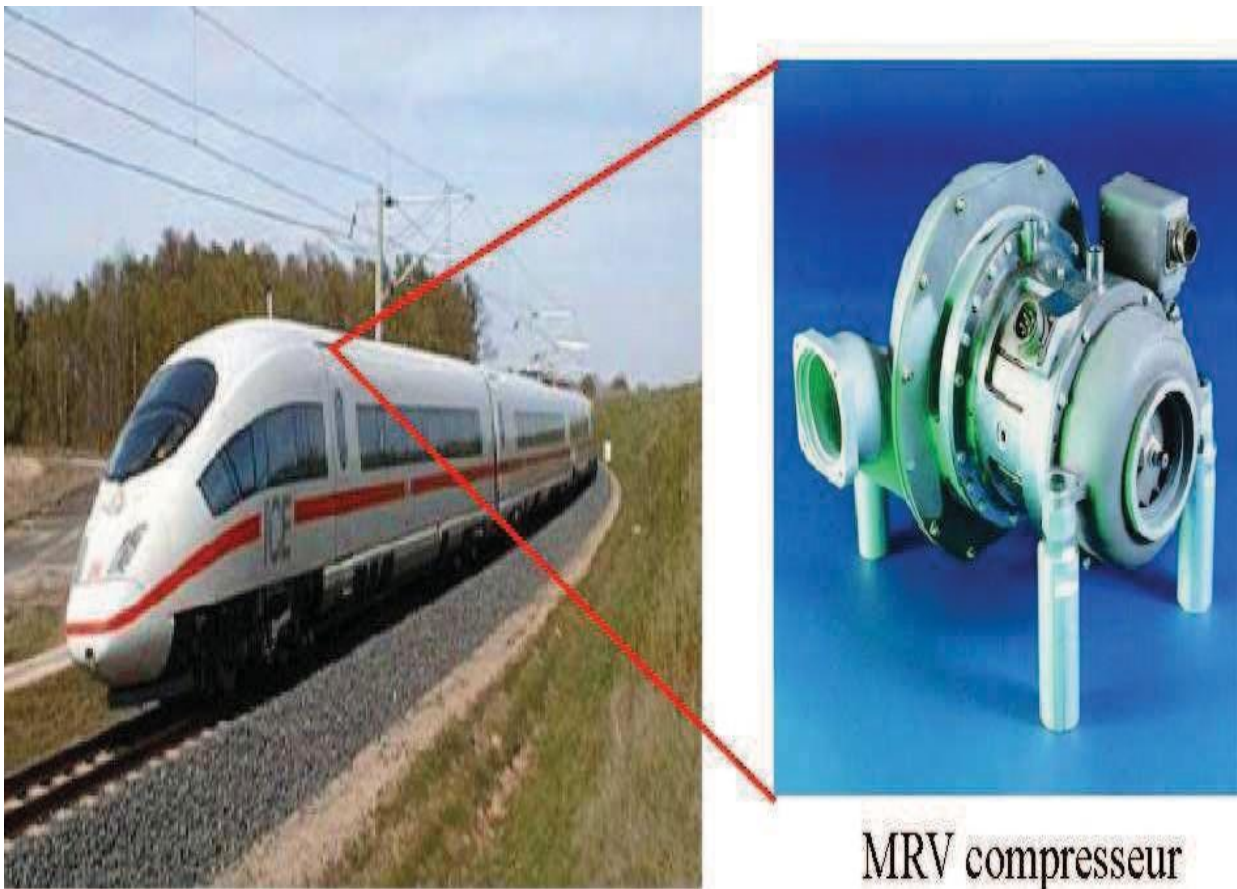
L'avantage de cette solution est de concilier une relative indépendance des phases avec une réduction du nombre des composants.

I.8 Applications de la MRV.

Après environ deux décennies de recherche sur la minimisation des vibrations et des bruits acoustiques, cet inconvénient majeur de la MRV " Pures" est limité à un niveau acceptable pour les applications industrielles [Bad16][Lab14]. Avec leur simplicité, leur robustesse et leur tolérance aux défauts, les MRV ont été appliquées dans nombreuses applications industrielles.

Nous allons dans la suite présenter quelques applications dites “critiques” apparues dans la littérature. [Gua 11].

Haute vitesse. Le premier train à grande vitesse équipé de la MRV est un train allemand : ICE3 (figure I.16). La MRV est utilisée pour la climatisation de « l’air cycle » dans le train, dont la puissance et la vitesse nominales sont respectivement 40 kW et 3 104 tr/min. Une autre MRV à vitesse ultra élevée est conçue par Morel et Al [Bad16][Lab14], dans laquelle une nouvelle structure de rotor est proposée afin d’augmenter la rigidité mécanique du rotor et, une vitesse maximale de 2 105 tr/min est atteinte [Mil 89].



MRV compresseur

Fig I.16 MRV utilisée dans le train à grande vitesse pour la climatisation de « l’air cycle ».

Environnement extrême : haute température ambiante, humide, sale, etc. L’une des applications à haute température de la MRV est illustrée à la figure (I.17.a). C’est une machine ayant 12 dents statorique et 8 dents rotorique, dont le diamètre externe et la longueur active sont respectivement de 145 mm et de 125 mm et la puissance active est de 7,3 kW [Mil 89]. L’une des applications de la MRV dans les environnements humides et sales est illustrée à la figure (I.17.b). La MRV utilisée comme la transporteuse de charbon dans la mine de Selby au Royaume-Uni. La vitesse de la machine varie de 0 à 2000 tr/min et la puissance nominale est de 300kW [Bad 16][Lab 14].



105 °C liquide de refroidissement moteur

(a) Environnement à haute température ambiante.



MRV: 0-2000 tr/min

(b) Environnement humide et sale.

Fig I.17 Fonctionnent dans les environnements extrêmes.

1.9 Avantages et inconvénients de la MRV

Les caractéristiques des MRV sont mentionnées dans les références [Gua 11][Zhu 07] [Bou 15], un bref résumé peut être donné comme ci-dessous :

- Structure rotorique simple, robuste, sans bobinages ni conducteurs rotoriques ou aimants permanents. Du point de vue mécanique, le moment d'inertie d'une MRV est faible, typiquement la moitié de celui d'une machine asynchrone avec le même rayon externe du rotor. Ce qui permet une accélération élevée. Du point de vue thermique, les pertes rotoriques faibles conduisent à un simple système de refroidissement.
- Excellentes performances dans des environnements extrêmes. Elles sont souhaitables pour des applications à haute température, haute vitesse.
- Grande capacité de surcharge de courte durée. Ceci est limité seulement par la température maximale dans les bobines et la saturation magnétique des matériaux magnétiques. Par conséquent, elles peuvent produire de hauts couples de démarrage ou/et de l'accélération.
- Potentiellement, faible coût de fabrication et de maintenance, malgré l'exigence relativement élevée de la fabrication due à leurs faibles épaisseurs de l'entrefer.
- Alimentation de chaque phase est indépendante pour les MRV conventionnelles. L'ouverture ou le court-circuit d'une phase influence peu les autres phases. Ainsi, la fiabilité d'une MRV est élevée.
- Tolérance aux défauts : Si jamais une ou deux phase sont ouvertes durant le fonctionnement, la MRV continue à tourner même avec une seule phase.

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

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

I.10 conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les notions indispensables à la compréhension du fonctionnement du MRV ainsi que sa classification parmi les moteurs conventionnels et les différentes topologies qui existent.

Selon de la structure des MRV, nous avons illustré les trois types principaux de cette machine (la définition avec la présentation d'une image d'allure de la machinects.). Aussi que, l'explication de les équations qui déterminent le couple à partir de circuit équivalent du moteur et le principe de variation de énergie dans un système électromagnétique . Ensuite, nous avons donné son principe de fonctionnement et enfin une étude plus détaillée de son alimentation (alimentation électronique).

A la fin, nous avons nécessairement donné les domaines d'applications de la MRV et leurs avantages et leurs inconvénients.

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation et la simulation du moteur à reluctance Variable 12/8.

Chapitre II
Modélisation et simulation
de la MRV

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, notre étude est décomposée sur deux parties, la première partie est présentée la modélisation du moteur à reluctance variable 12/8 et ce que nous verrons dans cette recherche et la deuxième partie construit autour de la simulation de ce moteur.

La modélisation de la MRV nécessite deux étapes principales, la première étape consiste à déterminer les caractéristiques statiques du flux, de l'inductance ou du couple en fonction de l'angle de rotation pour différentes valeurs du courant, la deuxième étape est la mise en œuvre du modèle dynamique à l'aide des caractéristiques statiques [Lab 18].

Donc, pour trouver ces caractéristiques, il faut analyser la machine dans différentes position et différentes valeurs de courant. L'utilisation de la résolution des équations de Maxwell, pour déterminer ces caractéristiques électromagnétique dans la MRV, on considère la méthode des éléments finis est la méthode la plus utilisée, et la mieux adaptée aux problèmes d'électromagnétisme rencontrés en génie électrique. Pour obtenir les caractéristiques statiques, le modèle magnétostatique sera analysé en faisant varier les valeurs du courant de circuit externe et les positions angulaires du rotor de la position alignée à la position non-alignée (opposition et conjonction). Ainsi, pour déterminer le comportement dynamique, nous allons analyser le modèle magnétodynamique avec un couplage de circuit externe. Dans notre étude, nous allons utiliser l'outil logiciel FEMM car il permet de développer plusieurs techniques telles que la technique de couplage entre le circuit magnétique de la machine et le circuit d'alimentation externe, ainsi que les techniques d'accouplement électromécanique à l'aide de la ligne de glissement dans l'entrefer.

La simulation est basé sur le couplage avec les systèmes électriques, électromagnétiques et mécanique, pour obtenir au modèle global de cette machine. Puis, on extrait les résultats de caractéristiques comme les courants, les couples et la vitesse. Ainsi nous allons analyser tous les résultats.

II.2 différentes méthodes de modélisation d'une MRV

La modélisation de la MRV est basé sur des plusieurs méthodes, **(elles peuvent être classées en cinq types :)** comme des méthodes analytiques, de méthodes d'interpolation, des méthodes d'intelligentes, méthodes des éléments finis et des méthodes à base de circuit magnétique équivalent.

II.2.1 méthodes analytiques

Ces méthodes consistent à résoudre les équations de MAXWELL dans les régions à faible perméabilité. Elles permettent de réduire le temps de calcul par rapport aux méthodes numériques. Elles ne peuvent cependant être appliquées qu'à des géométries relativement simples[Kad15].

II.2.2 méthodes d'interpolation

Les méthodes d'interpolation font appel aux données récupérées à partir d'essais pratiques. L'intérêt de ces méthodes provient de la récupération quasi instantanée des résultats pour une position, ce qui est indispensable pour les applications avec un contrôle en ligne. Par contre, ces méthodes sont difficiles à implémenter et sont coûteuses [Ile11][Soa01].

II.2.3 méthodes intelligentes

Des méthodes récentes, appelées "méthodes intelligentes" ont été appliquées avec succès dans des étapes très spécifiques de la modélisation du MRVCE. Les méthodes les plus connues dans cette catégorie sont les méthodes par réseaux neuronales artificielles ("Artificial Neural Network – ANN) [Lu03] [Mes02] et les méthodes par systèmes d'inférence adaptatives neuronales floues ("Adaptive neural fuzzy inference systems – ANFIS) [Dal06] [Din08]. Ces dernières méthodes évaluent le couple produit en fonction du flux mesuré en utilisant des méthodes floues neuronales [Ile11].

II.2.4 méthode à base de circuit magnétique équivalent

Ces méthodes sont les plus répandues pour le calcul des caractéristiques du MRV. L'analyse par réseau de perméances est une de ces méthodes. Le circuit magnétique de la machine, obtenu à partir de la géométrie et des caractéristiques électriques et magnétiques est résolu par des méthodes de type circuits électriques. Les composantes passives du circuit sont les perméances d'entrefer et ferromagnétiques alors que les composantes actives sont les sources magnétomotrices. La résolution du circuit magnétique peut être faite en linéaire ou en non-linéaire, avec les phases indépendantes ou couplées magnétiquement. La complexité de ces méthodes se situe à la fois dans le calcul précis des perméances d'entrefer pour les différentes positions du rotor et dans la résolution matricielle du système d'équations non linéaires. Les méthodes à base de circuit magnétique équivalent conjuguent la rapidité des méthodes analytiques et la précision des méthodes des éléments finis par la prise en compte d'une bonne partie des phénomènes physiques locaux [Zer19].

II.2.5 méthode des éléments finis

L'application de la conception des structures électromagnétiques, la méthode des éléments finis est devenue un outil très répandu, elle consiste à chercher une solution approchée à partir d'une discrétisation du domaine d'étude sur lequel les équations de Maxwell sont résolues. Cette méthode permet de déterminer un champ scalaire ou vectoriel ou même tensoriel satisfaisant à un ensemble d'équations aux dérivées partielles et d'équations ordinaires en tout point du domaine d'étude et à tout instant, tout en respectant les conditions aux limites [Gue05].

Si le temps n'apparaît pas comme variable dans la formulation, ce dernier est dit stationnaire, sinon c'est un problème d'évolution [Gue05][EMM 95].

II.3 Modélisation par équations différentielles de champs électromagnétique, résolues par la méthode numérique des éléments finis (MEF)

II.3.1 Les Equations de Maxwell

En 1850, James Maxwell a mis en équation les phénomènes électromagnétiques, en considérant toutes les contraintes. Et à ce jour, la modélisation des systèmes électromagnétiques revient à résoudre ces équations localement ou globalement, selon le cas. Ce sont quatre équations aux dérivées partielles qui lient les phénomènes magnétiques caractérisés par le champ magnétique et l'induction magnétique aux phénomènes électriques caractérisés par le champ électrique et l'induction électrique [Kad15][Sab88]. Ces quatre équations sont :

❖ Equation Maxwell-Gauss

$$\text{Div } \vec{D} = \rho \quad (\text{II.1})$$

❖ Equation de conservation de flux magnétique

$$\text{Div } \vec{B} = 0 \quad (\text{II.2})$$

❖ Equation Maxwell-Faraday

$$\text{Rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.3})$$

❖ Equation de Maxwell-Ampère

$$\text{Rot } \vec{H} = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.4})$$

Ces deux équations (II.3) et (II.4) relient les grandeurs magnétiques (H, B) et électriques (E, D). Une variation temporelle de l'induction magnétique B entraîne une variation de la répartition spatiale du champ électrique E et respectivement pour l'induction électrique D et le champ magnétique H.

Lois constitutives des milieux $B = \mu(H).H$ ou $v(B).B$ et $D = \epsilon E$

Avec:

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

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

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

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

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

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

μ : Perméabilité magnétique [H/m]

ε : Permittivité électrique [F/m]

ν : Réductivité magnétique [m/H]

À ces équations doit être associé 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{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]

II.3.2 Modèle électromagnétique

A partir des équations de Maxwell on va présenter les différents types des modèles du couplage électromagnétique entre effets magnétiques et les effets électriques peuvent être dans certains cas découplés. [Lab 18].

II.3.2.1 Modèle magnétostatique

Il existe deux type de ce modèle, ils permet d'accéder aux caractéristiques de la machine à reluctance variable en mode statique. Les deux type sont appelés le modèle scalaire et vectorielle, qui l'on va présenter.

II.3.2.1.1 Modèle magnétostatique scalaire

Dans ce modèle, on s'opposé que les courants électrique sont nuls (égale zéro). Dans le ce cas les champs sont crée par des force magnétomotrices extérieur et indépendantes des dispositifs étudié. Ou bien par des aimants permanents.

L'étude des dispositifs magnétiques dont les paramètres sont stationnaires et indépendants du temps. Alors on obtient aux équations suivantes :

$$\text{Rot } \vec{H} = 0 \quad (\text{II.6})$$

$$\text{Div } \vec{B} = 0 \quad (\text{II.7})$$

On considère la formulation en potentiel scalaire magnétique. Le champ magnétique contient deux composantes (c'est équation linéaire) est donnée comme suivante :

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

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

L'équation (6), implique qu'il existe une fonction Φ , potentiel scalaire magnétique telle que :

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

On résulte des équations précédentes une relation générale on va présenter sous la forme suivante :

$$\text{Div}(\mu\overrightarrow{\text{Grad}}\phi) = \text{Div}(\vec{B}_r) = 0 \quad (\text{II.10})$$

Mais dans notre mémoire, on a la MRV qui construit de bobinage ou niveau du stator c'est-à-dire les courants ne sont pas nuls.

II.3.2.1.2 Modèle magnétostatique vectorielle

Dans ce moteur MRV, il y a des courants pas nuls au stator, ce dernier indépendant du temps donc les terme $-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ étant nul, aussi les champs électrique et magnétique sont découplés. Les nouvelles équations de maxwell dévient relié avec les courants, on peut présenter comme sous la phrase suivante.

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

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

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

L' équation $\text{Div}\vec{B} = 0$ permet de définir un terme vectoriel \vec{A} appelé potentiel vecteur magnétique, tel que :

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

dont l'unicité est souvent garantie par la jauge de Coulomb (il existe aussi celle de Lorentz) :

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

En combinant toutes ces relations, nous aboutissons à l'équation bien connue de Poisson, régissant le fonctionnement d'un système magnétostatique vectoriel :

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

II.3.2.2 Modèle magnétodynamique

Le modèle magnétodynamique permet de prédire le comportement électromagnétique dans la MRV en mode dynamique, dans lesquels les sources de courant ou de tension varient dans le temps. C'est à dire que le terme $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \neq \mathbf{0}$, les champs électriques et magnétiques sont alors couplés par la présence des courants induits [La18][Meu 88].

On écrit les trois équations (II.2), (II.3) et (II.4) de Maxwell qui se présentent 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) indique qu'il existe un vecteur \vec{A} . Le potentiel vecteur \vec{A} joue un rôle primordial pour la connaissance de toutes les grandeurs physiques où [Lab 14-18] :

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

On ajoute à ces équations, les lois des caractéristiques au milieu suivantes :

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{II.21})$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{II.22})$$

Compose l'équation (II.20) dans (II.17) pour obtenir à la relation suivante :

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

Donc :

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

Ceci implique $\left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right)$ est un champ de conservation, il dérivé 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 :

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

De cette équation (II.26), on note que \vec{E} est un régime variable qui dépend à la fois de V et de \vec{A} .

Par l'équation (II.22) on trouve que : $\vec{H} = \frac{1}{\mu} \vec{B}$

Donc, l'équation (II.18) obtient :

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

Nous avons remplacé les deux équations (II.5) et (II.20) dans la dernière équation (II.27), pour trouver à l'équation suivante :

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

Aussi, à prés d'équation (II.26) qui le remplace dans l'équation (II.28), on obtient :

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

Donc :

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

Les deux termes $-\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$ et $\sigma (\vec{u} \wedge \vec{B})$ sont représentés les densités des courants induits, ils traduisent le caractère dynamique dans le temps et dans l'espace des phénomènes électromagnétiques, dans le cas ou les courant induits par mouvement sont nuls et aussi le $\overrightarrow{\text{Grad}} V = 0$ en axisymétrique, donc l'équation (II.30) du système devient comme suivante :

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

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

L'équation en termes scalaires, de l'expression (31) s'écrit en coordonnées cartésiennes :

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

II.3.3 Résolution numérique par la méthode des éléments finis

Dans le domaine du calcul des machines électriques, les équations aux dérivées partielles ont été intégrées de manière très simplifiée et bien souvent empirique. Avec l'apparition des ordinateurs et les progrès accomplis en analyse numérique, il était tentant de résoudre

numériquement ces équations. Les premiers essais de résolution numérique des équations de Maxwell en électrotechnique ont été faits par une équipe de chercheurs de l'Université du Colorado qui, à partir d'un schéma aux différences finies, ont calculé la répartition de l'induction magnétique dans les machines électriques. Plus récemment, Silvester à l'Université Mc Gill et Rafinejad à Grenoble ont montré comment adapter aux problèmes elliptiques de l'électrotechnique la méthode des éléments finis utilisée par les mécaniciens. Par ailleurs, Foggia et Sabonnadière présentent la méthode des éléments finis qui tient compte des courants de Foucault en matériaux conducteurs et magnétiques [Lab18].

II.3.3.1 Conditions aux limites

Dans un domaine d'étude, la résolution des EDP électromagnétiques nécessite d'associer les conditions aux limites. Selon la nature du problème étudié, des conditions seront imposées sur les limites du domaine d'étude. En électromagnétisme on a deux types de conditions :

- **Condition de Dirichlet**

Elle impose une valeur constante du potentiel vecteur magnétique \vec{A} sur la limite externe du domaine d'étude.

$$\vec{A} = \text{Cte} \quad (\text{II.34})$$

Ces valeurs sont prises nulles $\vec{A} = 0$ le long de la frontière du domaine par la considération de l'infini.

- **Condition de Neumann**

Dans le cas du système symétrique physiquement et géométriquement, les résultats de l'analyse seront symétriques. Donc, afin d'exploiter cette symétrie pour simplifier le problème avec un temps de traitement plus court en réduisant le domaine d'étude, la condition de Neumann nous renseigne sur la valeur du champ magnétique tangentiel égal à zéro aux bords du domaine étudié.

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

S : surface à laquelle la condition est définie.

\vec{n} : vecteur normal à S .

II.3.3.2 Méthode des éléments finis

Appliquée à la conception des structures électromagnétiques, la méthode des éléments finis est devenue un outil très répandu, elle consiste à chercher une solution approchée à partir d'une discrétisation du domaine d'étude sur lequel les équations de Maxwell sont résolues. Cette méthode permet de déterminer un champ scalaire ou vectoriel ou même tensoriel satisfaisant à un ensemble d'équations aux dérivées partielles et d'équations ordinaires en tout point du domaine d'étude et à tout instant, tout en respectant les conditions aux limites. Si le temps n'apparaît pas comme variable dans la formulation, ce dernier est dit stationnaire,

sinon c'est un problème d'évolution. le domaine, dans lequel est effectué la simulation, est décomposé en éléments sur lesquels sont construites des solutions approchées dont les inconnues sont les valeurs de la solution en un ensemble de points finis qui sont les nœuds de la discrétisation. Sur chaque point est calculé un potentiel, figure (II.1) [Gue 05].

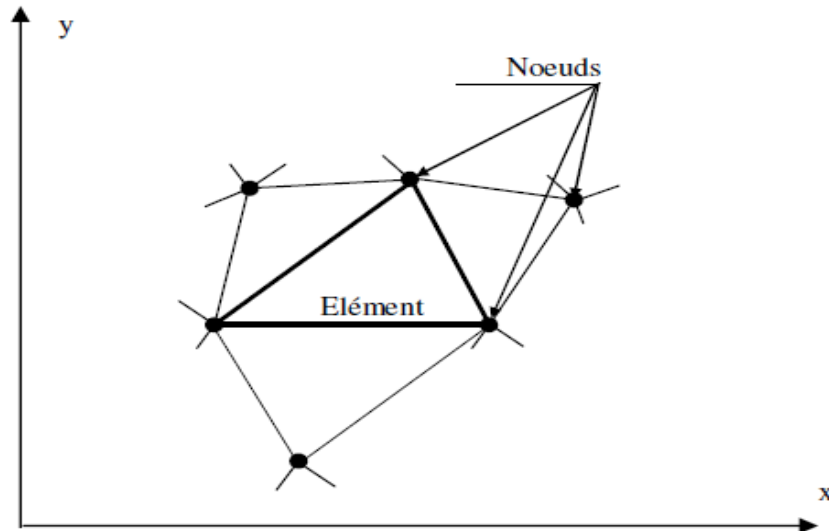


Fig II.1 Discrétisation par éléments finis en deux dimensions.

II.4 Modélisation électromagnétique de la MRV

La modélisation d'un prototype se fait en magnétostatique à l'aide du logiciel FEMM [Annexes A], ce dernier est basé sur la résolution des équations de Maxwell par la méthode des éléments finis. Le prototype est un moteur à réluctance variable à double saillance avec 12 pôles au stator, 8 pôles au rotor et 3 phases, chaque phase est constituée par quatre pôles diamétralement opposés. Voir la figure ci-dessous (Fig- II. 2).

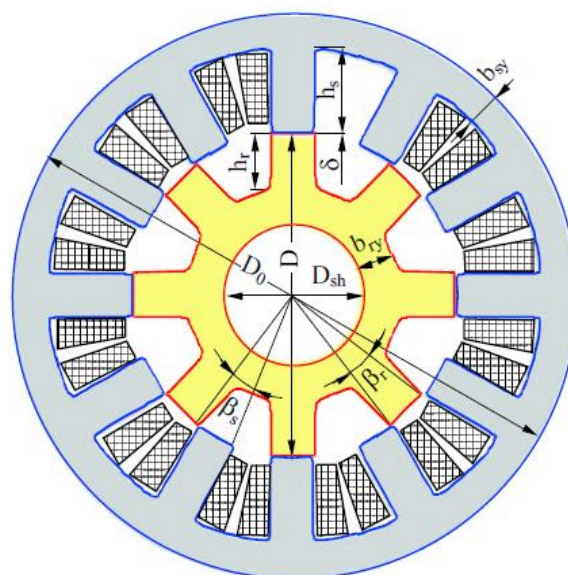


Fig. II.2 La géométrie et la définition des paramètres dimensionnels du prototype.

Les principales dimensions du prototype sont citées dans le tableau suivant :

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

Tableau II.1 Dimensions principales du prototype.

La modélisation en deux dimensions (2D) de la machine est suffisante et permet de prévoir les performances des machines, à travers le calcul des grandeurs globales. Ce prototype contient trois types de matériaux.

- ❖ Le cuivre (bobinages statoriques) caractérisé par une perméabilité magnétique $MUX=1$, et d'une résistivité électrique $RSVX=1.724 \cdot 10^{-8} \Omega m$.
- ❖ L'air (entrefer et arbre mécanique) caractérisé par sa perméabilité magnétique relative $MUX=1$.
- ❖ L'acier M19 (culasse statorique et rotorique) : est définie par un matériau magnétique qui est caractérisé soit par une perméabilité relative $MUX=2000$ pour le modèle linéaire.
- ❖ la courbe d'aimantation B (H) (Figure II.3) pour le modèle non linéaire.

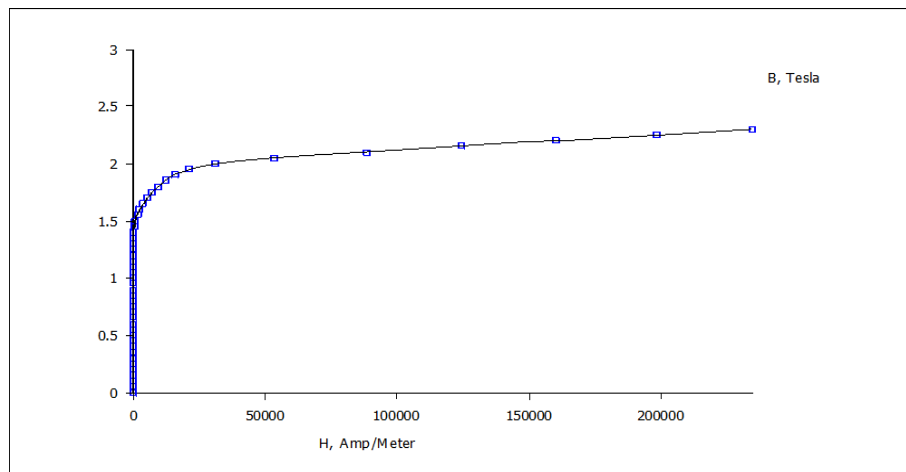


Fig. II.3. courbe d'aimantation du M19, $B=f(H)$.

II.4.1 Lignes de flux pour les deux positions extrêmes

La figure (II.4) montre la distribution des lignes magnétiques dans un moteur parcouru par un courant de 16A.

La figure (II.4.a) montre le rotor à position de conjonction ($\theta^\circ = 0^\circ$). L'inductance de la phase passe par sa valeur maximale L_{\max} dans cet intervalle.

La figure (II.4.b) montre le rotor à position d'opposition ($\theta^\circ = 22.5^\circ$). L'inductance de la phase passe par sa valeur minimale L_{\min} dans cet intervalle. La valeur de cette inductance est importante.

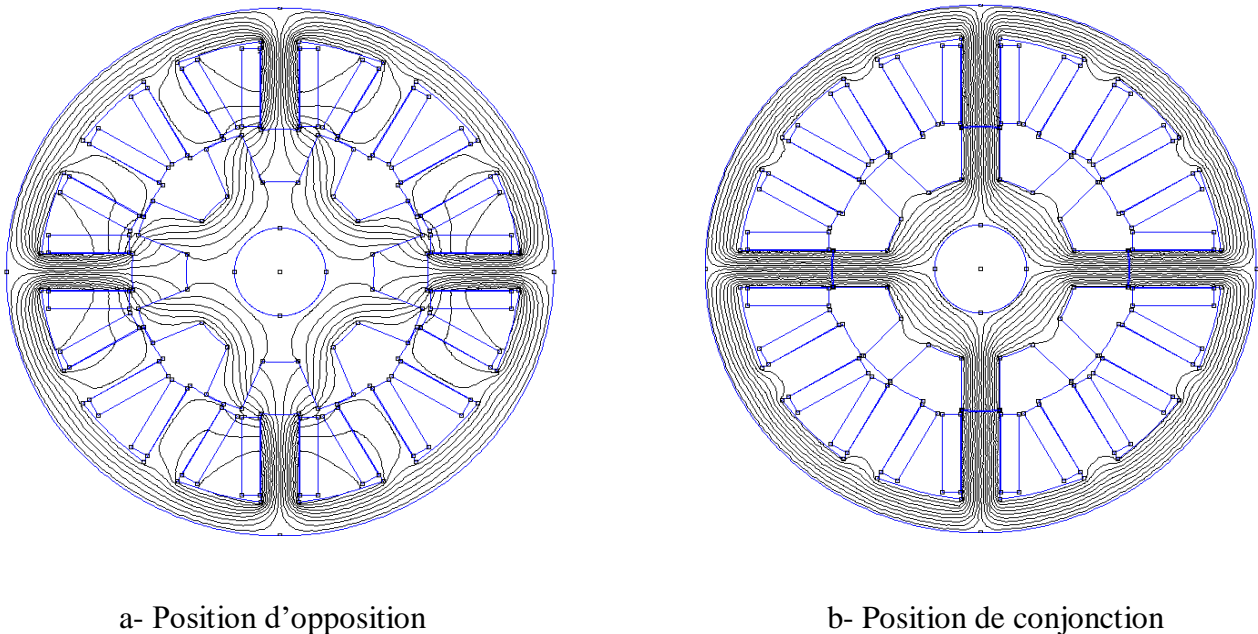
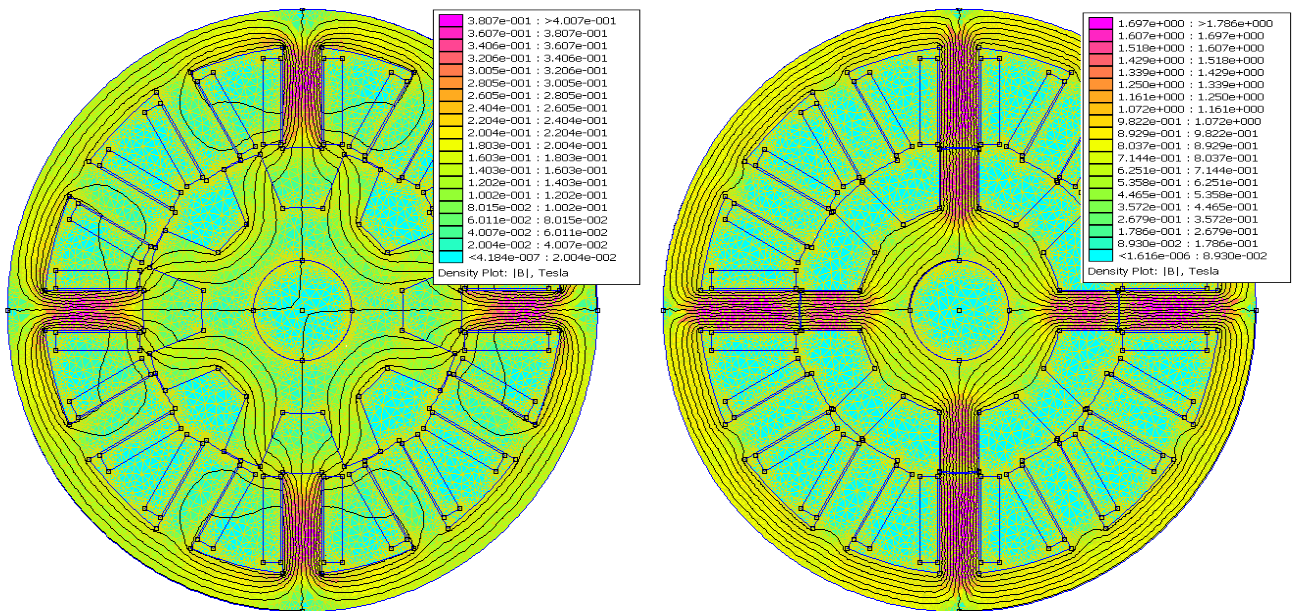


Fig. II.4 Distribution des lignes de flux pour les deux positions extrêmes.

Le moteur a un champ magnétique à 4 pôles, ce qui signifie que l'angle entre les positions alignées et non alignées est $\theta = 22,5^\circ$. La position du rotor $\theta = 0^\circ$, lorsque l'axe de le pôle du stator excité est identique à l'axe du pôle du rotor, est défini comme aligné. La position $\theta = 22,5^\circ$, lorsque l'axe entre deux pôles de rotor est identique à l'axe du pôle de stator excité, est définie comme position non alignée. Dans la suite, une procédure détaillée de calcul de l'inductance et d'autres paramètres sera décrite.

II.4.2 Réparations de l'indiction (densité de flux) pour les deux positions extrêmes

La figure II.5 représente les lignes de la densité de flux parcouru par un courant de 16A, la densité de flux est faible dans la position d'opposition (fig II 5-a), on observe des lignes de fuite est grand dans cette position. Mais, les lignes de flux sont canalisées par le fer dans la position de conjonction (figII5-b).

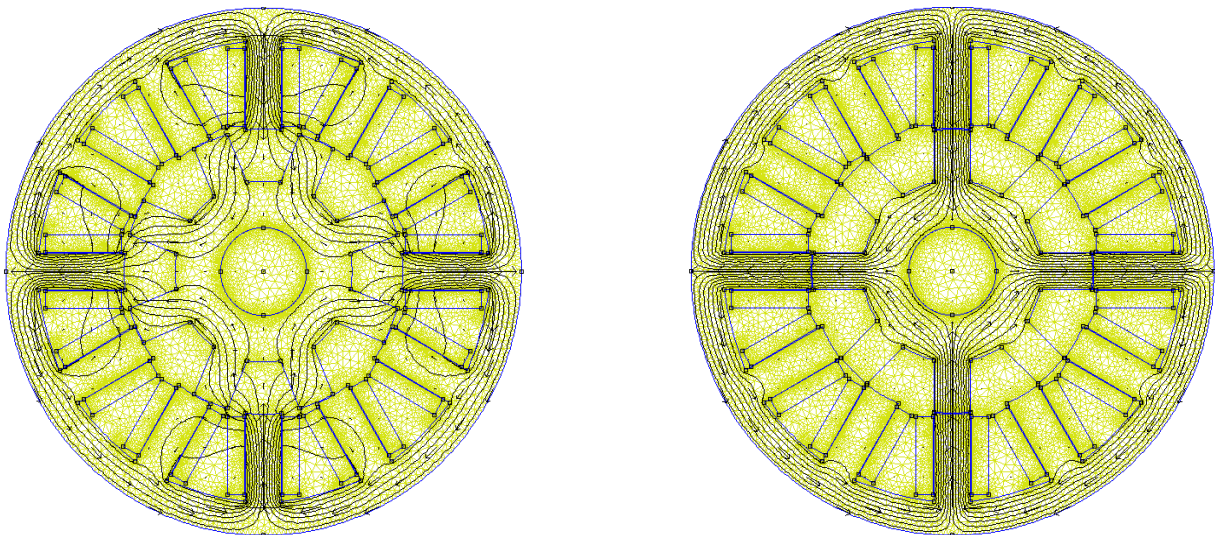


a- Position d'opposition

b- Position de conjonction

Fig. II.5 Répartition de la densité de flux pour les deux positions extrêmes.

Dans la figure ci-dessous , on présente les directions des vecteurs d'induction pour la position d'opposition (fig II.6.a) et l'autre pour la position de conjonction(fig II.6.b).



a- Position d'opposition

b- Position de conjonction

Fig. II.6 Les directions des vecteurs d'induction pour les deux positions extrêmes.

II.5 Caractéristique de magnétisation

Pour déterminer les réseaux de courbes du flux couplé $\varphi(\theta, i)$, d'inductances $L(\theta, i)$, et du couple statique $C(\theta, i)$, ces mesures sont répétées pour différentes positions angulaires du rotor

comprises entre 0° et 45° avec une alimentation de phase en courant continu allant de 2A jusqu'à 16 A.

On va présenter les analyses des caractéristiques pour le cas de caractéristique magnétique $B(H)$ linéaire. nous allons prendre ces caractéristiques par logiciel ANSYS parce que ce dernier est plus avancé par rapport à le FEMM.

II.5.1. Caractéristique du flux

La figure (II.7) montre le flux magnétique pour différentes positions du rotor et des niveaux du courant. On obtenus alors le réseau de courbes révélant les effets de la saturation. La plus basse courbe correspond à la position non alignée et la courbe du sommet correspond à la position alignée.

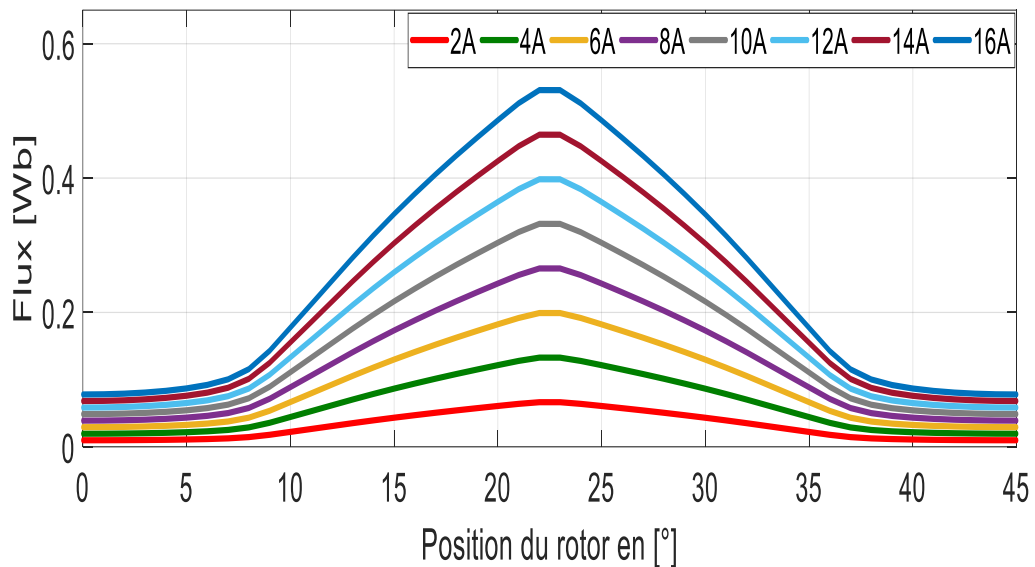


Fig. II.7 Caractéristique de flux (φ) en fonction de l'angle de rotation pour différentes valeurs du courant.

On observe que La variation de flux totale montre l'importance de la linéarité dans l'espace et pour le circuit magnétique où l'on peut noter que la valeur du flux totale atteint au maximum lorsque le rotor du moteur est en position d'alignement. En revanche, lorsque le courant augmente (2-16 A), la saturation du flux total a été observée, c'est-à-dire une diminution de l'augmentation de ces valeurs.(le flux magnétique est augmenté proportionnellement avec le courant).

II.5.2 Caractéristique magnétique de l'inductance.

Nous allons présenter l'allure de l'inductance $L(\theta)$ sous la figure II.8, où on observe que l'inductance est varié seulement avec la variation de l'angle de rotation pour le cas de caractéristique magnétique $B(H)$ est linéaire.

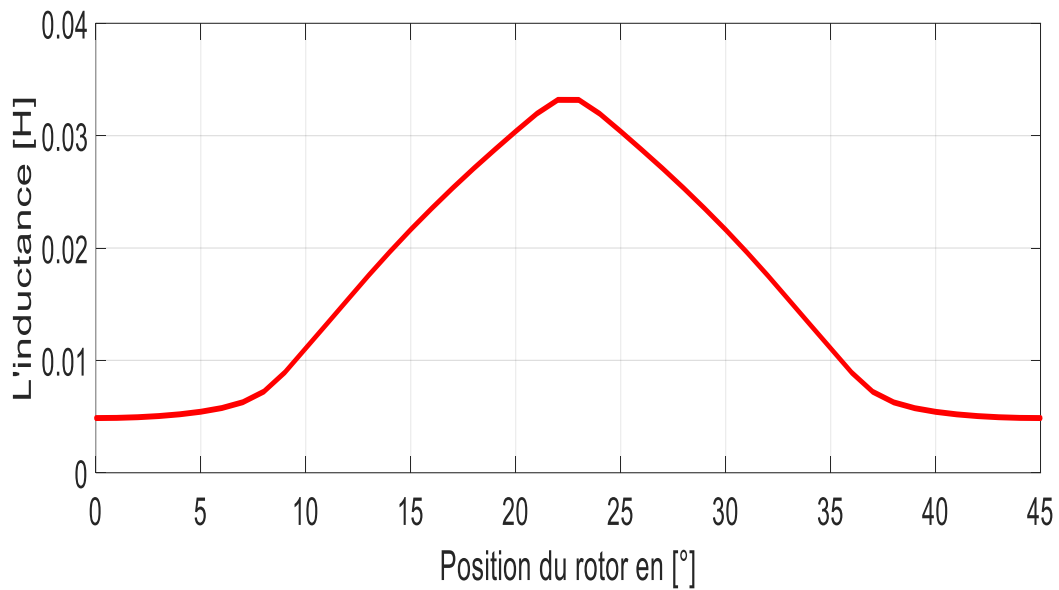


Fig. II.8 Allure de l'inductance pour différents position dans le cas linéaire.

Dans ce courbe, On remarque l'inductance porte la valeur minimale qui est égale $L_{\min} = 0.0048\text{H}$ dans la position d'opposition, aussi dans la position de conjonction, l'inductance prend la valeur maximale $L_{\max} = 0.03318\text{H}$

II.5.3 Caractéristique du couple

La figure II.9 montre l'évolution du couple en fonction de l'angle de rotation pour différentes valeurs du courant, représente les caractéristique magnétique obtenues avec la MEF.

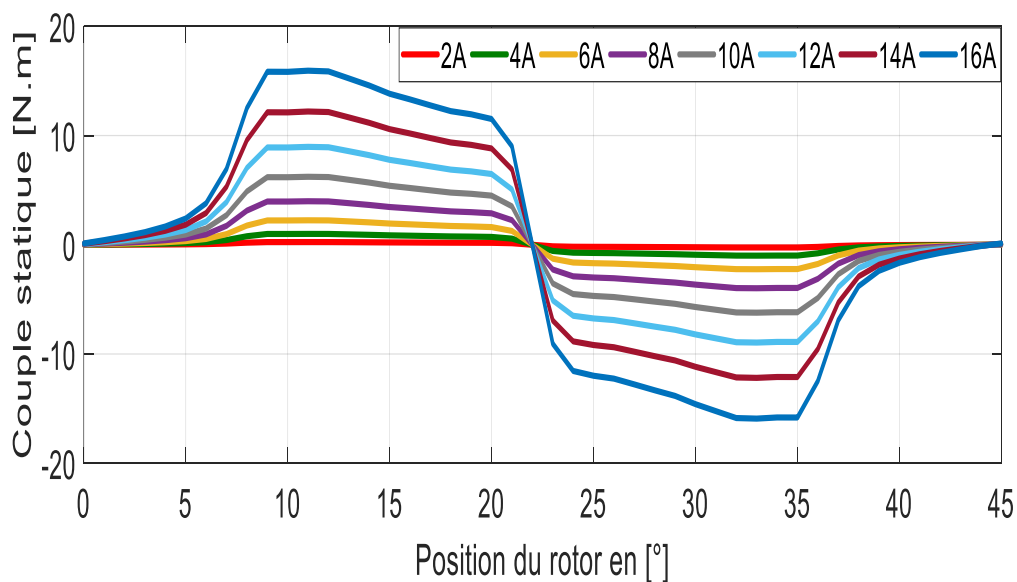


Fig. II.9 Evolution du couple en fonction de l'angle de rotation pour différentes valeurs du courant.

On constate qu'à courant d'excitation de phase constant, le flux d'induction et l'inductance atteignent leurs maximum lorsque le rotor de la machine est dans la position de conjonction.

Comme prévu, le couple électromagnétique est symétrique par rapport à la position de conjonction, positif lorsque l'inductance propre est croissante et négatif pour la pente décroissante.

II.6 Modèle de simulation

L'alimentation a pour but d'appliquer la tension successivement aux bornes des diverses phases du moteur. Elle doit assurer l'enclenchement d'un bobinage sur ordre de commande. Elle doit également assurer la coupure du courant. Dans ce chapitre, on simule la machine à réductance variable pour étudier son comportement dynamique en régime linéaire par stratégies de commande. Cela nous permettent de choisir l'angle d'excitation optimal pour réduire l'ondulation du couple de la MRV [Gue 05].

II.6.1 Hypothèses de travail

- ❖ On néglige les effets de saturation et de l'inductance mutuelle.
- ❖ On suppose que la résistance ne dépend pas de la température.
- ❖ Les composants sont parfaits.
- ❖ La tension est parfaitement continue.

II.6.2 Partie électromagnétique

La tension instantanée appliquée sur l'enroulement d'une phase du moteur MRV à une relation avec le flux par la loi de Faraday (nous avons étudié dans chapitre I).

Le couple électrique totale C_e est donné par l'équation suivante :

$$C_e = \sum_{j=1}^n C_{ej}$$

Où:

C_e : couple total du moteur en Newton-mètre (Nm).

C_{ej} : le couple par phase quelque fois , nous avons indiqué comme suite C_{eph}

II.6.3 Partie mécanique

Pour simuler la machine, en plus des équations électriques il faut ajouter l'équation du mouvement du système (principe fondamental de la dynamique) on obtient :

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} = C_e - C_r - f\omega \quad (\text{II.35})$$

ω : vitesse angulaire de rotation en radians par second (rad/s)

C_r : représente le couple de charge.

f : Le coefficient du frottement de la machine.

J : Moment d'inertie.

Cette équation régit le comportement dynamique du moteur, elle permet de déterminer les performances dynamiques au démarrage et lors du changement de vitesses dues à la variation de la charge ou de la tension d'alimentation [BOU 15].

II.7 Estimation du couple instantané

La figure ci-dessus (II.10) montre le diagramme global de simulation (modèle linéaire) en utilisant les tables de consultation pour estimer le couple instantané du moteur à RV 12/8 est estimé à l'aide de Matlab-Simulink. Après le simulink Matlab et les tableaux de recherche, entrez toutes les données nécessaires, qui sont des paramètres électriques, la forme d'induction $L(\theta)$ et le couple $C(\theta)$ pour chacun d'eux l'étape qui a été précédemment déterminée en modélisant l'élément fini dans le magnétisme statique sans tenir compte de la saturation.

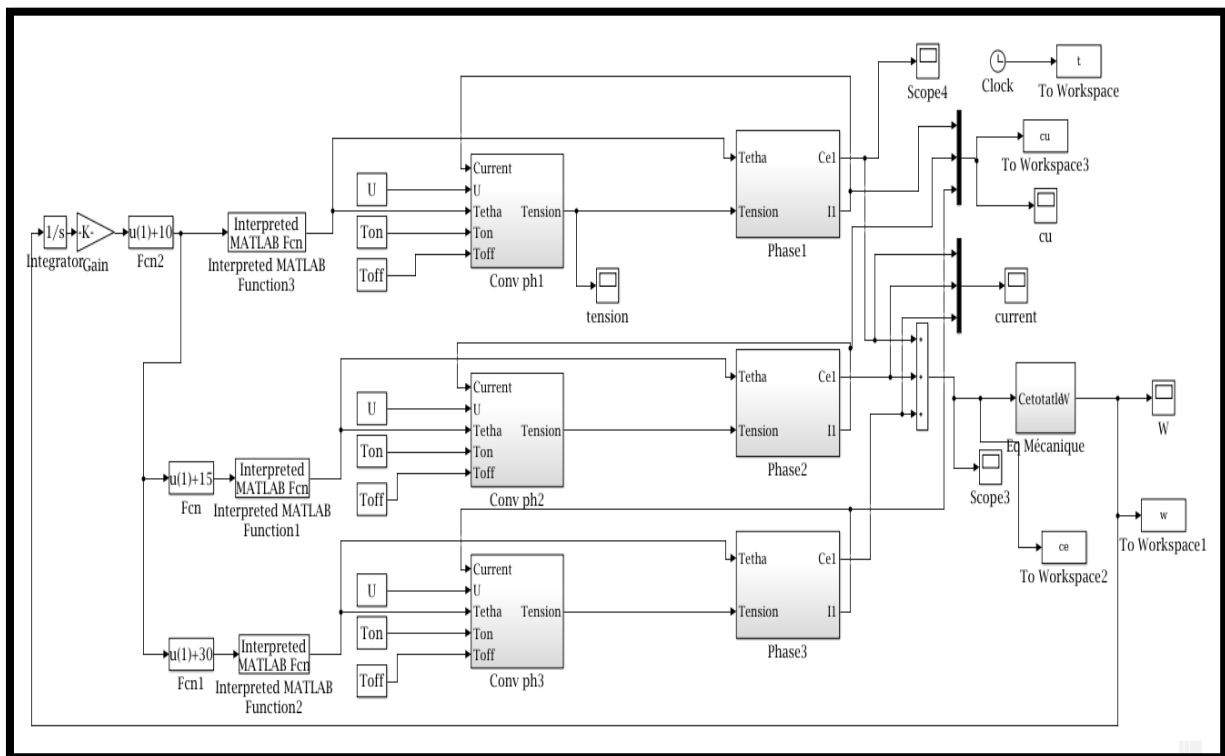


Fig. II.10 Diagramme de simulation pour estimer le couple instantané (modèle linéaire).

Dans cette application, nous allons prendre les valeurs et les paramètres décrits dans le tableau suivant :

Paramètre	Valeur
U phase	250 V
Couple de charge	5 N.m
θ_{on}	0°
θ_{off}	16°

Tableau II.2 Les paramètres d'application.

II.8 Résultats de Simulation et interprétation

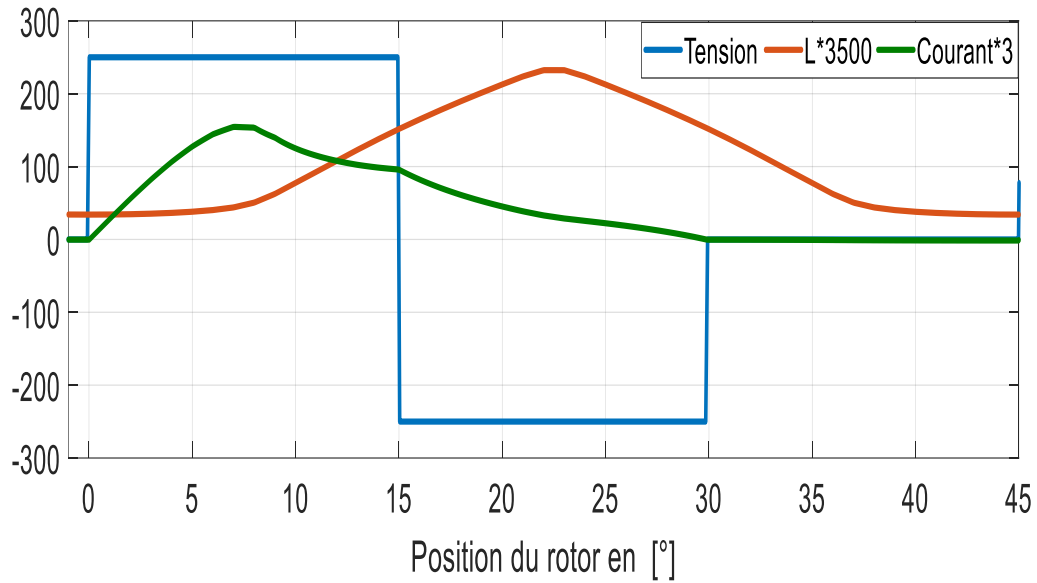


Fig. II.11 Définition des angles de commande en creneaux des tension.

Recours à une commande en tension (la tension vue par une phase est un créneau de tension de hauteur égale à la tension de l'alimentation continue). Le réglage du couple se fait par ajustement de l'angle de durée d'application de la tension θ_{on} sur et de l'angle de fin d'alimentation θ_{off} .

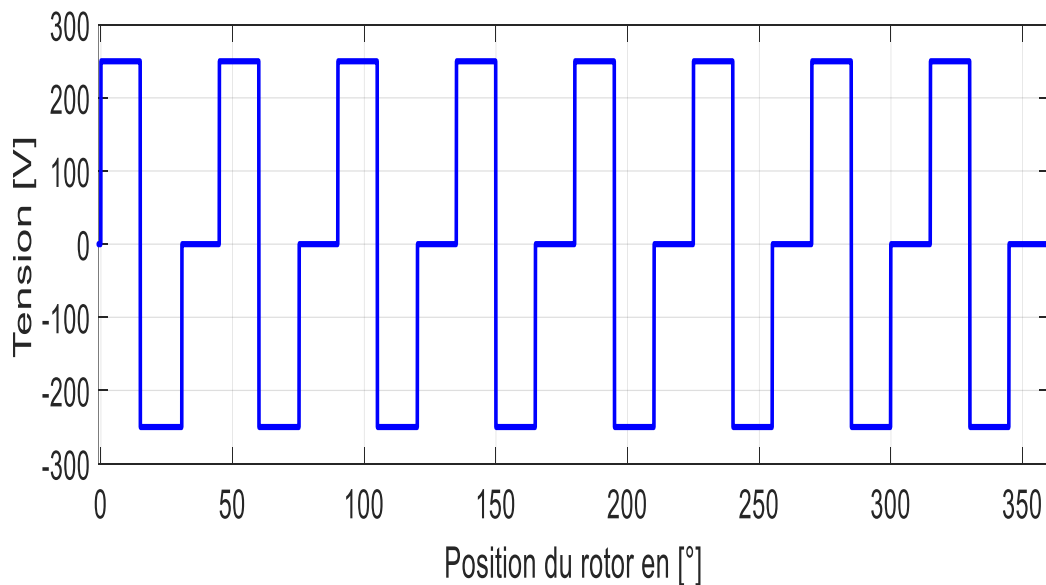


Fig II.12 Tension d'alimentation pour une phase.

Sur la base de l'utilisation des paramètres décrits dans le tableau II.2, on a appliqué une commande en créneaux de tension comme le montre la figure II.12, par conséquent, les courants électriques obtenus par la modélisation d'éléments finis pour les trois phases en fonction de la position du rotor sont indiqués sur la figure II.13.

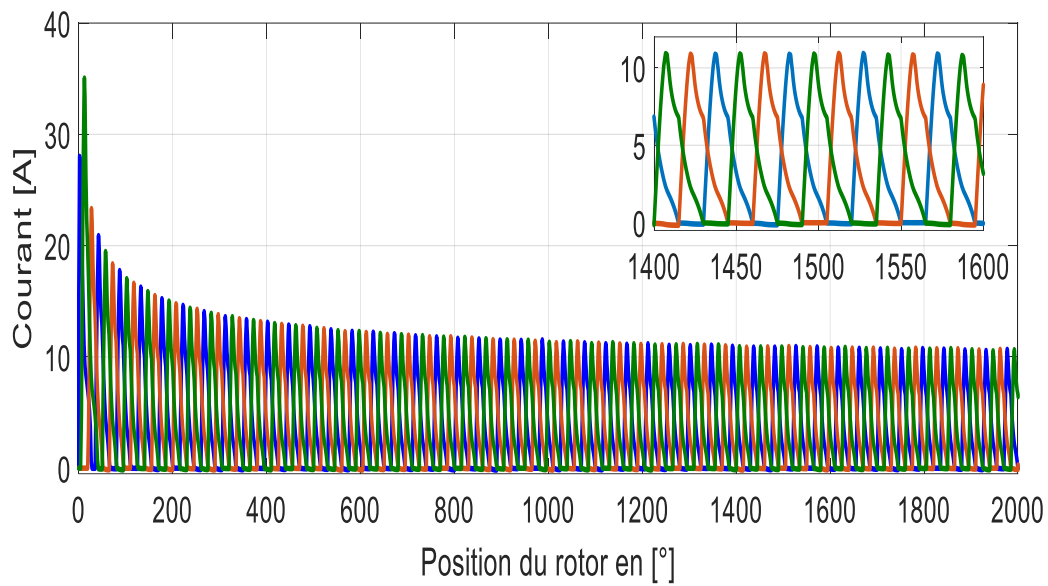


Fig II.13 Courant électrique des trois phases.

La figure II.13 montre les courants transitoires dans le MRV proposé. Sur la figure, on peut voir que la valeur de crête des courants est d'environ 11A, en outre, à la fin du cycle de conduction, le courant a un upwarp, qui est causé par la saturation de le noyau. Il peut être retiré en réglant l'allumage et l'extinction angles.

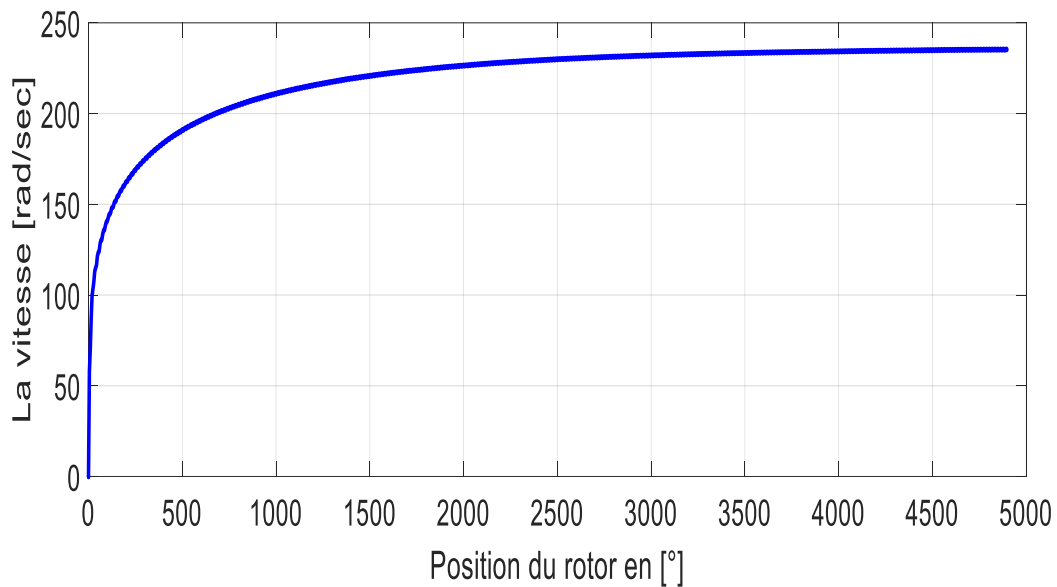


Fig II.14 La vitesse de rotation

Le signal de vitesse du moteur présente cependant de fortes oscillations en régime permanent, comme le montre la figure 14, car l'ondulation du couple est grand.

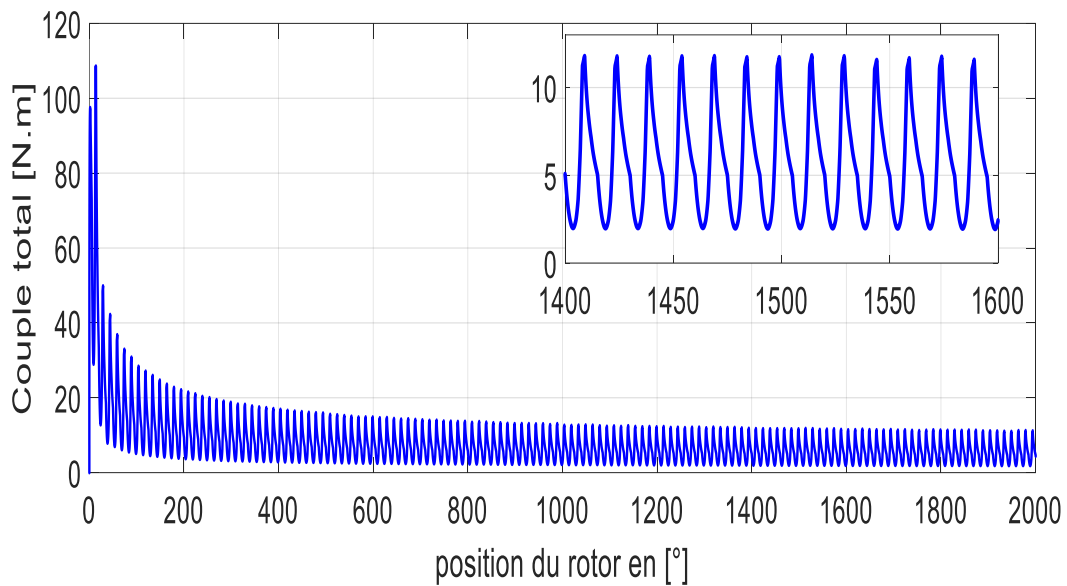


Fig II.15 Ondulation du couple dynamique totale

A partir de l'allure du couple électromagnétique totale qu'il est présenté sus dessus (voir la figure II.15) on trouve que le couple de ce moteur à RV est ondulé, nous considérons que ce le cas permis des inconvénients de ce type de la MRV. Aussi la variation des angles de commutation (θ_{on} , θ_{off}) influe sur le comportement du courant qui a un impact directement sur le couple électromagnétique, pour examiner l'effet des angles de commutation, nous allons présenter les différents résultats du couple électromagnétique obtenu à partir de l'application de ces différents paramètres sur le prototype proposé.

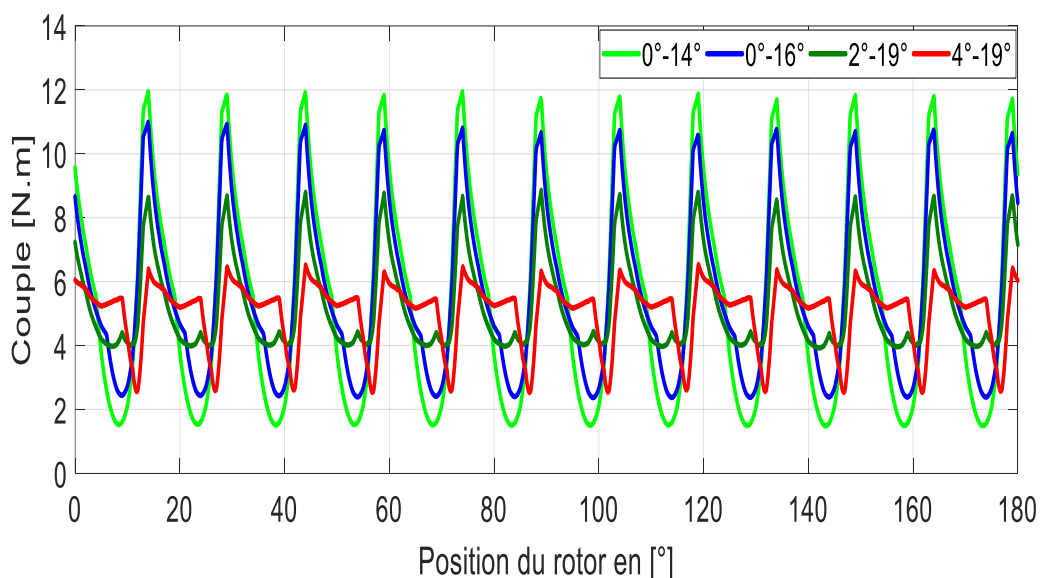


Fig II.16 Comparaison du couple électromagnétique total pour différents angles de commutation (θ_{on} et θ_{off}).

Quand, on change les angles de commutation (θ_{on} , θ_{off}), on va observer le développement de couple électromagnétique dans notre moteur à RV. On représente les résultats de

la figure II.16, Nous pouvons dire que les angles de contrôle jouent un rôle important dans le couple électromagnétique. Cependant, le moment de sélectionner les angles de commutation (4° , 19°), on a marqué les ondulations de couple plus diminué de manière significative, mais la valeur maximale du couple a également diminué.

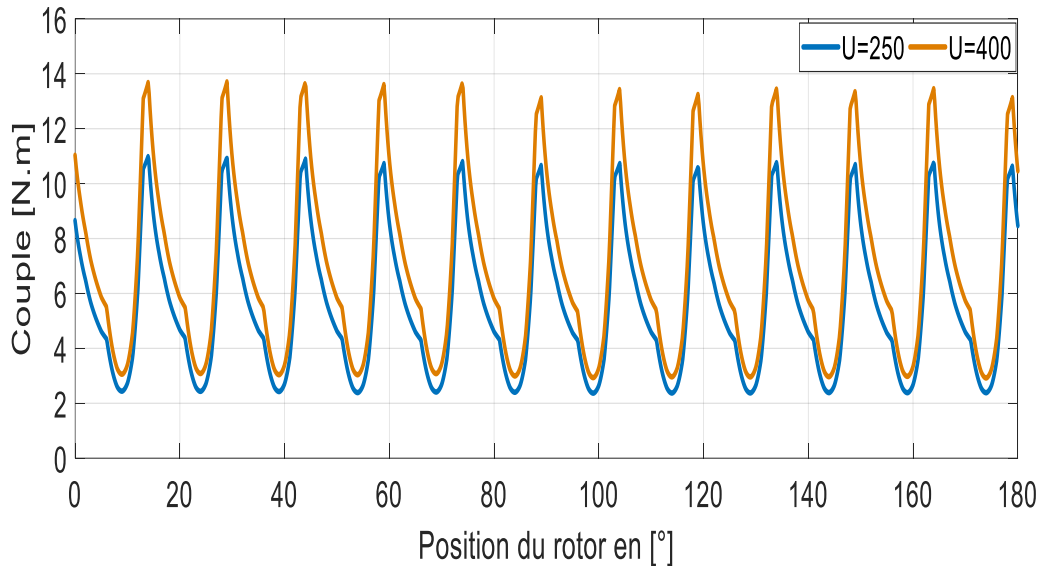


Fig II.17 Effet de tension électrique sur le couple électromagnétique

Cette figure II.17 montre l'effet de l'augmentation de tension électrique sur le couple électromagnétique. Alors l'importance de la Valeur tension sur l'optimisation de la valeur de couple a été notée.

II.9 Conclusion

Au débit de travail, Nous avons présenté le cahier de charge, que il base sur le dimension de notre moteur à réluctance variable 12/8, Ce dernier, qui nous allons étudier.

Dans un premier temps, ce chapitre décrit les déminions principales d'un prototype de moteur à réluctance variable à double saillance (MRV12/8). Puis présente les formulations des modèles mathématiques nécessaires à la modélisation d'une MRV par la méthode des éléments finis. Ainsi, les résultats de la modélisation en magnétostatique du prototype choisi obtenus par le logiciel Femm, tel que la répartition des grandeurs magnétiques de la machine pour les deux positions extrême, ou encore les réseaux de courbes du flux totale, de l'inductance et le couple statique.

Aussi, nous avons réalisé le câblage au logiciel Matlab Simulink . Puis, nous avons extrait les caractéristiques physiques ,électriques et électromagnétiques par rapport à l'angle de rotation ou la position du rotor. Ensuite, on a expliqué chaque résultat.

Cependant, des contraintes ont été notées en termes des ondulations de couple qui entraînent de contrainte de vitesse. Dans le chapitre suivant, nous ferons une commande également une optimisation pour la commande pour une meilleure performance de MRV 12/8.

Chapitre III

*Commande et contribution à
l'optimisation des techniques de
contrôle de MRV*

III.1 Introduction

Suite aux résultats obtenus précédemment concernant le couple électromagnétique, il reste un problème d'ondulation du couple. C'est le problème fondamental que nous devons réduire ou minimisé pour une performance optimale dans les moteurs à reluctance variable. Pour améliorer les performances des MRV, plusieurs études ont vu le jour proposant différentes stratégies soit par le contrôle ou par une conception optimisée.

Dans ce chapitre, on applique une nouvelle technique de contrôle selon cette circonstance, elle apporte une contribution significative à l'amélioration des ondulations de couple, la réponse de la vitesse et le nombre de commutations. Ensuite, on va employer l'algorithme intelligent développé qui ont été considéré comme une solution alternative pour améliorer les paramètres dans les moteurs à RV. Mais, nous allons représenter les outils fondamentales pour réaliser cette technique sur le logiciel Matlab.

Premièrement, il faut que comprendre les stratégies de commande de la MRV puis on choisit le contrôle de courant par hystérésis (HCC) dans notre étude et on va présenter cette technique de contrôle en utilisant une commutation dure, ce bien nous force avec des connaissances stratégiques de commutation. Aussi, on va réaliser le contrôle de vitesse avec la commande HCC puis nous représentons les résultats de la simulation avec les paramètres standards. Finalement, nous commenterons les résultats obtenus cette section.

Deuxièmement, nous passerons à l'étape finale de cette recherche, qui est l'amélioration par la technique d'optimisation des paramètres de contrôle de la MRV par les algorithmes d'optimisation. Les titres étudiés sont l'optimisation par Essaim de Particules (PSO), la formulation mathématique de l'Algorithme PSO, l'organigramme de l'algorithme PSO, l'optimisation de multi-objectif par essaim de particules (MOPSO) et l'adaptation des techniques d'optimisation avec les techniques de contrôle MRV (le modèle basé sur l'algorithme PSO et la fonction objectif). A la fin, nous allons extraire les meilleurs résultats du programme et les comparer avec les résultats précédents. Et pour cela nous avons atteint l'objectif souhaité à la fin de ce chapitre.

III.2 Stratégies de convertisseur de la MRV

Le convertisseur doit fournir une tension négative pendant la phase s'éteignant, diminuant rapidement les courants. Une topologie de convertisseur de puissance qui présente ces opérations caractéristiques est le demi-pont convertisseur montré dans la (fig. III.1) avec six MOSFET et six diodes. Enroulement de chaque phase du MRV est connecté en série avec deux MOSFET et deux diodes. Il permet un fonctionnement en phase individualisé, utilise trios niveaux de tension ($-u$, 0 et $+u$). Si nous considérons une phase, les trois modes de fonctionnement associés au convertisseur de puissance sont défini comme suit[Ben 06] :

Mode a: $U_{ph} = u$ si S1 et S'1 sont activés (fig 2.a)

Mode b: $U_{ph} = -u$ si S1 et S'1 sont désactivés (fig 2.b)

Mode c: $U_{ph} = 0$ si S1 et S'1 sont désactivés et $i = 0$ (fig 2.c)

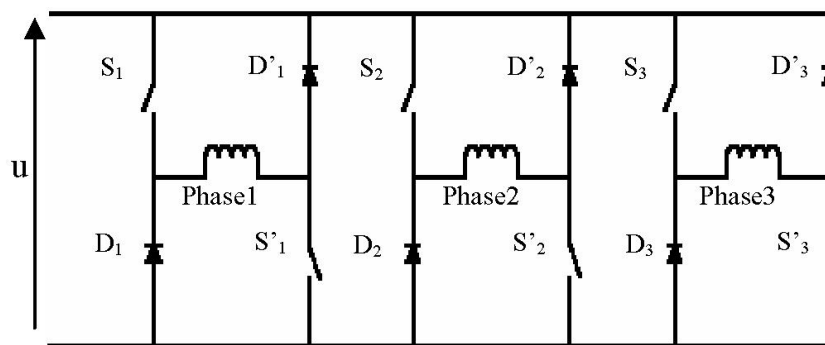


Fig. III.1 Topologie du circuit du convertisseur de puissance.

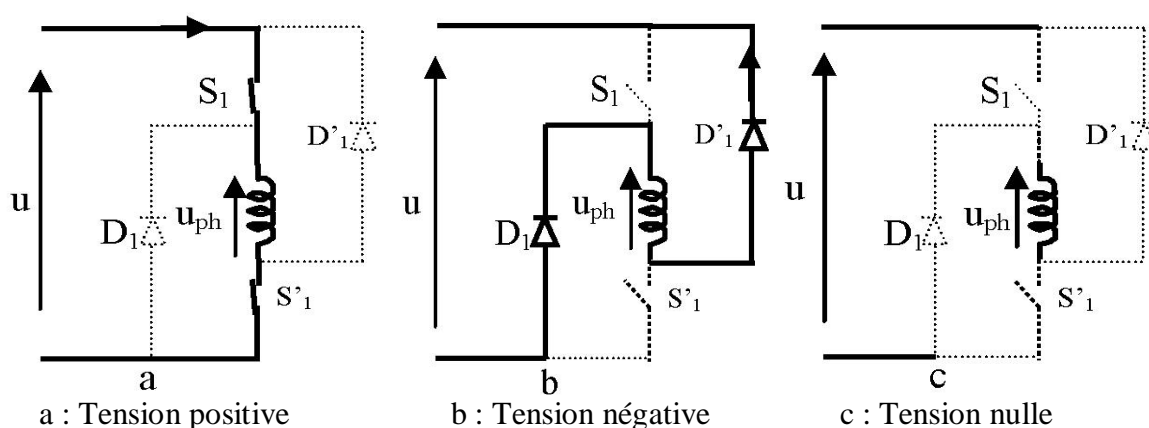


Fig. III.2 Circuit monophasé ; Modes de fonctionnement a, b et c.

Les différentes techniques de commande des moteurs à reluctance variable a double saillance qui agissent surtout sur l'alimentation du moteur sont :

- La commande en pleine tension (Haute vitesses).
- La modulation de largeur d'impulsion de la tension d'alimentation MLI.
- Réglage des courants par hystérésis.

Dans le titre suivant seul la stratégie de commande en courant par hystérésis sera présenter par ce qu'elle la plus utilisées pour les vitesses de la machine à réluctance variable à faibles et moyennes vitesses.

III.3 Contrôle de courant par hystérésis (HCC)

Le contrôle du courant d'hystérésis est une stratégie de contrôle utilisée avec MRV pour contrôler les courants doivent être dans une bande autour d'une valeur de référence. Cette stratégie est préférable à une large plage de vitesse pour Fonctionnement MRV car le courant souhaité peut être facilement atteint. La stratégie de contrôle basée sur l'activation commutateurs du convertisseur lorsque le courant de phase est inférieur à une limite de bande inférieure, et désactiver ces commutateurs lorsque le courant est supérieur à une limite de bande supérieure. La limite inférieure et la limite supérieure peuvent être obtenues selon les exigences de commande et la fréquence de découpage du convertisseur de puissance de la MRV [Mag 14].

Afin de maintenir le couple moteur à sa valeur constante, nous utilisons le contrôle de la stratégie d'hystérésis. Ceci est basé sur l'offre de la MRV avec des courants prédéterminés selon la consigner la valeur du couple sous forme d'onde trapézoïdale que assure un couple souhaité sur une période complète. Cette stratégie a souvent été mise en œuvre au moyen du régulateurs de courant à hystérésis. Et un contrôleur de courant d'hystérésis typique est adopté, qui est robuste et rapide. La forme du courant contrôlé est caractérisée par allumer et éteindre les angles, le courant de référence et par bande d'hystérésis. Par conséquent, en commutant sur (θ_{on}) et éteindre (θ_{off}), le courant peut être contrôlé autour du courant de référence. En fonction de la plage d'hystérésis, l'ondulation de courant peut être très petite, se reflétant dans la propulsion résultante Obliger. Cette situation est très importante surtout lorsque le contrôle du couple est recherché [Gri 99].

III. 3.1 Stratégies de commutation

L'alimentation d'un moteur à RV 12/8 était par trois phases et le contrôle de chaque phase seras indépendant avec l'autre , reste la relation entre les phases qui s'on appelle la commutation.

Les automaticiens découvrent deux méthodes de contrôle : la commande MLI ou le contrôleur d'hystérésis, ce dernier qui nous avons utilisé dans notre recherche parce que les plupart des applications utilisent un pont asymétrique afin de contrôler le courant dans une bande d'hystérésis, (voir le titre précédent) .

Le pont asymétrique permet de trois états de tension, + V_{cc} , 0 et - V_{cc} , alors, selon la méthode de contrôle, quel que soit les deux ou les trois états sont utilisés.

Lorsqu'une commande simple d'hystérésis ou une commande de couple moyenne est effectuée, une certaine valeur du courant est imposée entre les angles de commutation ($\theta_{on}, \theta_{off}$).

Le courant doit être contrôlé entre les limites de la bande d'hystérésis en utilisant une stratégie de commutation dure, souple ou hybride.

Dans le cas de la commutation dure, comme le montre la (fig III.3-a), la valeur du courant augmente lorsque les deux transistors sont allumés et une tension positive égale à la tension du bus continu + V_{cc} est appliquée à la phase. Lorsque la limite supérieure de la bande d'hystérésis est atteinte et que le courant doit diminuer, les deux transistors sont éteints, le courant passe à travers les diodes et une tension négative - V_{cc} est appliquée à la phase. La fréquence de commutation de cette méthode est élevée, ce qui entraîne des pertes de commutation importantes sur les composants semi-conducteurs[Lab18].

Les techniques de profilage actuelles ne peuvent pas bénéficier des avantages offerts par la commutation souple (Fig III.3-b). Si une pente négative du courant est imposée comme référence, l'application d'une tension nulle à la phase n'est pas toujours suffisante pour que le courant de phase soit respecté, cela nécessite d'utiliser la commutation dure. De plus, un commutation hybride (Fig III.3-c) permet d'utiliser tous les trois états de tension autorisés par le pont asymétrique. Dans cette stratégie, la bande d'hystérésis a une autre valeur de seuil supérieure à la valeur supérieure de la bande définie. Lorsque le courant atteint la limite supérieure de la bande, un transistor est désactivé et une tension nulle est appliquée à la phase. Si

le courant continu est augmenté, le deuxième transistor est fermé et une tension négative $-V_{cc}$ est appliqué à la phase. Cette stratégie réduit considérablement la fréquence de commutation et les pertes associées, mais crée une bande plus large que l'autre.

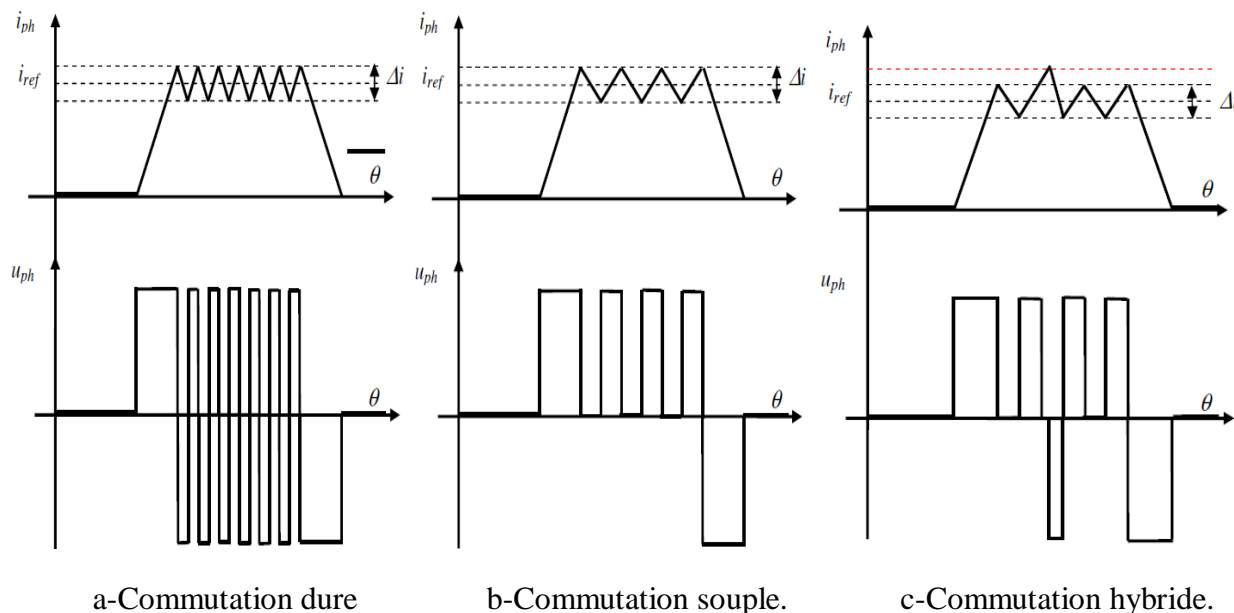


Fig. III.3 Contrôle par hystérésis en utilisant une commutation (dure, souple, hybride).

La stratégie adoptée dans notre étude est la commutation dure en utilisant le comparateur d'hystérésis simple. Son but est de maintenir le courant électrique de chaque phase dans une couronne circulaire comme le montre la (fig III.4). De l'autre côté, on a l'activation de courant de chaque phase dépend de la position du rotor.

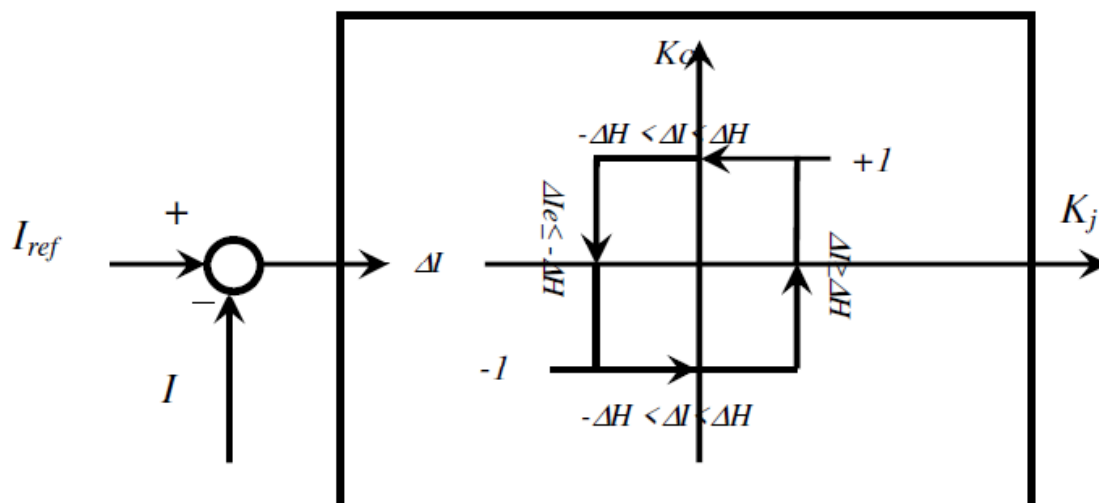


Fig. II.4 Comparateur à hystérésis de courant électrique.

On va représenter les trois états des interrupteurs d'un pont asymétrique en fonction des angles de commutation de la mise sous tension, hors tension d'une phase et de la démagnétisation (θ_{on} , θ_{off} , θ_t) et la position du courant par rapport à la bande ΔH pour contrôler les signaux de commutation qui sont dirigés vers le convertisseur électronique et pour avoir une commutation

dure comme le montre la figure III.3-a. Donc, Nous allons résumer les états sous un tableau suivant voir Tableau III.1 :

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

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

III. 3.2 Control de vitesse avec la commande HCC

Le contrôleur de la vitesse convertit l'erreur de la vitesse à une valeur du courant de référence(ou à une valeur du couple électromagnétique de référence). Les limitations du courant entre des valeurs prédéterminées sont accomplies en limitant le produit du régulateur de vitesse.

Les contrôleurs de la vitesse les plus utilisés pour les entraînements contiennent deux boucles de contrôle séparées (figIII.5). La boucle intérieure est responsable de la régulation du courant et incorpore un régulateur PI à hystérésis. Ce régulateur est activé par l'erreur entre le courant de référence et le courant mesuré du moteur. La référence du courant ou du couple est produite par la boucle extérieure du contrôle, dans lequel l'erreur entre la référence de la vitesse et sa valeur réelle sollicite le régulateur PI de vitesse.

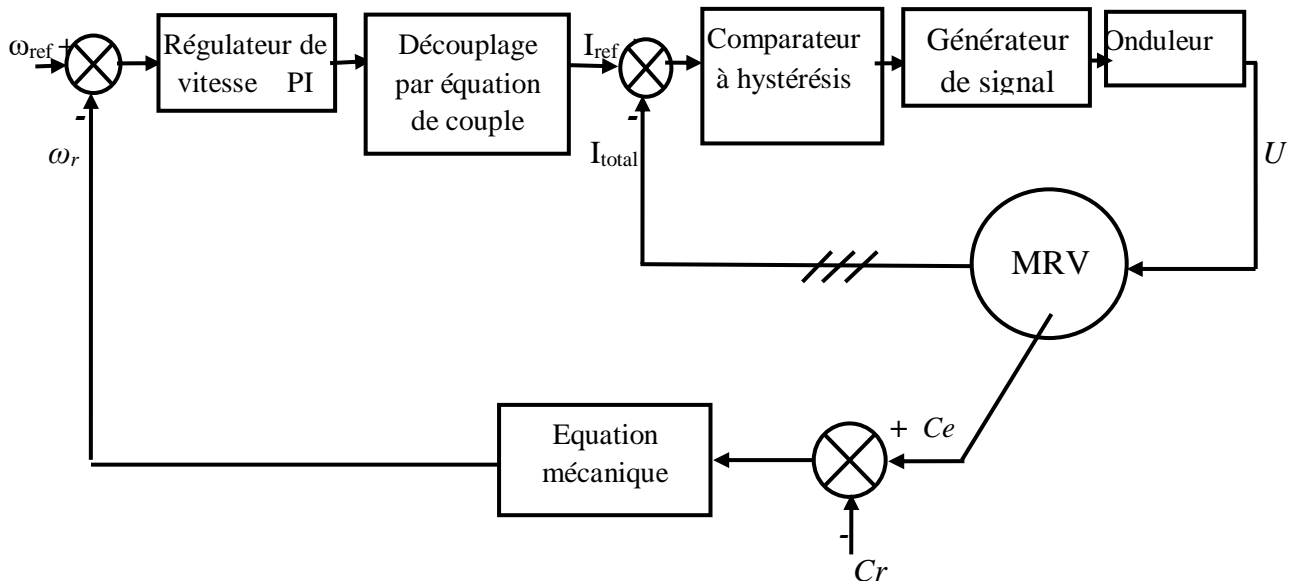


Fig. III.5 La boucle de régulation de vitesse avec la commande HCC.

III. 4 Résultats de la simulation pour les paramètres standards

Grâce au programme de simulation élaboré, nous avons pu tracer l'évolution des différentes grandeurs électriques et mécaniques. Les figures prochaines représentent tous les résultats de la simulation.

Après l'application de commande HCC en présence de la boucle de régulation de vitesse pour le modèle de la MRV 12/8 à base des résultats linéaire obtenue par la MEF. D'abord, on va tester la performance et la robustesse de cette commande, Premièrement, en augmentant la charge de $Cr=5\text{N.m}$ à $Cr=7\text{ N.m}$ à partir de l'instant $t=0.5\text{ s}$, chez la vitesse de référence $\omega_{ref}=1000\text{ tr/min}$.

La figure III.6 montre et le courant électrique pour les trois phases avec l'angle de commutation $\theta_{off}=16^\circ$, on observe que la variation de la charge influé directement sur le courant électrique. Par conséquent, la vitesse du rotor a changé, mais elle revient rapidement à sa référence et les ondulations de couple sont augmentées comme le montre à la figure III.9. Aussi, la variation de vitesse est influé directement sur le courant et les ondulations de couple. Ainsi que, quand la charge $Cr = 5\text{ Nm}$, on trouve que les ondulations du couple avec la charge $Cr = 5\text{ Nm}$ étaient inférieure para port à la charge $Cr = 7\text{ Nm}$.

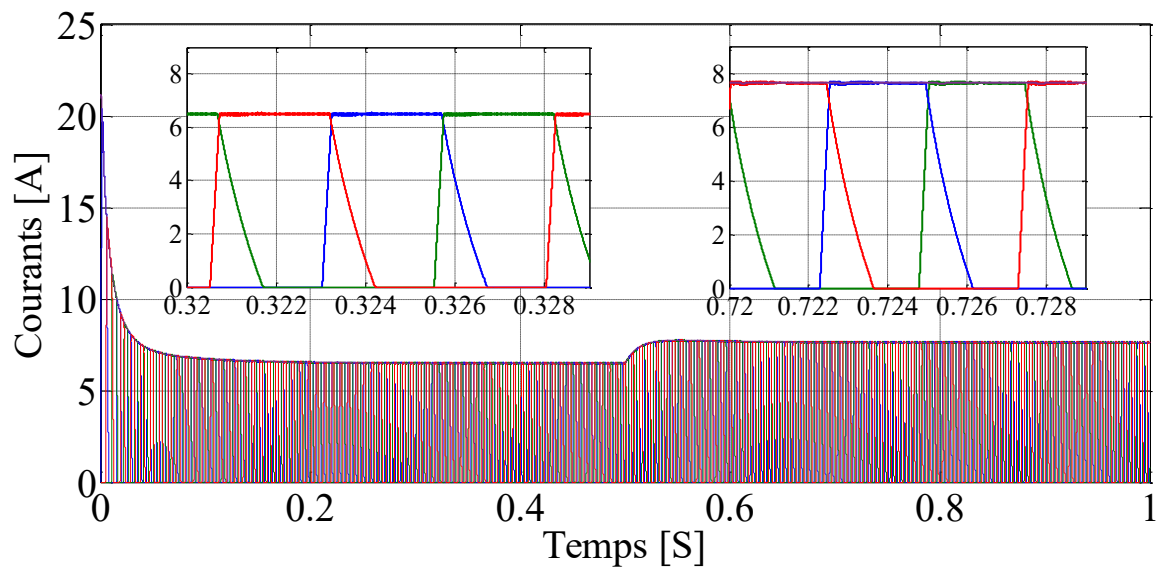


Fig. III.6 Courant électrique pour les trois phases avec l'angle de commutation $\theta_{off} = 16^\circ$.

La figure III.7 présente la tension d'alimentation qui commandée avec le courant de HCC pour ce la on présente le courant sur même graphe, et la Figure III.8 illustre la commande de tension d'une seule phase sur le courant mesuré afin de se rapprocher du courant de référence.

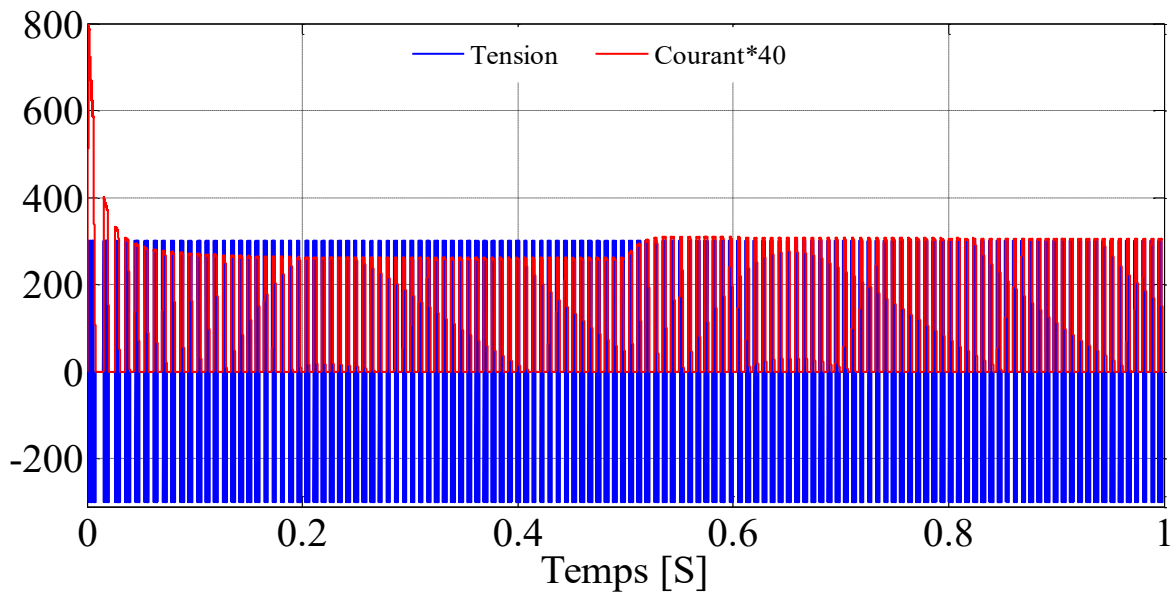


Fig. III.7 Tension d'alimentation pour les trois phases avec l'angle de commutation $\theta_{off} = 16^\circ$.

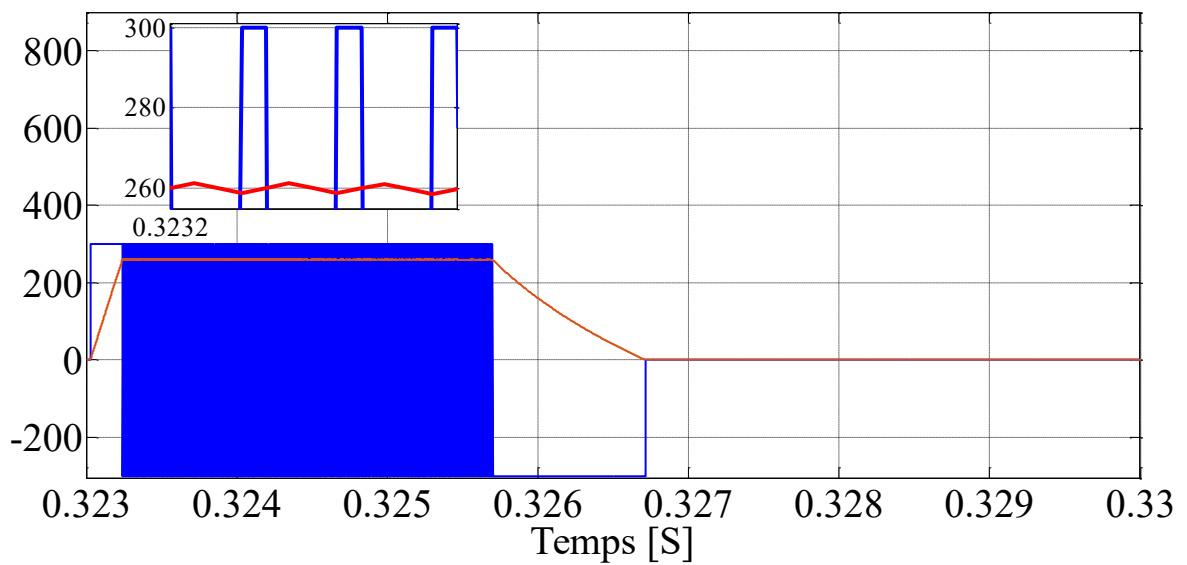


Fig. III.8 tension d'une seule phase contrôle par le courant.

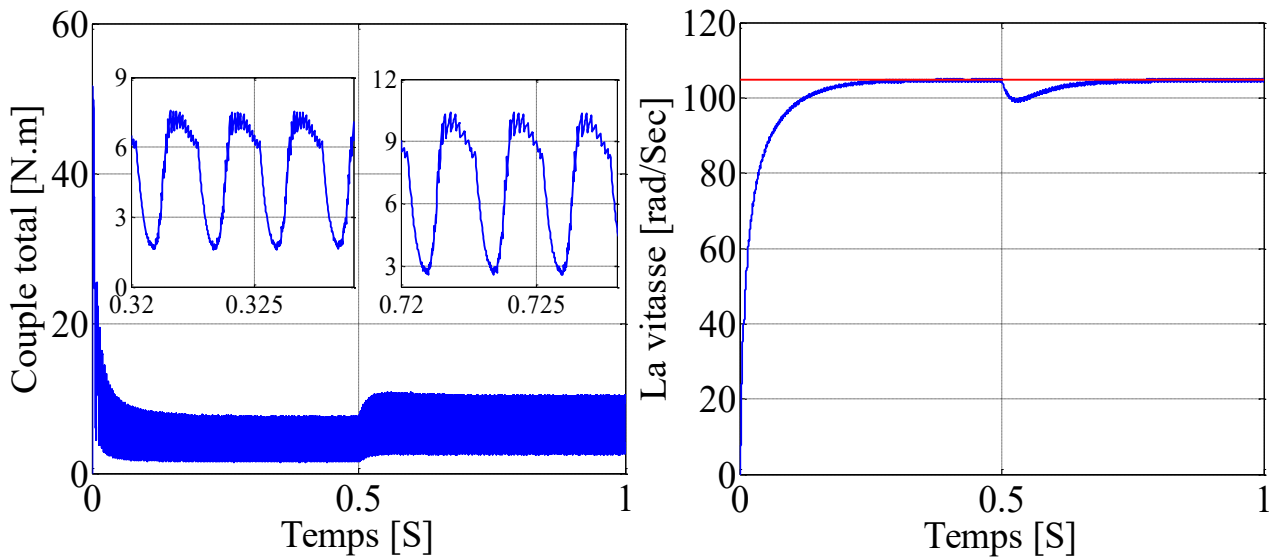


Fig III.9 Résultats du couple électromagnétique et les réponses de vitesse avec l'angle de commutation $\theta_{off}=16^\circ$.

III.5 Optimisation des paramètres de contrôle de la MRV par les algorithmes d'optimisation

Les méthodes méta heuristiques sont des algorithmes d'optimisation généraux applicables à une grande variété de problèmes. Ils sont apparus dans les années 1980, avec une ambition commune : résoudre efficacement les problèmes d'optimisation difficiles, pour lesquels il n'existe pas de méthode classique la plus efficace connue. De nouvelles techniques inspirées de l'intelligence artificielle ont vu le jour et se sont développées pour offrir comme potentielles techniques alternatives pour améliorer la qualité de la solution, à savoir les algorithmes génétiques (GA), l'optimisation des essaims de particules (PSO), etc. technique relativement récente dans le domaine du design. Il est analogue à GA en ce sens que le système est initialisé avec une population aléatoire de solutions; il est comparé à tous ses voisins en conservant à chaque fois le meilleur résultat. Contrairement à l'AG et à d'autres algorithmes méta heuristiques, PSO a la flexibilité de contrôler l'équilibre entre l'exploration globale et locale de l'espace de recherche. Le PSO a réalisé un développement rapide des avantages suivants : concept simple, mise en œuvre facile, robustesse et efficacité de calcul[Mou 15].

III. 5.1 Optimisation par Essaim de Particules (PSO)

PSO est un algorithme d'intelligence en essaim proposé par un psychologue social J. Kennedy des États-Unis et ingénieur électricien R.C Eberhart en 1995, les deux ont publié un article intitulé "Particle Swarm Optimization" à l'IEEE Conférence internationale sur les réseaux de neurones, et cet article marque la naissance de PSO.

PSO est devenu un branche importante de l'algorithme évolutionnaire, et attire attention avec sa mise en œuvre facile, haute précision et rapide convergence des avantages académiques et sa supériorité faisait preuve de résolution de problèmes pratiques. L'algorithme PSO est enraciné dans la recherche sur la vie artificielle, en particulier pour l'imitation des oiseaux, des poissons et d'autres comportements de groupe mécanismes. Grâce à l'apprentissage des

biologistes F. Heppner modèle proposé de la communauté biologique, prendre la penser d'évolution dans le calcul. Mais c'est beaucoup plus simple que les règles de l'AG, il a omis le croisement, mutation, opération de sélection des opérateurs d'évolution de GA, mais par suivant la valeur optimale de la recherche actuelle pour trouver le optimum global. Les étapes de PSO sont composées de particules initialisées, évaluation des particules valeur de fitness des particules de la fitness fonction, mettre à jour l'essaim de particules et vérifier la terminaison, puis sortez la solution optimal [Gao 2011].

L'analogie exploitée par l'algorithme d'optimisation par essaim particulaire (PSO : Particle Swarm Optimization) considère les solutions candidates comme des particules se mouvant dans l'espace de conception et communiquant entre elles. Elle part du principe que plusieurs intelligences limitées utilisées ensemble peuvent faire preuve d'une grande intelligence globale. Chaque particule est constituée de trois vecteurs de données :

- La position courante de la particule dans l'espace de conception : un jeu de variables de conception instanciées, correspondant à la solution candidate considérée ;
- La mémoire de la particule : la meilleure combinaison de variables de conception instanciées rencontrée par la particule, au sens de la fonction objectif ;
- La vitesse actuelle de la particule : un vecteur constitué d'une composante pour chaque variable de conception.

III. 5.2 Base de la technique PSO

L'essaim de particules correspond à une population d'agents simples, appelés particules. Chaque particule est considérée comme une solution du problème, où elle possède une position (le vecteur solution) et une vitesse. De plus, chaque particule possède une mémoire lui permettant de se souvenir de sa meilleure performance (en position et en valeur) et de la meilleure performance atteinte par les particules « voisines » (informatrices) : chaque particule dispose en effet d'un groupe d'informatrices, historiquement appelé son voisinage [Lab 18].

Un essaim de particules, qui sont des solutions potentielles au problème d'optimisation, « survole » l'espace de recherche, à la recherche de l'optimum global. Le déplacement d'une particule est influencé par les trois composantes suivantes [Mou 15] :

- Une composante d'inertie : la particule tend à suivre sa direction courante de déplacement.
- Une composante cognitive : la particule tend à se diriger vers le meilleur site par lequel elle est déjà passée.
- Une composante sociale : la particule tend à se fier à l'expérience de ses congénères et, ainsi, à se diriger vers le meilleur site déjà atteint par ses voisins.

La stratégie de déplacement d'une particule est illustrée dans la figure 1[Eld 12].

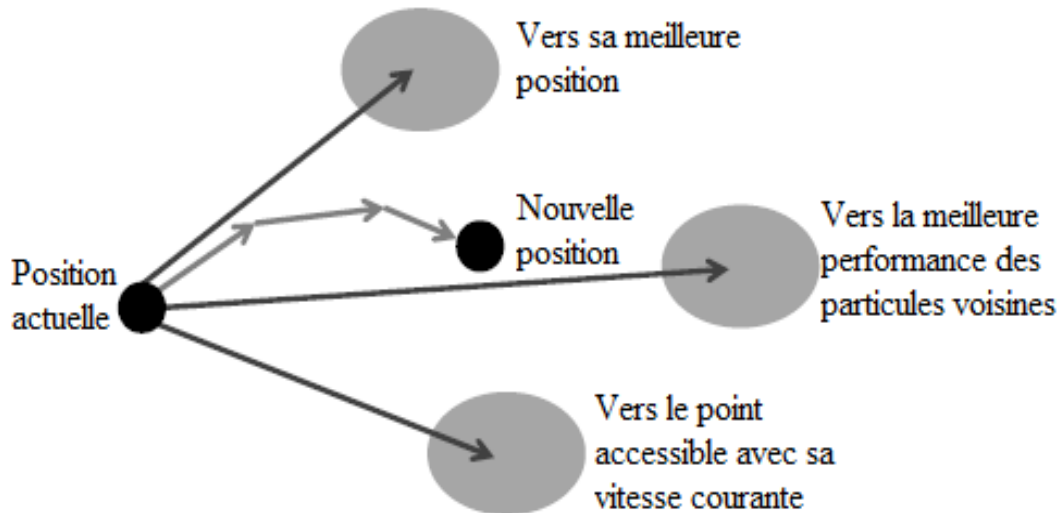


Fig III.10 Mouvement des particules.

III. 5.3 Formulation Mathématique de l'Algorithme PSO

Dans un espace de recherche de dimension D , la particule i de l'essaim est modélisée par son vecteur position $\vec{x}i = (xi1, xi2, \dots, xiD)$ et par son vecteur vitesse $\vec{v}i = (vi1, vi2, \dots, viD)$. La qualité de sa position est déterminée par la valeur de la fonction objectif en ce point. Cette particule garde en mémoire la meilleure position par laquelle elle est déjà passée, que l'on note $\vec{P}best_i = (pbest_{i1}, pbest_{i2}, \dots, pbest_{iD})$. La meilleure position atteinte par les particules de l'essaim est notée $gbest = (gbest_1, gbest_2, \dots, gbest_D)$. Nous référons à la version globale de PSO, où toutes les particules de l'essaim sont considérées comme voisines de la particule i , d'où la notation $\vec{g}best$ (global best).

utilisé pour optimiser la fonction non linéaire continue. PSO maintient un ensemble de particules dont la position de chaque particule représente une solution au problème. La nouvelle position du particule mise à jour en utilisant un vecteur de vitesse qui inclut des expériences de la particule et de ses voisins. Ainsi, les particules sont volé dans un espace de recherché dimensionnel. Supposons que xi, j, vi, j et pi, j sont la position, la vitesse et la meilleure position individuelle de la j ème particule de dimension j respectivement [Nam 15]. Dans chaque itération, particule avec la meilleure solution partage ses informations de coordonnées de position ($gbest$) avec le reste de l'essaim. Chaque particule met à jour son coor données basées sur sa propre meilleure expérience de recherche($pbest$) et ($gbest$) selon les équations suivantes[Bal 11] :

$$v_{i,j}^{t+1} = \underbrace{wv_{i,j}^t}_{\text{Inertie}} + \underbrace{c_1 r_{1,j}^t [pbest_{i,j}^t + x_{i,j}^t]}_{\text{Influence Personnelle}} + \underbrace{c_2 r_{2,j}^t [gbest_j^t + x_{i,j}^t]}_{\text{Influence Sociale}} \quad (III.1)$$

$$x_{i,j}^{t+1} = x_{i,j}^t + v_{i,j}^{t+1} \quad j \in \{1, 2, \dots, D\} \quad (III.2)$$

Où w est une constante, appelée *coefficient d'inertie* ; c_1 et c_2 sont deux constantes, appelées coefficients d'accélération; r_1 et r_2 sont deux nombres aléatoires tirés uniformément dans $[0, 1]$, à chaque itération t et pour chaque dimension j . Dans Eq. (III.1), le deuxième et le troisième terme soi-disant cognition et les composantes sociales qui représentent la confiance des particule à elle-même et à ses voisins, respectivement.

Les trois composantes mentionnées ci-dessus (i.e. d'inertie, cognitive et sociale) sont représentées dans l'équation (III.1) par les termes suivants [Eld 12] :

- $wv_{i,j}^t$ correspond à la composante d'inertie du déplacement, où le paramètre w contrôle l'influence de la direction de déplacement sur le déplacement future.
- $c_1 r_{1,j}^t [pbest_{i,j}^t + x_{i,j}^t]$ correspond à la composante cognitive du déplacement, où le paramètre c_1 contrôle le comportement cognitif de la particule.
- $c_2 r_{2,j}^t [gbest_j^t + x_{i,j}^t]$ correspond à la composante sociale du déplacement, où le paramètre c_2 contrôle l'aptitude sociale de la particule.

Une fois le déplacement des particules effectué, les nouvelles positions sont évaluées et les deux vecteurs \vec{Pbest}_i et \vec{gbest}_i sont mis à jour, à l'itération $t + 1$, suivant les deux équations (III.3) (dans le cas d'une minimisation) et (III.4) (dans une version globale de PSO), respectivement. Cette procédure est présentée dans l'Algorithme 1.6, où N est le nombre de particules de l'essaim.

$$\vec{Pbest}_i(t+1) = \begin{cases} \vec{Pbest}_i(t), & \text{si } f(\vec{x}_i(t+1)) \geq f(\vec{Pbest}_i(t)) \\ \vec{x}_i(t+1), & \text{sinon} \end{cases} \quad (III.3)$$

$$\vec{gbest}_i(t+1) = \arg \min_{\vec{Pbest}_i} f(\vec{Pbest}_i(t+1)), 1 \leq i \leq N. \quad (III.4)$$

w est le poids d'inertie et il maintient un équilibre entre l'exploration et l'exploitation. Dans notre cas, il s'agit d'une fonction linéairement décroissante du index d'itération:

$$w(ite\text{r}) = w_{max} - \left[\frac{w_{max} - w_{min}}{ite\text{r}_{max}} \right] \times ite\text{r} \quad (III.5)$$

où $ite\text{r}_{max}$ est le nombre maximum d'itérations, $ite\text{r}$ est le numéro d'itération en cours, w_{max} est le poids initial et w_{min} est le poids final. En conclusion, une valeur initiale de w autour de 1, avec une baisse progressive vers 0 est considéré comme un bon choix. Le facteur le plus important qui régit la performance de PSO dans sa recherche de solution optimale est maintenir un équilibre entre l'exploration et exploitation. L'exploration est la capacité du PSO à couvrir et explorez différents domaines dans l'espace de recherche réalisable tout en l'exploitation est la capacité de se concentrer uniquement sur des zones dans l'espace de recherche et pour améliorer la qualité solution potentielle dans la région fructueuse. Exploration nécessite de plus grandes tailles de pas au début du processus d'optimisation pour déterminer le plus prometteur zones alors la taille de l'étape est réduite pour se concentrer uniquement sur cela zone. Cet équilibre est généralement atteint grâce à un réglage des paramètres clés PSO. Récemment, PSO les

développements et les applications ont été largement explorés en génie et en sciences principalement en raison de ses caractéristiques favorables. Tout comme dans le cas de autres algorithmes évolutifs, PSO possède de nombreuses fonctionnalités clés qui ont incité de nombreux chercheurs à l'utiliser dans différentes applications dans lesquelles l'optimisation conventionnelle les algorithmes peuvent échouer tels que [Bal 11] :

- Il suffit d'une fonction de fitness pour mesurer la «Qualité» d'une solution plutôt que des opérations mathématiques complexes comme le gradient, la jacobienne, ou l'inversion de matrice. Cela réduit la complexité de calcul et soulage une partie des restrictions qui sont généralement imposées à la fonction objective comme la différentiabilité, la continuité ou la convexité.
- Il est moins sensible à une mauvaise solution initiale car c'est une méthode basée sur la population.
- Il peut être facilement incorporé avec d'autres outils d'optimisation pour former des hybrides.
- Il a la capacité d'échapper aux minima locaux car il suit des règles de transition probabilistes.

Des avantages PSO plus intéressants peuvent être soulignés par rapport aux autres membres de l'évolution des algorithmes comme [Bal 11] :

- Il peut être facilement programmé et modifié avec des opérations mathématiques et logiques de base. C'est peu coûteux en termes de temps de calcul et de mémoire.
- Cela nécessite moins de réglage des paramètres.
- Il fonctionne avec des nombres réels directs qui éliminent le besoin de faire une conversion binaire d'algorithme génétique canonique classique.

III. 5.4 Organigramme de l'algorithme PSO

À partir des formules mathématiques, qu'elles donnent des résultats optimaux. Il y a aussi de nombreuses solutions différentes avec chaque itération, cela signifie qu'il existe de nombreuses positions pour chaque particule à la dernière itération définie selon les critères d'arrêt. Alors, pour l'utilisation de ces équations mathématiques en raison de l'algorithme PSO, nous avons porté tous les concepts précédents puis collectés dans un organigramme.

Donc, on va présenter cet organigramme sous la figure suivante :

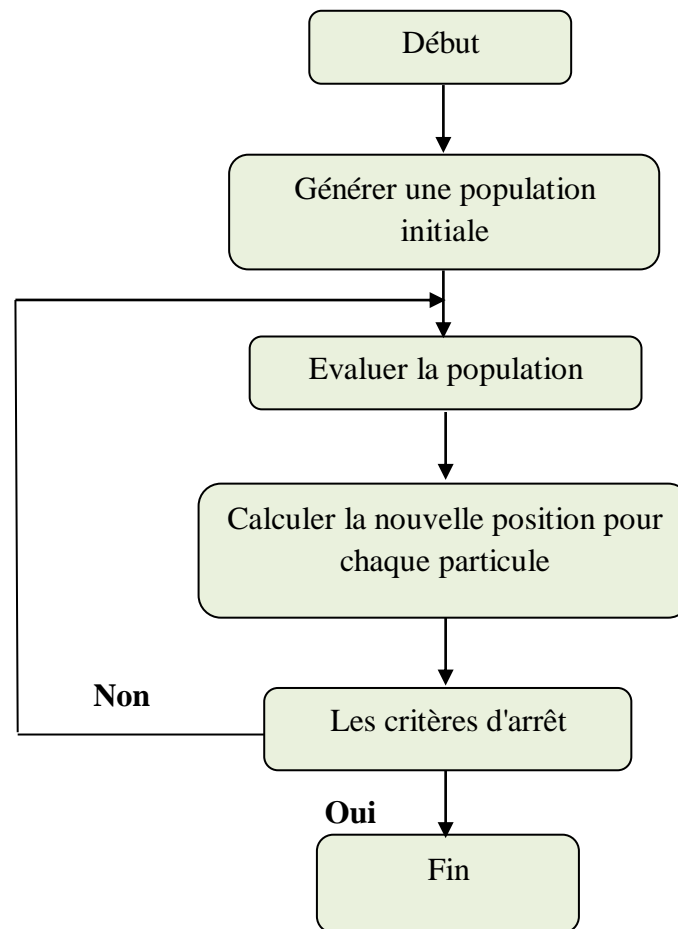


Fig. III.11 Organigramme de base de la méthode PSO.

Après de la présentation de cette organigramme de base de la figure précédente qui donne les étapes principales de la méthode PSO.

Où :

- La première étape : consiste à générer une population initiale aléatoirement dans les limites de l'espace de recherche du problème.
- La deuxième étape : vise à l'évaluation de chaque particule à base de la valeur de la fonction objective du problème.
- La troisième étape : cherche la nouvelle position pour chaque particule à base des équations mathématiques qui nous avons parlé après ce titre.
- La quatrième étape : contient les critères d'arrêt de l'algorithme, ces critères peuvent être définis par un nombre d'itérations maximale ou par une erreur acceptable " ϵ ".

Algorithme III.1 L' 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 III.1 et III.2

Évaluation évaluer $f(\vec{x}_i)$,

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

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

Fin Si

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

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

Fin Si

Fin Pour

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

L'algorithme d'optimisation PSO sera adapté aux techniques de contrôle moteur à RV pour optimiser les paramètres de contrôle pour achever la meilleure performance.

III. 6 Optimisation multi-objectif

Bien que le PSO ait été initialement conçu pour résoudre des problèmes mono objectif, des modifications lui ont permis d'aborder le domaine de l'optimisation multi objectif. Dans cette partie les caractéristiques des techniques multi-objectif ainsi qu'une rapide taxonomie des techniques les plus connues vont être présentés. En plus des techniques conçues pour les algorithmes génétiques qui peuvent, dans leur majorité, être adaptés au PSO, des techniques dédiées spécialement au PSO seront présentés. Les techniques utilisées pour créer la population initiale seront présentées en détail.

La majorité des problèmes d'optimisation rencontrés dans le domaine technique ont normalement deux ou plusieurs objectifs, opposés. Ainsi, on ne peut pas parler d'une seule solution optimale, mais plutôt des plusieurs solutions qui offre le meilleur compromis. Le choix de la solution à retenir parmi les solutions optimales reste à faire, soit par un décideur humain soit par un autre algorithme. Les algorithmes multi-objectif peuvent être classés en trois catégories [Yan 02] :

- méthodes à priori : la décision sur l'importance des critères dans le choix final est faite avant l'exécution de l'algorithme d'optimisation. Dans ce cas, la contribution d'un décideur humain n'est pas requise.
- méthodes progressives : le décideur est questionné au cours des itérations, pour guider l'algorithme vers le choix final.
- méthodes à posteriori : l'algorithme présente au décideur, à la fin des itérations, un ensemble des solutions pour faire son choix.

La forme générale d'un problème d'optimisation multi-objectif est donnée par l'expression suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Minimiser } \vec{F}_p(\vec{X}), \vec{X} = (x_1, \dots, x_n)^T \in R^n \\ \text{avec } \vec{F}_p(\vec{X}) = [f_1(\vec{X}), f_1(\vec{X}), \dots, f_p(\vec{X})] \\ \text{Sous les contraintes :} \\ \vec{g}_k(\vec{X}) \leq 0, (K = 1, \dots, N) \\ \text{et } \vec{h}_j(\vec{X}) \leq 0, (K = 1, \dots, M) \end{array} \right. \quad (\text{III.6})$$

Où le vecteur $\vec{F}(\vec{X})$ regroupe plusieurs fonctions objectifs, le but étant de chercher à minimiser (ou de maximiser) ces fonctions objectifs qui sont souvent contradictoires puisque la minimisation d'un objectif peut entraîner l'augmentation d'un autre objectif, donc la solution qu'on cherche est toujours un compromis entre ces objectifs.

Il existe plusieurs méthodes de résolution d'un problème d'optimisation multi-objectif ; ces méthodes nous permettent de sélectionner les solutions qui dominent les autres solutions [Reb 16].

a) La dominance

Le principe de la dominance est utilisé par la plupart des algorithmes d'optimisation multi objectifs pour comparer deux solutions. Une solution X^{i*} domine une autre solution X^i si les deux conditions suivantes sont vérifiées :

$$1. f_p(X^{i*}) \leq f_p(X^i) \forall p \in \{1, \dots, P\} \quad (\text{III.7})$$

$$2. \exists p \in \{1, \dots, P\} \text{ tel que } f_p(X^{i*}) < f_p(X^i) \quad (\text{III.8})$$

b) Optimalité de Pareto

Pour un ensemble de solutions fini, toutes les solutions peuvent être comparées deux à deux selon le principe de dominance et nous pouvons déduire quelle solution domine l'autre. A la fin, nous obtenons un ensemble où aucune des solutions ne domine l'autre, cet ensemble est appelé ensemble des solutions non dominées.

c) La surface de compromis

Les solutions sélectionnées par l'utilisation de la règle de classement basée sur la définition de la dominance forment une surface qui s'appelle surface de compromis ou front de Pareto. Deux points caractéristiques de la surface de compromis : le point *idéal* qui est obtenu par optimisation de chaque fonction séparément et le point *nadir* qui restreint l'espace de recherche correspondant aux pires valeurs obtenues par les deux fonctions.

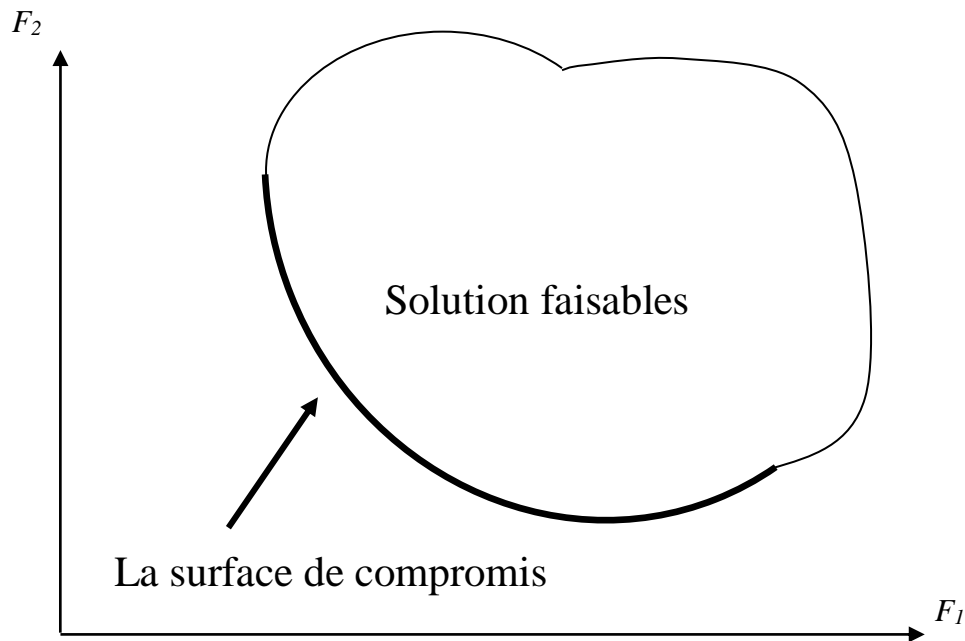


Fig III.12 Représentation de la surface de compromis.

III. 6.1 Optimisation multi-objectif par essaim de particules (MOPSO)

La technique d'optimisation multi-objectif est utilisée comme point de départ dans l'élaboration de notre algorithme. Les principales caractéristiques de cette technique ("Multiple Objectives Particle Swarm Optimization"), proposée par Coello, et de ses deux sous-versions, MOPSO-CDLS ("Multiple Objective Particle Swarm Optimization with Crowding Distance and Local Search") et MOPSO -CDR ("Multiple Objective Particle Swarm Optimization with Crowding Distance and Roulette Wheel") [Dan 11], sont :

- emploi d'une archive externe pour sauvegarder les solutions non-dominés: à chaque itération, les individus non-dominés de la population sont comparés avec les solutions stockées dans l'archive. Un individu non-dominé de la population actuelle peut être inclus dans l'archive seulement s'il n'est pas dominé par aucune des autres solutions existantes déjà dans l'archive. D'un autre côté, s'ils existent des solutions dans l'archive qui sont dominés par le nouveau individu ils seront automatiquement exclus. Finalement, si la taille de l'archive dépasse une certaine valeur fixée (normalement la taille de la population), une méthode de réduction de l'archive est utilisée.
- qualité du front: si la taille de l'archive externe dépasse une certaine valeur, des techniques basées sur la densité d'essaim est implémentée pour réduire la taille de l'archive. Ainsi, l'espace des solutions non-dominés sauvegardées dans l'archive externe est divisé dans des hyper-cubes (des cubes avec un nombre de dimensions égale aux nombre des fonctions-objectif), chacun ayant une valeur de fitness liée à la densité des particules qu'il contient. Les individus dans les régions les plus denses seront éliminés jusqu'à ce que l'archive arrive à la taille souhaitée.
- choix des guides: les hyper-cubes sont aussi utilisés dans le choix des guides pour les individus de la population. Premièrement, le choix d'un hyper-cube est fait en utilisant la

technique de roulette. Les hyper-cubes qui ont les valeurs de densité les plus petites ont les plus de chance d'être sélectionnés. Après qu'un hyper-cube est sélectionné, un de ses individus est choisi de façon aléatoire. Le choix du guide est fait pour chaque individu de la population. L'idée de cette solution est de choisir plusieurs guides pour la population, de façon à étaler le plus possible les solutions sur le front de Pareto et ainsi résoudre le problème de la convergence précoce de l'algorithme dans le cas multi-objectif. Toutefois, cette technique introduit des temps de calcul supplémentaires et peut annuler l'effet du guide social par une variation trop fréquente de la direction de mouvement.

- introduction d'un opérateur de mutation : aux premières itérations, tous les individus de la population sont affectés par ce coefficient aussi que les domaines de variation des variables. Suivant l'avancement des itérations, le nombre d'individus affectés par ce coefficient décroît exponentiellement. L'effet souhaité est l'amélioration du caractère exploratoire de l'algorithme.
- prise en compte des contraintes: quand deux individus sont comparés pour déterminer leurs rapports de dominance, le respect des contraintes est aussi considéré. Si un des deux individus n'est pas faisable (il ne respecte pas une ou plusieurs contraintes) l'individu faisable va être dominant. Si les deux individus sont non-faisables, l'individu avec le moins de violations des contraintes sera dominant. Si les deux individus sont faisables,.

la distance d'agglomération ("crowding distance") est introduite dans pour remplacer la technique du choix des guides globaux. Si l'individu est dominé par un des plus isolés individus du front celui est choisi comme son guide global. Si l'individu n'est pas dominé par aucun des individus les plus isolés du front, un individu de l'archive extérieure est choisi de façon aléatoire pour être son guide.

- choix du guide cognitif (local) : dans une nouvelle technique est proposée pour le choix du guide local, qu'utilise l'archive externe pour faire la médiation dans le cas où l'ancienne valeur du guide local et la nouvelle position ne sont pas comparables. La nouvelle position sera sauvegardée comme guide local seulement si elle est plus proche d'une région plus isolée du front que l'ancien guide local.

L'algorithme multi-objectif implémenté utilise des techniques de division de la population dans des sous-essaims et des critères de choix des guides inspirés des techniques MOPSO.

III. 7 Adaptation des techniques d'optimisation avec les techniques de contrôle HCC

La stratégie de contrôle représentée sur la figure IV.13 consiste en deux régulateurs; le premier régulateur est un régulateur de vitesse PI, suivi par contrôleur de courant par régulateur à hystérésis. Le régulateur de vitesse donne la référence de courant qui est traitée par le contrôleur d'hystérésis afin d'obtenir le couple électromagnétique nécessaire pour atteindre la vitesse désirée d'une part, et d'autre part, la sortie du régulateur d'hystérésis dépend d'une comparaison entre le courant mesuré et le courant désiré pour donner un signal de commutation à partir du générateur de signaux, qui à son tour détermine les angles de commutation (θ_{on} , θ_{off}) en ce qui concerne les angles de début et de fin pour le convertisseur asymétrique. L'utilisation de cette méthode permet de maintenir la vitesse désirée en fonction du contrôleur d'hystérésis donné pour le courant de chaque phase. Cependant, le défaut d'ondulation du couple reste indésirable dans le moteur à RV.

Alors, nous pouvons réduire ce défaut en trouvant les paramètres les plus appropriés à utiliser dans le système de contrôle. Les valeurs des angles de commutation de la mise sous tension, hors tension d'une phase (θ_{on} , θ_{off}) et de la tension d'alimentation V_{cc} ont un impact significatif sur les performances du moteur à RV. Pour cette raison pertinente, nous nous sommes appuyés sur les techniques méta-heuristiques fondées sur la stratégie d'optimisation des paramètres. L'efficacité de cette optimisation pour la réduction de l'ondulation du couple sera démontrée dans les résultats de la simulation[Lab18].

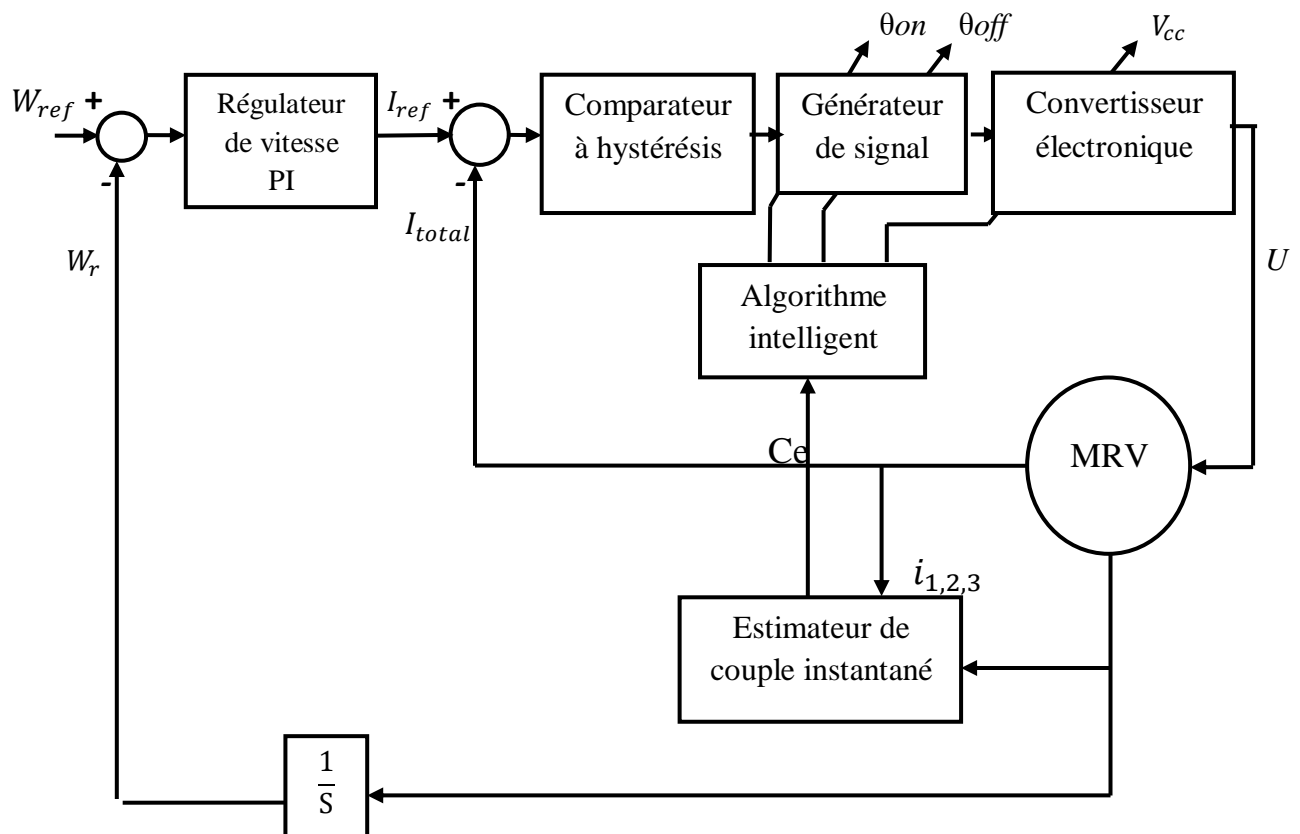


Fig III.13 Système de contrôle du moteur s'adapte à l'algorithme intelligent.

Les caractéristiques de couple statique transférées au système de contrôle pour déterminer le couple instantané en utilisant la table de consultation dans Matlab Simulink. En outre, les algorithmes intelligents ici dans ce chapitre il s'agit de PSO est adapté et appliqué pour optimiser les paramètres spécifiés du moteur à RV pour réduire l'amplitude de ces ondulations.

III. 7.1 Modèle basé sur l'algorithme PSO

Les études qu'ils ont passé, les auteurs ont présenté des façons de trouver le paramètre optimal pour les MRV. Cela a été une recherche réussie, mais peut être mieux accessible en utilisant des algorithmes intelligents. Dans ce chapitre, la stratégie qui nous allons proposer comprend le contrôle de la vitesse par le contrôle du courant, où le PSO joue un rôle important dans la détermination des paramètres optimaux des angles de commutation de la mise sous tension, hors tension d'une phase ($\theta_{on}, \theta_{off}$) et de la tension d'alimentation pour obtenir une réduction de l'ondulation du couple avec contrôle de la vitesse.

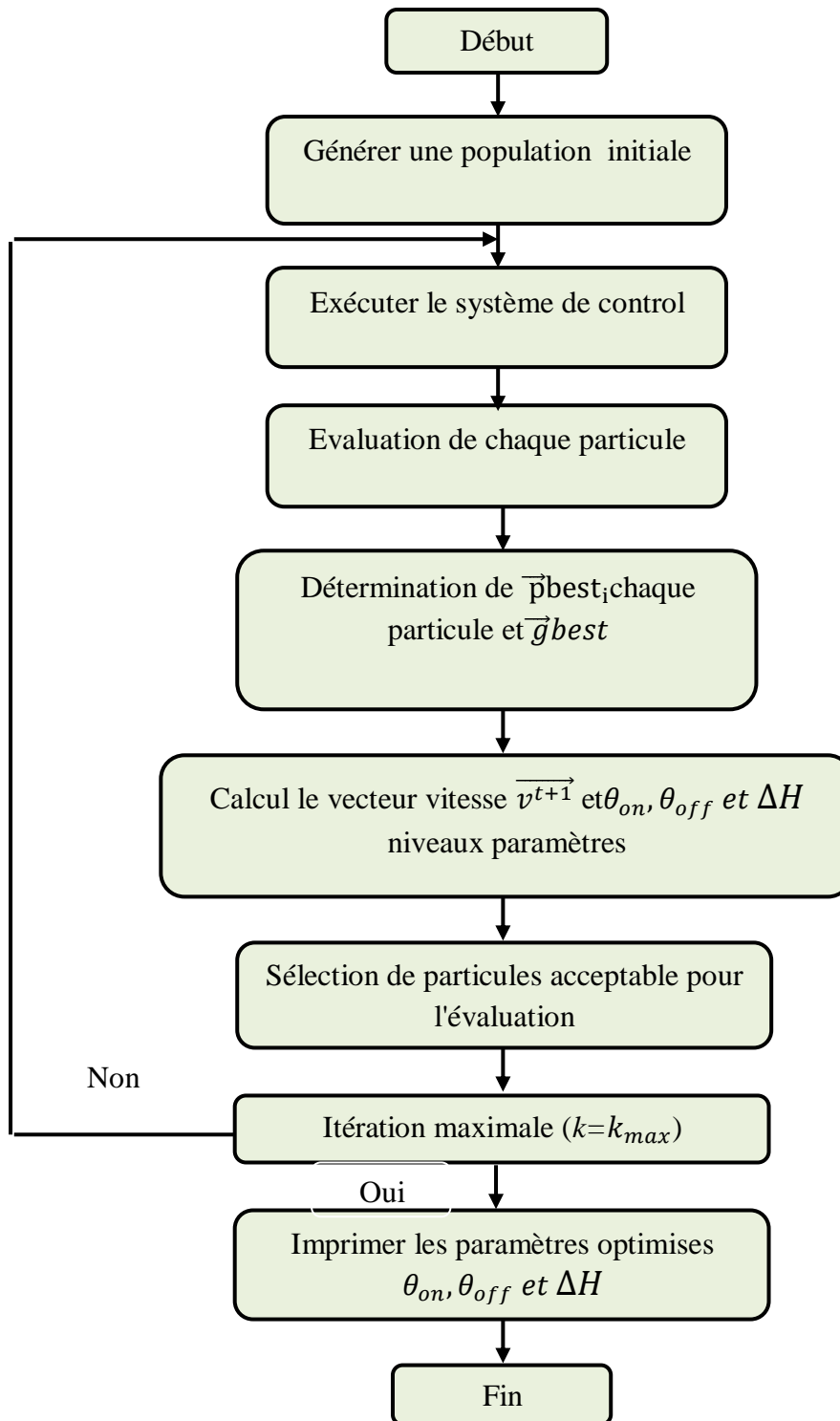


Fig III.14 Organigramme de l'algorithme PSO adapté au système de contrôle MRV.

L'algorithme PSO sera utilisé en mode hors ligne parce qu'il permet d'adresser chaque valeur séparément, mais cela prend beaucoup de temps dans le traitement. La méthode proposée pour la coordination de l'algorithme PSO avec le système de contrôle est décrite dans l'organigramme tel que montré sur la figure ci-dessus.

III. 7.2 Fonctions objectives

Une bonne détermination de fonction objective permet d'évaluer efficacement les paramètres de contrôle. Cela aide à atteindre la solution optimale. Nous notons que le facteur d'expérience dans le domaine joue un rôle important dans la détermination de l'équation la plus appropriée. Le système de contrôle de la MRV donne les résultats de vitesse et de couple qui seront utilisés dans l'équation de fitness, la valeur du couple estimée à l'aide de la table de consultation (I, θ) [La17-18]. L'ondulation de couple peut être calculée en détaillant le couple instantané comme suit :

- **Objectif I :** Le premier objectif basé sur la minimisation des ondulations de couple, et cela formulé comme suite :

$$Obj_1 = \frac{C_{max} - C_{min}}{C_{mean}} \quad (III.9)$$

Où C_{max} : Couple maximum

C_{min} : Couple minimum

C_{mean} : Couple moyen

- **Objectif II :** Le deuxième objectif basé sur la minimisation de nombre de commutation, et cela formulé comme ci-après

$$Obj_2 = (1 - \Delta H) \quad (III.10)$$

Où ΔH : présente la bande d'hystérise

- **Objectif III :** Pour compléter l'équation de fitness, l'erreur statique de la vitesse doit être considérée. Sinon, il n'y aurait aucune raison de réduire l'ondulation du couple sans contrôle de vitesse :

$$Obj_3 = \max(|w_{ref} - w_r|) \quad (III.11)$$

En ce qui concerne l'erreur statique (SE) de la vitesse, elle n'est importante que lorsqu'elle est inférieure à une certaine valeur ($SE < \varepsilon$), cela signifie que SE a un impact sur l'équation de fitness si sa valeur est inacceptable physiquement (Grande erreur statique). Par conséquent, d'après l'équation (III.9) et l'équation (III.10), nous pouvons identifier la fonction objective comme suite :

$$Obj_{Global} = \frac{n_1 \cdot Obj_1 + n_2 \cdot Obj_2 + n_3 \cdot Obj_3}{n_1 + n_2 + n_3} \quad (III.12)$$

Où n_1, n_2 et n_3 sont les poids de chaque objectif. Dans cette étude, ils ont été pris égaux
 $n_1 = 30$
 $n_2 = 5$
 $n_3 = 5$

Les individus de la population générée dans l'espace de recherche sont définis en intervalle par deux valeurs pour chaque paramètre, comme suit :

- $\theta_{on} \in [0^\circ - 10^\circ]$.
- $\theta_{off} \in [15^\circ - 25^\circ]$.
- $\Delta H \in [0.01 - 1]$.

III. 8 Résultats de simulation et discussion

Après avoir appliqué la stratégie de contrôle basée sur les algorithmes PSO, les courbes de convergence de la fonction de fitness de cet algorithme sont présentées respectivement sur les figures III.15 et III.16.

La figure III.15 et III.16 présentent la fitness valeur de trois objectifs chez 5 N.m et 7 N.m respectivement. Alors, on a considéré ces résultats obtenus après l'optimisation par PSO.

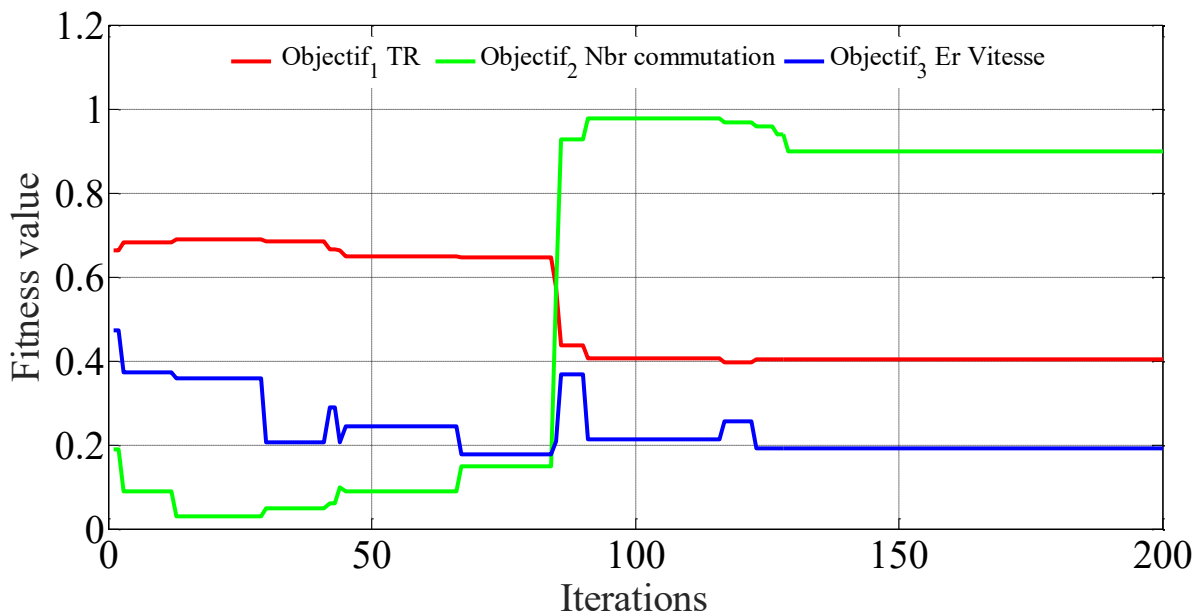


Fig III.15 Courbes de convergence de la fonction objectif pour l'algorithme PSO avec 5N.m.

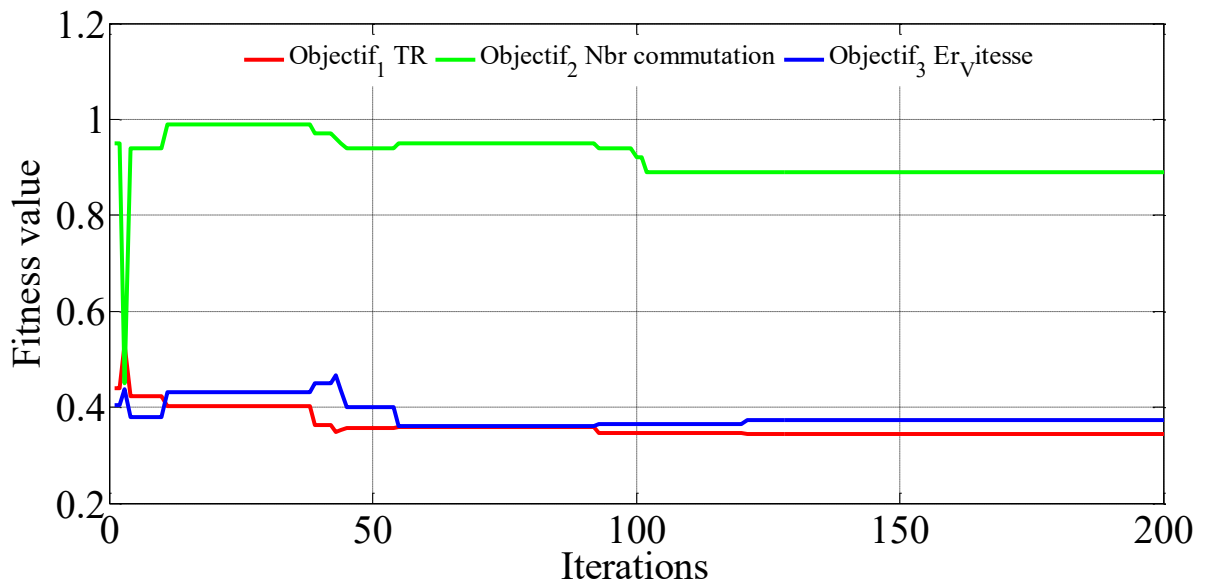


Fig III.16 Courbes de convergence de la fonction objectif pour l'algorithme PSO avec 7N.m.

Ensuite, on va présenter les courbes de convergences d'objectif globale avec 5N.m et 7N.m qui extraies par optimisation multi objectif.

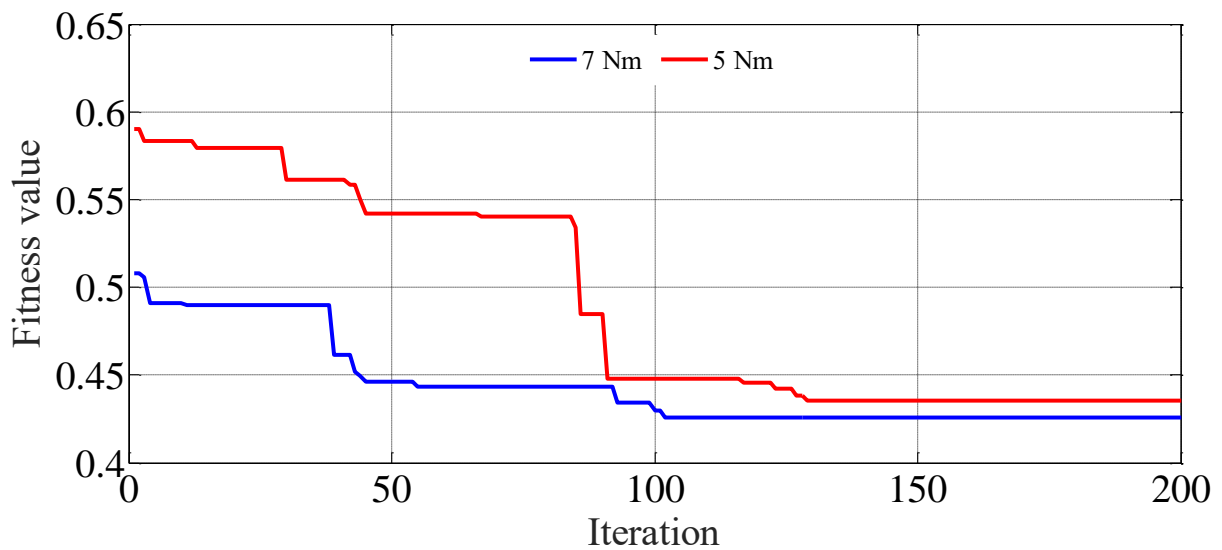


Fig III.17 Courbes de convergence d'objectif global pour l'algorithme PSO avec 5N.m et 7N.m.

Les valeurs optimales avec les angles de commutation de la mise sous tension, hors tension d'une phase (θ_{on} , θ_{off}) à l'aide de PSO ont été appliquées au système de contrôle pour voir l'efficacité de cet algorithme sur les performances de la machine à reluctance variable.

Les différents paramètres optimaux obtenus par l'algorithme de PSO sont représentés sur le tableau suivant:

Algorithme	Cr [N.m]	Les paramètres optimaux			Les objectifs			Obj_{Global}
		θ_{on} [°]	θ_{off} [°]	ΔH	$Obj1$	$Obj2$	$Obj2$	
PSO								
1000tr/ min	5	0.1200	15.7700	0.1000	0.4040	0.9000	0.1927	0.4356
	7	0	15.4900	0.1100	0.3436	0.8900	0.3742	0.4260

Tableau III.2 Solution optimale utilisant d'algorithme intelligent PSO pour deux charges de couple.

Après avoir utilisé les valeurs indiquées dans le tableau (III.2), les résultats de simulation du couple instantané et la vitesse et des courants générés par chaque phase sont donnés tout d'abord pour une vitesse de $\omega_{ref}=1000tr/min$.

Les figures ci-dessous respectivement III.18 et III.19 montrent respectivement, le couple dynamique total et la réponse de vitesse en utilisant les paramètres optimaux alors que la figure III.20 représente les courants des trois phases du moteur avec $\omega_{ref}=1000tr/min$.

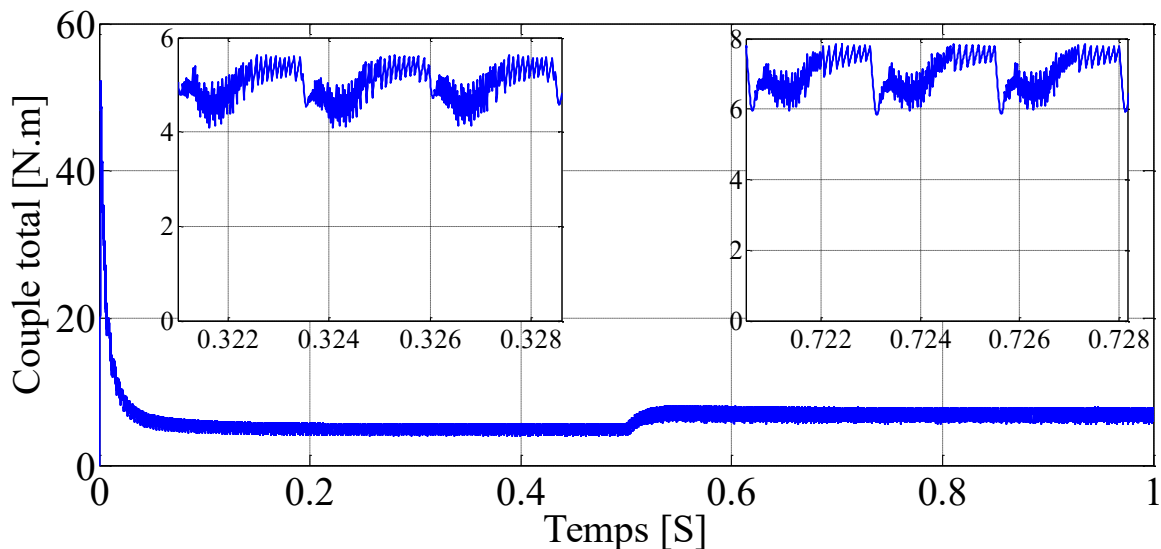


Fig III.18 Couple dynamique total et la réponse de vitesse basée sur la solution optimale donnée par l'algorithme PSO.

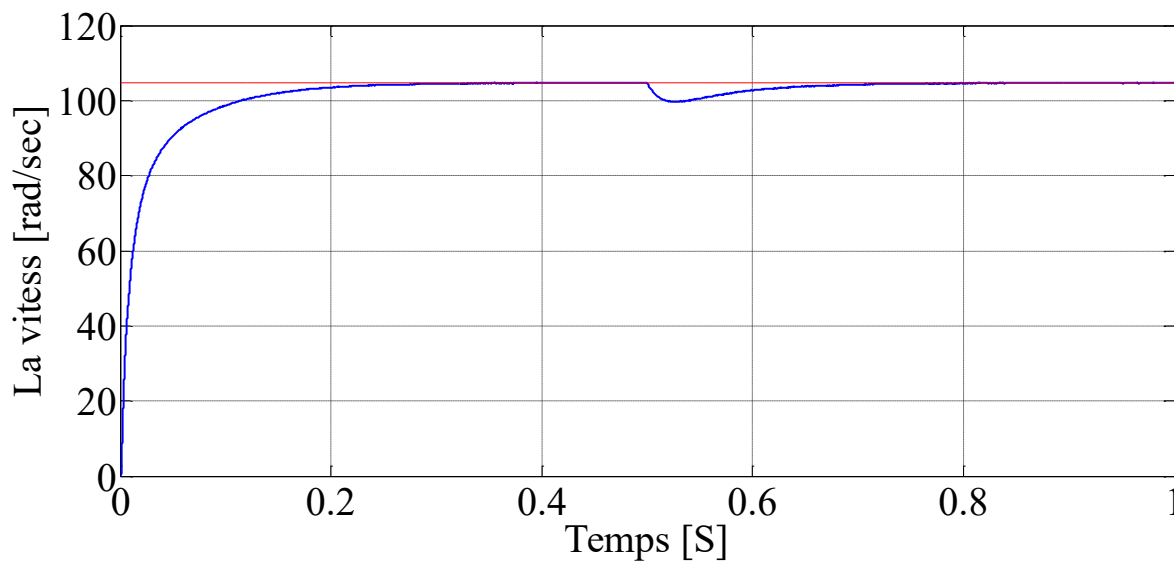


Fig. III.19 la réponse de vitesse basée sur les paramètres optimaux donnés par l'algorithme PSO avec $\omega_{ref} = 1000\text{tr/min}$.

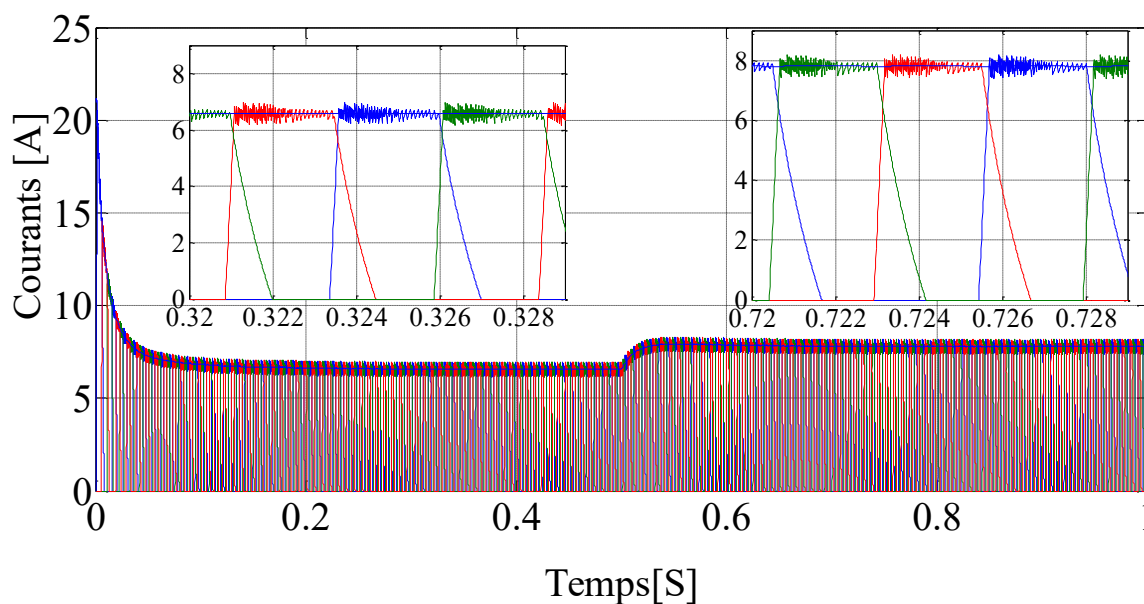


Fig III.20 Courant contrôler par le comparateur d'hystérésis des phases MRV pour l'algorithme PSO.

Nous remarquons qu'il existe des différences dans les réponses de vitesse, mais elles sont stables dans tous les cas. Le courant de phase des paramètres standard était toutefois inférieur au courant de phase des paramètres optimisés car le temps d'application de la tension d'alimentation en fonction des angles de commutation (θ_{on} , θ_{off}) de la mise sous tension, hors tension d'une phase était plus important dans les paramètres standard.

La figure III.21 présente une comparaison graphique entre les paramètres optimaux et standards pour l'ondulation de couple. Ce dernier est diminué après l'application de paramétré optimisé par technique PSO. Ce la le but fondamentale qui est traité dans le moteur à RV. Les

résultats obtenus confirment que l'algorithme intelligent est efficace pour améliorer les performances des ondulations de couple de la machine grâce à des paramètres optimisés.

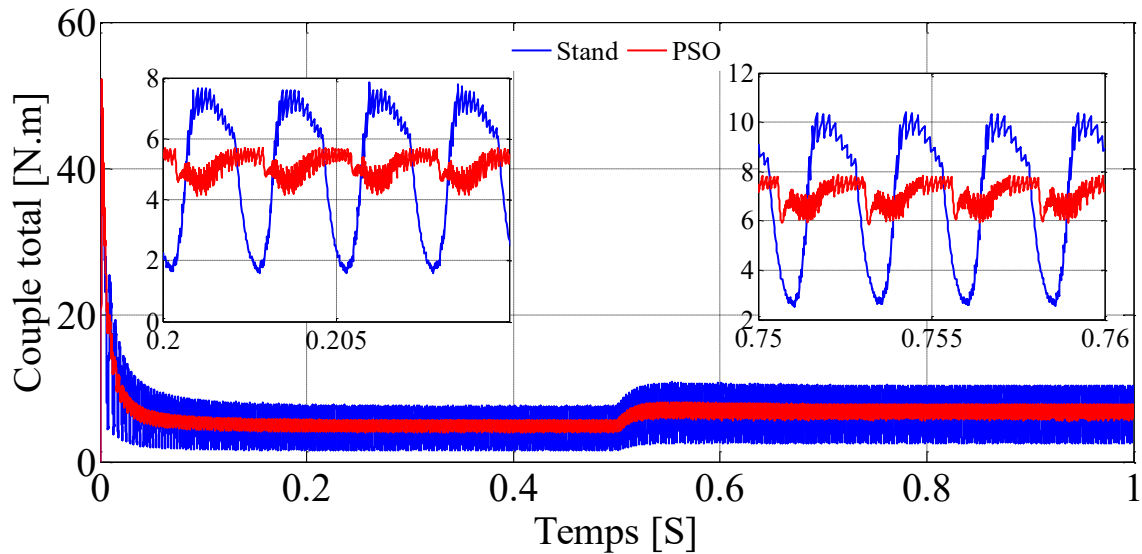


Fig III.21 Comparaison du couple dynamique total donné à partir des paramètres optimaux et standards.

Il y a aussi un autre problème dans notre étude est le nombre de commutation, on considère comme deuxième objectif recherché.

La figure III.22 présente une comparaison graphique entre les paramètres optimaux et standards pour les nombres de commutation. Alors, on trouve que le nombre de commutation par paramètre optimisé mieux que le résultat de paramètre standard.

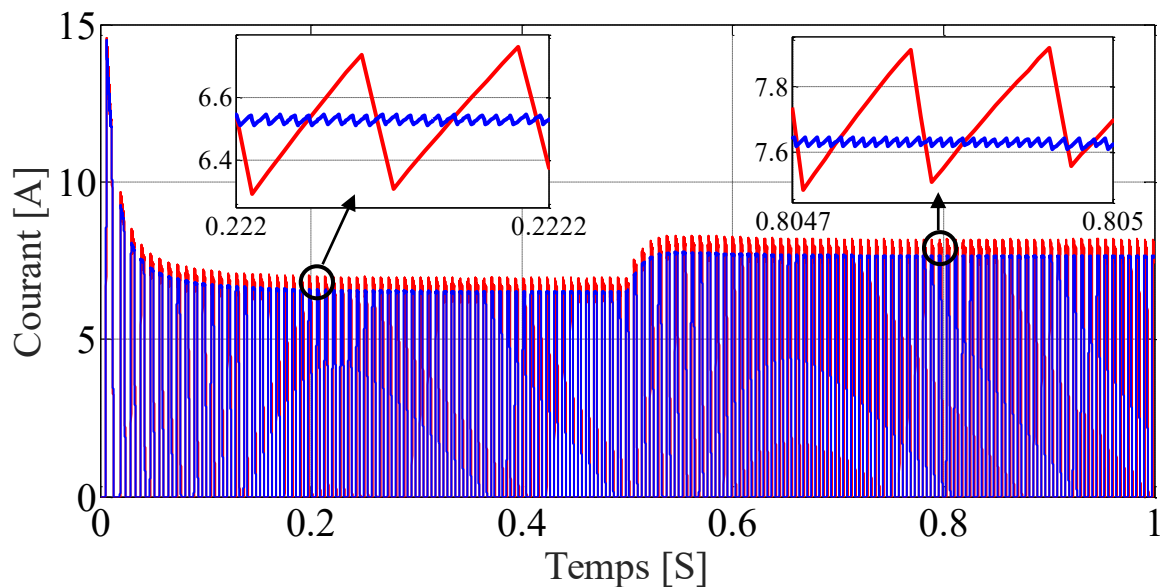


Fig III.22 Comparaison graphique des nombres de commutation avec les paramètres optimaux et standards.

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons optimisé les performances du moteur à RV par adaptation l'intelligence de la nature aux techniques de contrôle conventionnelles. L'algorithme d'optimisation est la technique qui s'est inspiré par le comportement des animaux dans la nature qui associée à l'optimisation.

Dans la première partie, nous avons réalisé les résultats de la simulation avec les paramètres standards. La deuxième partie, nous avons optimisé les paramètres de contrôle en utilisant l'algorithme PSO au modèle linéaire de moteur à RV 12/8 pour la réduction d'ondulation de couple, le nombre de commutation et le contrôle de vitesse. Les résultats des paramètres optimaux ont été présentés après avoir expliqué le plan proposé pour adapter l'algorithme intelligent au système de contrôle. Les valeurs optimales des angles de commutation et de la tension d'alimentation (θ_{on} , θ_{off}) et la bande d'hystérésis ΔH obtenues à partir d'algorithme PSO ont été comparées aux paramètres standards afin de prouver leur validité.

Aussi, on a utilisé la technique l'optimisation multi-objectif par essaim de particules (MOPSO) comme point du départ dans l'élaboration de notre algorithme. Il existe trois fonctions objectives, chaque fonction est donné un objectif, ils sont comme suit :

Le premier objectif basé sur la minimisation des ondulations de couple, le deuxième objectif basé sur la minimisation de nombre de commutation et le troisième objectif basé sur l'erreur statique de la vitesse. Ensuite, nous avons cherché à l'objectif global. Aussi, on a donné des comparaisons entre les résultats standards et optimisés.

Les résultats obtenus, en utilisant l'algorithme intelligent proposé, étaient les meilleurs en termes de réduction d'ondulation de couple et de contrôle de vitesse flexible. La fonction fitness et les paramètres déterminés pour l'optimisation ont joué un rôle important pour atteindre la meilleure performance.

Finalement, il est important de conclure que cette comparaison met en évidence l'efficacité et la compétitivité d' algorithme PSO proposés pour améliorer les performances du moteur à RV en considérant différentes conditions de charge.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

L'objectif de notre mémoire a consisté une contribution aux techniques de commande régissant le modèle dynamique à base d'éléments finis des MRV en utilisant l'optimisation multi-objectif par essaim de particules (MOPSO).

Les machines à réluctance variable sont probablement les machines électriques les plus simples et les plus économiques à fabriquer pour des performances assez élevées, on trouve aujourd'hui de plusieurs applications dans l'industrie, C'est pourquoi on est intéressé à étudier les phénomènes électromagnétiques dans ce type de machine là où nous avons choisi le prototype MRV12/8 pour savoir la majorité des comportements et de leurs effets sur son fonctionnement.

Nous avons également traité dans cette recherche trois étapes qui nous ont permis de nous familiariser avec le type de machine que nous avons étudiée et contrôlée avec amélioration de son couple, commutant et résolvant certains problèmes qu'elle contient est de type MRV12/8.

Notre étude inclut plusieurs directions sont comme suit :

Un premier chapitre a permis d'exposer les classifications des différents types de la machine à réluctance variable, puis on a étudié le comportement de champs magnétique dans cette machine à partir de circuit équivalent afin d'obtenir des équations mathématiques. Ensuite, nous avons abordé types le principe de fonctionnement et conversion d'énergie de système électromagnétique pour comprendre le mécanisme et la condition de fonctionnement de la MRV ainsi que les paramètres d'influence. puis on a parlé à la relation entre l'inductance et la position du rotor, cette dernière est la plus importante de notre étude et qui considérée comme des caractéristiques physiques. Finalement, nous avons noté les avantages et les inconvénients de cette machine.

Au second chapitre, nous avons présenté les différents modèles mathématiques à partir des équations de MAXWELL, où nous avons proposé les différentes techniques de résolutions des équations aux dérivées partielles et expliqué les étapes des modélisations numériques à base de la méthode des éléments finis avec le couplage des équations de circuit électrique, qui est adopté comme outils de modélisation des phénomènes électromagnétiques présents dans la machines à réluctance variable. Enfin, nous avons choisi un prototype réel 12/8 de MRV en montrant la conception du type MRV 12/8, nous avons également appliqué et développé une modélisation basée sur la résolution des équations électriques et magnétiques par la méthode éléments finis à travers de la technique des circuits couplés à l'aide de programmation dans l'outil logiciel FEMM, il s'agissait des résultats de notre étude exhaustive de plusieurs cas qui se présentent comme suit :

-Résultats graphiques de modèle magnétostatique pour les deux positions extrêmes avec le circuit magnétique linéaire.

-Les analyses des caractéristiques du modèle magnétostatique duquel on trouve les réseaux des courbes du flux couplé (θ, i) , d'inductances $L(\theta, i)$, et du couple statique $C(\theta, i)$, pour le cas de circuit magnétique linéaire.

- Résultats du couple dynamique estimé par usage des tables de consultation dans Matlab-Simulink.

Le couple a donné des ondulations très grandes, ce dernier est un inconvénient dans les machines à reluctance variable, où nous avons fait des examens des effets par variation des angles θ_{on} , θ_{off} et de la vitesse au cours du dernier nous avons réussi à réduire les ondulations de couple, par lequel nous voyons qu'il faut sélectionner les angles θ_{on} , θ_{off} optimales pour minimiser les ondulations du couple. Il y aura beaucoup des techniques qui nous permet d'optimiser ce de faut trouver dans cette machine dans le but d'aboutir un meilleur fonctionnement de pour être devenir une efficacité significative dans les applications industrielles.

Dans le dernier chapitre, on a appliqué la stratégie de commande HCC avec la présence de la boucle de régulation de vitesse au modèle demoteur à RV12/8 précédemment développé. La commande HCC a utilisé le comparateur d'hystérésis pour contrôlerle courant électrique en fonction du référence de courant afin d'avoir le couple désiré. Après avoir implémenté cette technique. Les résultats de simulation ontrévéla la sensibilité de choix des paramètres de contrôle sur les performances de la MRV. Ainsi l'effet de la variation des angles de commutation et de la tension d'alimentation sur laperformance de la machine ont été noté.

De ce qui précède, la technique d'algorithme intelligent PSO a étéprésentée et adaptée avec un système de contrôle du moteur à RV pour avoir de meilleuressperformances grâce aux paramètres optimisés par l'algorithme. Les résultats desimulation des paramètres optimisés ont été comparés aux résultats des paramètres standards, après ces aperçus, nous avons validé la robustesse des stratégies utilisés lorsque les réponsesdes suivies de variation de vitesse et de perturbations de charge étaient rapides et l'ondulation de couple et le nombre de commutations de courant ont été minimisés.

En ce qui concerne les perspectives, l' algorithme d'optimisation peuvent être adaptéà d'autres techniques de contrôle de la MRV comme DITC et ITC, afin d'améliorer les performances en termes deminimisation de l'ondulation de couple, le nombre de commutation et l'erreur de vitesse, il peutégalement prendre en compte d'autres critères de performance.

Annexes

A- FEMM (Finite Element Method Magnetics)

FEMM (Finité Elément Method Magnetics) est une suite de programmes pour résoudre les problèmes magnétostatiques et de faibles fréquences en deux dimensions (2D), planaires et axisymétriques. FEMM est divisé en trois parties:

1. Préprocesseur (femme.exe)

C'est un programme de CAO pour la définition de géométrie du problème à résoudre, et Définissant les conditions aux limites. Les fichiers DXF d'Autocad peuvent être importés pour Faciliter des géométries.

2. Solver (fkern.exe)

Le solver prend en compte les fichiers de données décrivant le problème et résout-les équations de Maxwell pour obtenir les valeurs de l'induction magnétique dans domaine de résolution.

3. Post processeur (femmview.exe)

C'est un programme graphique qui affiche les résultants sous forme de champ, de contour et densité. Le programme permet aussi à l'utilisateur d'inspecter le champ aux points arbitraires, et d'évaluer plusieurs différentes intégrales et tracer diverses quantités d'intérêt le long des contours définis par l'utilisateur. Deux programmes supplémentaires sont aussi appelés pour exécuter des tâches spécialisées. Ceux-ci sont:

1. triangle.exe : Triangle découpe la région avec en grand nombre de triangles, c'est une partie vitale du procédé d'éléments finis.

2. femmplot.exe : Ce programme est utilisé pour afficher les diverses solutions en 2D.

B- 1 Paramètres de la MRV

Tableau C.1: Paramètres électriques de la machine à réluctance variable (MRV).

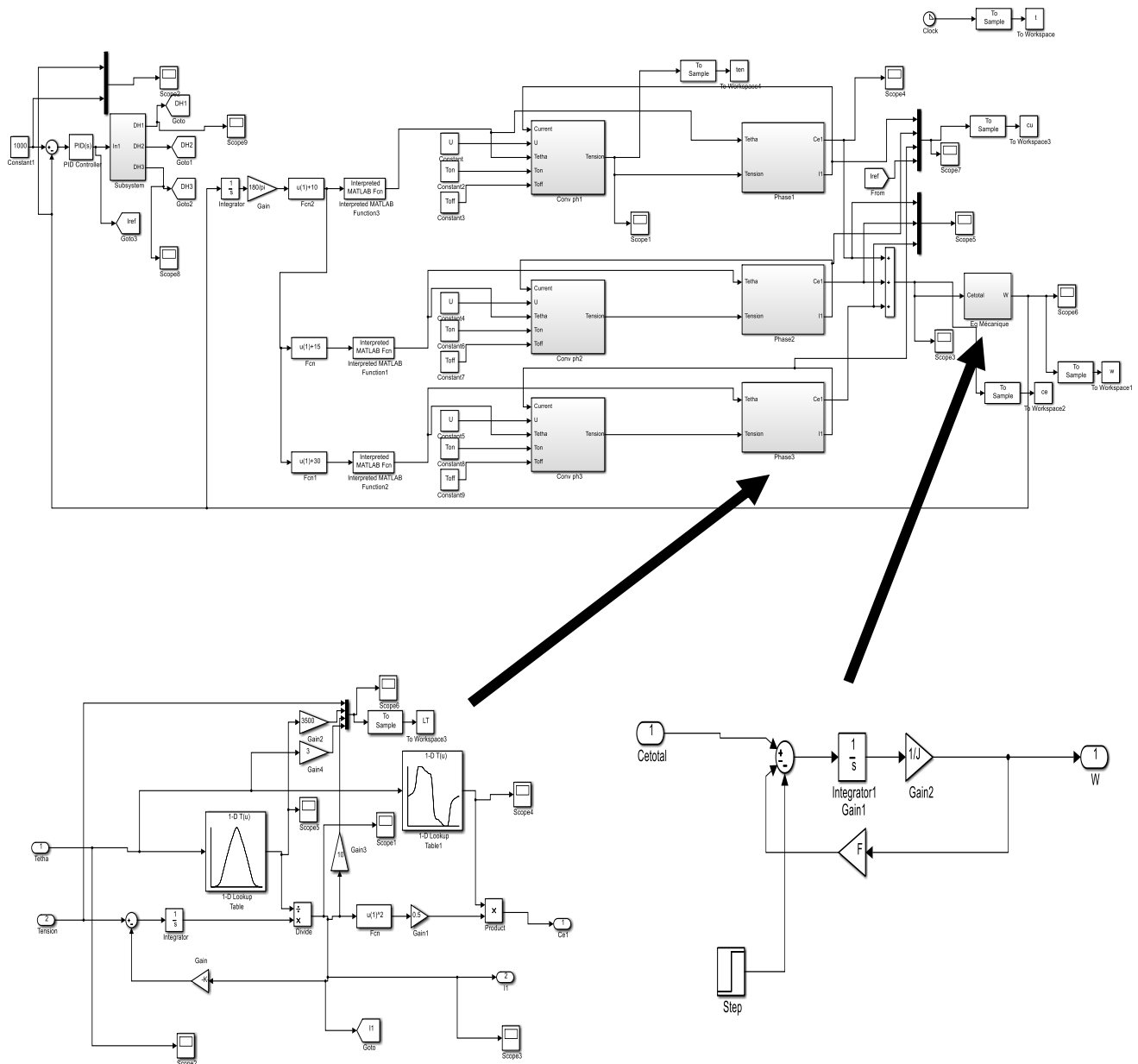
Paramètres électriques	
Vitesse (1000 Tr/min) Puissance (2 kW) Tension Vcc (300 v)	Résistance d'une phase (1 Ω) Courant maximale (16 A)

B.2 Gains du régulateur PI

Les gains du régulateur PI utilisé pour les commandes HCC sont les suivants:

HCC : $k_p= 0.2$ et $k_i= 2.5$;

C-Blocks Simulink/Matlab.



D-Programme de l'algorithme PSO

Dans le troisième chapitre, nous avons utilisé un algorithme d'essai de particules PSO pour optimiser les performances du moteur à RV. Cette technologie a été mise en œuvre grâce au lien entre un programme développé par le langage MATLAB et le système de contrôle sous Simulink. Dans cette annexe, nous présentons un programme d'algorithme d'essai de particules pour découvrir quel mécanisme de liaison a été incorporé.

Bibliographies

[Ass 09] Noureddine Assas, Modélisation et contrôle du couple d'une machine à reluctance variable, thèse de magister de l'université de biskra, 2009.

[Bad 16] Badache Souad, Contribution à la modélisation thermique d'une machine à reluctance variable à double saillance (MRV6/4) par éléments finis en 2D et 3D, thèse de doctorat de l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2016

[Ben 06] M.R.Benhadria, K.Kendouci, B.Mazari, Torque Ripple Minimization of Switched Reluctance Motor Using Hysteresis Current Control, IEEE ISIE 2006, July 9-12, 2006, Montreal, Quebec, Canada, 2006.

[Ben 16] Bentalha youcef, Hellou zana, modélisation et simulation du modèle non linéaire d'un moteur a reluctance variable'', Master2 de l'Université Abou bekr belkaid, 2016.

[Bou 15] Boufatah fawzi Merini Seddam Hocine, Commande numérique d'une machine à réluctance variable à double denture, Projet de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique de l' école Nationale Polytechnique d' alger, 2015.

[Cha 10] Mohamed. Chakir, Conception et optimisation de la performance d'une génératrice à reluctance variable, Mémoire présenté à la Faculté des études supérieures de l'Université laval Québec, 2010.

[Dad 06] Dadi Rachida, '' étude et simulation du modèle non linéaire d'un moteur a réluctance variable a double saillance'', mémoire de thèse de magister, faculté de génie électrique, département d'électrotechnique, université des sciences et de la technologie d'Oran 2006.

[Dal 06] F. Dalddaban, N Ustkoyuncu, and K. Guney, "Phase inductance estimation for switched reluctance motor usign adaptive neural fuzzy inference system," Energy Conversion Management, vol. 47, pp. 485-493, 2006.

[Dan 11] Dan Ilea, Conception optimale des moteurs à réluctance variable à commutation électronique pour la traction des véhicules électriques légers, thèse de doctorat de Université Lille Nord-de-France,2011.

[Din 08] W. Ding and Deliang Liang, "Modeling of a 6/4 switched reluctance motor using adaptive neural fuzzy inference system," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 44, no. 7, pp. 1796-1804, Juliet 2008.

[Emm 95] Emmaneul.H. "Etude modélisation et mesure des pertes magnétique dans les moteurs à reluctance variable à double saillance" thèse de doctorat, université Parise, décembre1995.

[Gua 11] Guangjin 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, THESE DE DOCTORAT

[GUE 05] Abd-erazek Guettaf, Contribution à la conception de la machine à réluctance variable en vue de sa commande, Thèse de Magister de l'Université de biskra, 2005.

[Gue 12] Guerroudj Cherif, “étude et conception d’une machine à aimants permanents à double saillance (dspm) pour des applications à basse vitesse de rotation”, mémoire de magister de l’université a. mira-Bejaia, 2012.

[HAB 08] HABANI Nassima, Commande Optimale appliquée à un Entraînement à base du Moteur Synchrone à Réductance Variable”, mémoire de magister de l’université de tizi-ouzou, 2008.

[Ile 11] Dan Ilea. Conception optimale des moteurs à réductance variable à commutation électronique pour la traction des véhicules électriques légers. Autre. Ecole Central de Lille, Français. ffNNT : 2011ECLI0025ff. fftel-007941002011.

[Kad 05] Kadar Fatiha, “ Analyse des bruits et des vibrations dans le moteur à réductance variable à double saillance”, mémoire de thèse de magister, faculté de génie électrique, département d’électronique, université des sciences et de la technologie d’Oran 2005.

[kad 15] naouel. kada belkhitri ,contribution à la modélisation par la méthode de réseaux de réductance (mrr) d’une machine à réductance variable. thèse doctorat de l’Université de d’oran, 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.

[Lab 14] C. Labiod, “ Modélisation des phénomènes électromagnétiques dans une machine à réductance variable,” Thèse de Magister de l’Université de Biskra, 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 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 18] Chouaib. Labiod, Contribution à la modélisation dynamique à base d’éléments finis, au contrôle et à l’optimisation des machines réductance variable. Thèse de doctorat de l’Université de biskra, 2018.

[Lab_1 14] C. Labiod, “ Modélisation des phénomènes électromagnétiques dans une machine à réductance variable,” Thèse de Magister de l’Université de Biskra, 2014.

[Lab_1 17] C. Labiod, M. Bahri, K. Srairi, B. Mahdad, M. T. Benchouia, M. E. H. Benbouzid, “Static and dynamic analysis of non-linear magnetic characteristics in switched reluctance

motors based on circuit-coupled time stepping finite element method,” *Int J Syst Assur Eng Manag* Vol. 8, No. Suppl.1, pp. 47-55, 2017.

[Lab_1 17] C. Labiod, M. Bahri, K. Srairi, B. Mahdad, M. T. Benchouia, M. E. H. Benbouzid, “Static and dynamic analysis of non-linear magnetic characteristics in switched reluctance motors based on circuit-coupled time stepping finite element method,” *Int J Syst Assur Eng Manag* Vol. 8, No. Suppl.1, pp. 47-55, 2017.

[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_2 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 InElectrical And Electronic Engineering (AEEE)*, Vol. 15, No. 1, pp. 1-1, 2017.

[Lab_3 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.

[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.

[Lu 03] W.Z. Lu, A. Keyhani, and A. Fardoun, "Neural network-based modeling and parameter identification of switched reluctance motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18,no. 2, pp. 284-290, Juin 2003.

[Mes 02] E. Mese and D.A. Torrey, "An approach for sensorless position estimation for switched reluctance motors using artificial neural networks," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.17, no. 1, pp. 66-75, Janvier 2002.

[Mil 89] T. J. E. Miller, *Brushless Permanent magnet and Reluctance Motor Drives ; ch7 :”Switched Reluctance Drives”*. Clarendon Press Oxford : UK, monographs in electrical and electronic engineering ed., 1989.

[Mou 08] Sihem. Mouellef, *Contribution A L’étude D’une Machine à Reluctance Variable : Conception, Modélisation & Simulation D’une MRVDS 6-4*. Thèse de magister de l’Université de constantine, 2008.

[Mou 15] Mouellef Sihem, Bentounsi Amar, Benalla Hocine, *Optimal Design of Switched Reluctance Motor Using PSO Based FEM-EMC Modeling*, *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, Vol. 5, No. 5, October 2015, pp. 887~895, Mentouri University of Constantine 1, Algeria 2015.

[Mul 10] Bernard Multon, *Conception et alimentation électronique des machines à réluctance variable à double saillance*,

- [Mul 93] Bernard.Multon, Principe et éléments de dimensionnement des machines réductance variable à double saillance autopilotées, Journées de la section électrotechnique du club EEA 1993, Mar 1993, BELFORT, France. 19p., 1993. <hal-00673951>
- [Mul 95] Bernard. Multon, "historique des machines électromagnétiques et plus les machines à réductance variable", LESIR (URA CNRSD1375), Ecole normal supérieur de Cachan, revue 3 E, n°3, pp3-8, Juin1995.
- [Mus 88] D. Mushamalirwa, N. Germy, J. C. Steffens, "A 2-D finite element mesh generator for thermal analysis of underground power cables, " IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 3, No. 1, pp. 62-68, January 1988.
- [Nam 15] Mohammad Masoud Namazi, Mojtaba Mansouri Borujeni, Amir Rashidi, Sayed Morteza Saghaeian Nejadland Jin-Woo Ahn, Torque Ripple Reduction of Switched Reluctance Motor Drive with Adaptive Sliding mode Control and Particle Swarm Optimization, IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM) July 7-11, 2015. Busan, Korea, 2015.
- [Pie 05] Pierre Mayé, "Moteurs électrique industriels", dunod, paris, 2005.
- [Reb 16] REBAHI Fares, Etude de l'Influence des Paramètres Géométriques et de Contrôle sur les Performances des MRV Cylindriques, thèse de doctora de l'université des Frères MENTOURI CONSTANTINE, 2016.
- [Red 10] Rebbah Redjem, Modélisation et Optimisation d'une Structure de Machine à Réductance Variable Dédiee aux Energies Renouvelables, thèse de doctorat de l'Université de constantine, 2010.
- [Sab 88] J.C Sabonnadiere, J.L Coulomb, « calcul des champs électromagnétiques » *techniques de l'ingénieur*, traité génie électrique, vol. D1, noD3020, pp. D3020.1-D3020.20 1988.
- [Soa 01] F Soares and P.J Costa Branco, "Simulation of a 6/4 switched reluctance motor based on Matlab/Simulink environment," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 37, no. 3, pp. 989-1009, Juliet 2001.
- [Soa 01] F. Soares, p. j. Costa branco, Simulation of a 6/4 Switched Reluctance Motor Based on Matlab/Simulink Environment, IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS VOL. 37, NO. 3 JULY 2001 .
- [Sri 03] K. N. Srinivas, "Analysis and characterization of switched reluctance motors," Ph.D. thesis, School of Electrical and Electronics Engineering ANNA University Chennai-600 025, 2003.
- [Yan 02] Yann Collette and Patrick Siarry, Optimisation multiobjectif. Paris, France: Eyrolles, 2002.
- [Yua 00] Yuan G, "Speed control of switched reluctance motors", Master of philosophy thesis in electric engineering, the Hong university of science and technology, august 2000.

[Zer 19] Zermani yacine - Hamidani rachid - Baci sadam yacine, Optimisation des performances du moteur à réluctance variable (MRV) par l'algorithme FFA (Firefly Algorithme), MASTER 2, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 2019

[Zhu 07] By Z. Q. Zhu, Senior Member IEEE, and David Howe, Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles, Proceedings of the IEEE | Vol. 95, No. 4, April 2007.