

**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**

Optimisation des performances du moteur à réluctance variable (MRV) par l'algorithme FFA (firefly algorithm)

Encadré par:

Dr labiod chouaib

Présenté par :

- Hamidani rachid
- Zermani yacine
- Baci saddam hocine

**2018/2019**

## **Remerciements**

A dieu, le tout puissant, nous rendons grâce pour nous avoir donné santé, patience, volonté et surtout raison.

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 lakhder d'eloued pour avoir accepté de juger ce travail.

Enfin, nous remercions tous ceux que nous accompagnés ou que nous ait croisés durant ces années, tous ceux qui nous en soutenu, encouragé et donné l'envie de mener à terme ce travail.



# Tables des Matières

Remerciements

Résumé

Liste des Figures

Liste des Tableaux

Liste des Symboles

Introduction Générale.....1

## CHAPITRE I :

### Généralités sur les machines à reluctance variable

1.1 Introduction.....	3
I.2 Différentes topologies de la MRV.....	5
I.2.1 MRV à double saillance (Pures).....	5
I.2.2 MRV vernier.....	6
I.2.3 MRV hybrides.....	7
I.3 Principe de fonctionnement d'une MRV.....	9
I.4. Conversion d'énergie et calcul de couple.....	11
I.5 Circuit équivalent.....	14
I.6 Relation entre l'inductance et la position du rotor.....	16
I.7 Angles de commutation.....	18
I.8 Convertisseur statique pour la MRV.....	20
I.9 Principaux Avantages et inconvénients d'une MRV.....	22
I.10 Applications de la MRV.....	24
I.11 Conclusion .....	24

## CHAPITRE II :

### La modélisation et la commande de la MRV

II.1 Introduction.....	26
II.2 Les différentes méthodes de modélisation de la MRV.....	27
II.2.1 Les méthodes analytiques.....	27
II.2.2 Les méthodes d'interpolation.....	27
II.2.3 Les méthodes à base de circuit magnétique équivalent.....	27
II.2.4 Les méthodes des éléments finis .....	28
II.3 modélisation par équations différentielles de champs électromagnétique résolues par la méthode numérique des éléments finis MEF.....	28
II.3.1 Equations générales de MAXWELL.....	28
II.3.2 les modèles électromagnétique.....	30
II.3.2.1 Modèle magnéto taque.....	30
II.3.2.1.1 Modèle magnétostatique scalaire.....	30
II.3.2.1.2 Modèle magnétostatique vectorielle.....	31
II.3.2.2 Modèle magnétodynamique.....	31
II.3.3 Résolution numérique par la méthode des éléments finis.....	34
II.3.3.1Methode des éléments finis.....	34
II.4 Modalisation électromagnétique de la MRV.....	35
II.4.1 les lignes de flux pour les deux positions extrêmes.....	37
II.4.2 Répartition du vecteur et densité d'induction pour les deux positions extrêmes.....	38
II.5 Analyse des caractéristiques électromagnétiques.....	39
II.5.1 Modele linéaire .....	39

II.5.1.1	Caractéristiques de flux.....	39
II.5.1.2	Caractéristiques magnétique de l'inductance.....	40
II.5.1.3	Caractéristiques du couple.....	40
II.6.	Estimation du couple dynamique.....	41
II.6.1	Influences des angles de commutation sur le couple .....	43
II.7	Modèle de simulation.....	45
II.7.1	Partie électromagnétique .....	45
II.7.2	Partie mécaniques .....	46
II.8	Stratégies de commande de la MRV.....	46
II. 8.1	Contrôle de courant par hystérésis (HCC).....	47
II. 8.2	Stratégies de commutation.....	48
II.9.	Control de vitesse avec la commande HCC.....	50
II.10	Résultats de la simulation.....	51
II.11	Conclusion .....	55

## CHAPITRE III : Algorithmes d'optimisations.

III.1	Introduction.....	57
III.2	Algorithmes d'optimisation.....	57
III. 2.1	Définition.....	57
III.2.2	Types de problème.....	58
III. 2.2.1	control optimal.....	58
III.2.2.2	Design optimal.....	58
III. 2.2.3	Estimation de paramètres de problème inverse .....	58
III.2.3	Paramètres d'un algorithme d'optimisation.....	58
III.2.3.1	Approximation Initiale .....	58
III. 2.3.2	Nombre d'itérations.....	59
III.2.3.3	Vitesse de convergence.....	59
III.2.3.4	Critère d'arrêt.....	59
III.3.	Déférentes type d'optimisation.....	59
III.3 .1	optimisation par essais de particules (PSO).....	59
III.3 .2	Gauss-Newton .....	60
III.3.3	Algorithmes génétiques.....	60
III.3.3.1	Codage .....	61
III.3.3.2	Sélection.....	61
III.3.3.3	Croisement.....	62
III.3.3.4.	Mutation.....	62
III.3.3.5.	Elitisme.....	62
III.3.4	Algorithmes de luciole FFA.....	63
III.3.4.1	Inspiration .....	63
III.3.4.2	Principe de fonctionnement.....	63
III.3.4.3	Génération de la population initiale.....	64
III.3.4.4	Fonction d'évaluation.....	65
III.3.4.5	Classement.....	66
III.3.4.6	Déplacement et mise à jour .....	66
III.3.4.7	Critère d'arrêt.....	67



III.3.4.8 Paramètres .....	67
III.4 Conclusion.....	68

## CHAPITRE IV :

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

IV.1 Introduction .....	69
IV.2 Adaptation des techniques d'optimisation avec les techniques de contrôle MRV.....	69
IV.2.1 Modèle basé sur l'algorithme FFA.....	70
IV.2.2 Fonction objectif.....	73
IV.3 Résultats de simulation et discussion.....	74
IV.4 Conclusion .....	84
<b>Conclusion Générale .....</b>	<b>85</b>
<b>Annexes.....</b>	<b>87</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>92</b>

## Résumé

Ce travail a pour objectif de montrer l'impact des algorithmes d'optimisations en particuliers FFA « firefly algorithm » l'algorithme de luciole en français qui est une métaheuristique récente inspirée du comportement social des lucioles dans la nature sur les performances d'une machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS) commandée en courant par hystérésis ou en tension. Des simulations réalisées avec le logiciel Matlab montrent qu'en associant algorithmes d'optimisations et la commande de la MRV nous arrivons à trouver les angles  $\theta_{on}$ ,  $\theta_{off}$  optimales de la croissance et de décroissance du courant d'alimentation de la machine ce qui permet de minimiser les ondulation de couple.

Mots clés: Machine à Reluctance Variable MRV. Algorithmes d'optimisations, Algorithme de luciole (Firefly algorithm).

## ملخص

يهدف هذا العمل إلى إظهار تأثير خوارزميات التحسين ، ولا سيما خوارزمية الحشرة المضيئة ، وهي عبارة عن خوارزمية التحسين المثلي حديثة مستوحاة من السلوك الاجتماعي للبراعات في الطبيعة على أداء الآلة ذات الممانعة المغناطيسية المتغيرة (MRV) بالاعتماد على نموذج ساكن للخصائص الكهرومغناطيسية محدد من طرف تطبيق البرنامج Femm باستعمال طريقة العناصر المنتهية MEF بالتأثير على فعاليات الآلة (MRVDS) مثل تموج عزم الدوران وجواب السرعة الآلة المتحكم فيها بالتيار الكهربائي HCC مع وجود حلقة التحكم في السرعة . المحاكاة الذي يتم إجراؤها بواسطة برنامج Matlab ، يوضح أنه من خلال الجمع بين خوارزميات التحسين والتحكم في MRV ، نصل إلى إيجاد الزوايا المثلى  $\theta_{on}$ ،  $\theta_{off}$  لنمو وانحسار تيار التغذية للآلة والذي يسمح بتقليل تموجات عزم الدوران.

الكلمات الرئيسية: آلة تردد متغير MRV. خوارزميات التحسينات ، خوارزمية Firefly (خوارزمية HCC،MEF،(Firefly

## Abstract

This work aims to show the impact of optimization algorithms in particular FFA "firefly algorithm" firefly algorithm in French which is a recent metaheuristic inspired by the social behavior of fireflies in nature on the performance of a machine double-sided variable reluctance (MRVDS) controlled by hysteresis current or voltage. Simulations carried out with the Matlab software show that by combining optimization algorithms and the control of the MRV we arrive at finding the optimal

angles  $\theta_{on}$ ,  $\theta_{off}$  of the growth and decay of the feed current of the machine which allows to minimize the torque ripple

Key words: MRV Variable Reluctance Machine. Algorithms of optimizations, Firefly Algorithm.



<b>Liste des Figures</b>	
<b>CHAPITRE I</b>	
<b>Figure I.1</b> : Actionneur électromagnétique de Joseph HENRY, 1831.....	3
<b>Figure I.2</b> : Moteur élémentaire de Gustave FROMENT (1845).....	4
<b>Figure I.3</b> : . MRV à double saillance pures.....	5
<b>Figure I.4</b> : Structures magnétiques de machines à réluctance à double saillance.....	6
<b>Figure I.5</b> : MRV à pôles statoriques dentés .....	7
<b>Figure I.6</b> : MRV Vernier "à petites dents" à stator.....	7
<b>Figure I.7</b> : Utilisation des aimants dans les machines à double saillance.....	7
<b>Figure I.8</b> : MRV à plots à aimants.....	8
<b>Figure I.9</b> : MRV hybride à effet vernier.....	8
<b>Figure I.10</b> : structure monophasé d'une MRV.....	9
<b>Figure I.11</b> : Structure élémentaire d'une MRV monophasée.....	9
<b>Figure I.12</b> : Position de conjonction.....	10
<b>Figure I.13</b> : Position d'opposition.....	10
<b>Figure I.14</b> : . Energie ( $W_{\text{élémentaire}}$ ) énergie ( $W_{\text{monophasé}}$ ) circuit magnétique saturable.....	12
<b>Figure I.15</b> Caractéristiques de flux et de couple à ampères-tours constants d'une machine à réluctance saturée:.....	14
<b>Figure I.16</b> : . Modèle électrique d'une phase de MRV.....	14
<b>Figure I.17</b> : La forme idéalisée de l'inductance (linéarisé par parties) en fonction de la position du rotor.....	16
<b>Figure I.18</b> : L'angle de recouvrement des dents statorique et rotorique correspond à l'angle de production du couple.....	17
<b>Figure I.19</b> : Régions des angles de commutation.....	19
<b>Figure I.20</b> : Alimentation en demi-pont asymétrique(1 phases) .....	20
<b>Figure I.21</b> : Alimentation en demi-pont asymétrique (4 phases).....	21
<b>Figure I.22</b> : l'alimentation avec moteur à enroulements bifilaires (trois phases).....	21
<b>Figure I.23</b> : onduleur de MILLER triphasé.....	22
<b>CHAPITRE II</b>	
<b>Figure II.1</b> : La géométrie et la définition des paramètres dimensionnels du prototype.....	35
<b>Figure II.2</b> : courbe d'aimantation du M19, $B=f(H)$ .....	37
<b>Figure II.3</b> : Distribution des lignes de flux pour les deux positions extrêmes.....	37
<b>Figure II.4</b> : Ban Répartition de la densité de flux pour les deux positions extrêmes de de roulement.....	38
<b>Figure II.5</b> : Les directions des vecteurs d'induction pour les deux positions extrêmes.....	38
<b>Figure II.6</b> : Caractéristique de flux en fonction de l'angle $\theta$ pour différentes valeurs du courant.....	39
<b>Figure II.7</b> : courbes de l'inductance en fonction de $\theta$ pour différents niveaux du courant.....	40
<b>Figure II.8</b> : Réseau de courbes de couple statique en fonction de la position du rotor pour différentes niveaux du courant .....	41
<b>Figure II.9</b> : Diagramme de simulation pour estimer le couple instantané (modèle linéaire)... ..	42
<b>Figure II.10</b> Courant généré par chaque phase pour $\theta_{on} = 3^\circ$ et $\theta_{off} = 15^\circ$ .....	42
<b>Figure II.11</b> Couple généré par chaque phase et le couple total pour $\theta_{on} = 3^\circ$ et $\theta_{off} = 15^\circ$ .....	43
<b>Figure II.12</b> Couple généré par chaque phase et Couple total le pour $\theta_{on} = 3^\circ$ et $\theta_{off} = 20^\circ$ .....	43



<b>Figure II.13</b> Couple généré par chaque phase et le Couple total pour $\theta_{on} = 5^\circ$ et $\theta_{off} = 23^\circ$ .....	44
<b>Figure II.14</b> Couple généré par chaque phase et le Couple total pour $\theta_{on} = 8^\circ$ et $\theta_{off} = 20^\circ$ .....	44
<b>Figure II.15</b> Comparaison du couple total pour différents angles de commutation ( $\theta_{on}$ et $\theta_{off}$ ).....	44
<b>Figure II.16</b> Effet de tension électrique sur le couple.....	45
<b>Figure II.17:</b> Modèle dynamique de la MRV 8/6 à 4 phases.....;	46
<b>Figure II.18:</b> Les états possibles de la tension d'alimentation pour une phase de la MRV par un pont en H asymétrique.....	47
<b>Figure II.19</b> Contrôle par hystérésis en utilisant une commutation (dure, souple, hybride).....	49
<b>Figure II.20</b> Comparateur à hystérésis de courant électrique.....	49
<b>Figure II.21:</b> Commande par HCC avec la boucle de régulation de vitesse.....	51
<b>Figure II.22-a</b> Courant électrique pour les quatre phases avec l'angle de commutation $\theta_{off} = 25^\circ$ .....	52
<b>Figure II.22-b</b> Courant électrique pour les quatre phases avec l'angle de commutation $\theta_{off} = 25^\circ$ .....	52
<b>Figure II.23</b> Tension d'alimentation pour les quatre phases avec l'angle de commutation $\theta_{off} = 25^\circ$ .....	52
<b>Figure II.24 :</b> Résultats du couple électromagnétique et les réponses de vitesse avec l'angle de commutation $\theta_{off} = 25^\circ$ .....	53
<b>Figure II.25</b> Courant électrique pour différents angles de commutation $\theta_{off} = (15^\circ, 18^\circ, 20^\circ, 23^\circ)$ .....	54
<b>Figure II.26</b> Couple instantané pour différents angles de commutation $\theta_{off} = (15^\circ, 18^\circ, 20^\circ, 23^\circ)$ .....	54
<b>CHAPITRE III</b>	
<b>Figure III.1:</b> Les lucioles naturelles.....	63
<b>Figure III.2:</b> Organigramme de l'algorithme FFA.....	64
<b>Figure III.3:</b> types de fonction d'évaluation.....	66
<b>CHAPITRE IV</b>	
<b>Figure IV.1</b> Système de contrôle du moteur en s'adaptant à l'algorithme intelligent.....	70
<b>Figure IV.2:</b> Organigramme de base de FFA adapté au système de contrôle MRV.....	72
<b>Figure IV.3:</b> Couple total en utilisant les paramètres standards avec $\omega_{ref} = 1000tr/min$ .....	74
<b>Figure IV.4:</b> la réponse de vitesse en utilisant les paramètres standards avec $\omega_{ref} = 1000tr/min$ .....	75
<b>Figure IV.5</b> Courant contrôler par hystérésis des phases MRV en utilisant les paramètres standards avec $\omega_{ref} = 1000tr/min$ .....	75
<b>Figure IV.6:</b> Couple total en utilisant les paramètres standards avec $\omega_{ref} = 1500tr/min$ .....	76



<b>Figure IV.7:</b> la réponse de vitesse en utilisant les paramètres standards avec $\omega_{ref} = 1500$ tr/min.....	76
<b>Figure IV.8:</b> Courant contrôlé par hystérésis des phases MRV avec les paramètres standards et pour $\omega_{ref} = 1500$ tr/min .....	77
<b>Figure IV.9:</b> Courbes de convergence de la fonction objective de l'algorithme de luciole pour $Cr=2, 5$ et $10Nm$ avec $\omega_{ref} = 1000$ tr/min.....	78
<b>Figure IV.10:</b> Courbes de convergence de la fonction objective de l'algorithme de luciole avec $Cr=2, 5$ et $10Nm$ et avec $\omega_{ref} = 1500$ tr/min.....	78
<b>Figure IV.11:</b> Couple dynamique total et basée les paramètres optimaux donnés par l'algorithme firefly avec $\omega_{ref} = 1000$ tr/min.....	79
<b>Figure IV.12:</b> la réponse de vitesse basée sur les paramètres optimaux donnés par l'algorithme firefly avec $\omega_{ref} = 1000$ tr/min.....	80
<b>Figure IV.13:</b> Courant contrôlé par d'hystérésis des phases MRV avec les paramètres optimaux de l'algorithme firefly avec $\omega_{ref} = 1000$ tr/min.....	80
<b>Figure IV.14:</b> Couple dynamique total et basée les paramètres optimaux donnés par l'algorithme FFA avec $\omega_{ref} = 1500$ tr/min.....	81
<b>Figure IV.15:</b> la réponse de vitesse basée sur les paramètres optimaux donnés par l'algorithme FFA avec $\omega_{ref} = 1500$ tr/m.....	81
<b>Figure IV.16:</b> Courant contrôlé par d'hystérésis des phases MRV avec les paramètres optimaux de l'algorithme firefly avec $\omega_{ref} = 1500$ tr/min.....	81
<b>Figure IV.17 :</b> Comparaison du couple dynamique total donné à partir des paramètres optimaux et standards pour $\omega_{ref} = 1000$ tr/min.....	82
<b>Figure IV.18 :</b> Comparaison du couple dynamique total donné à partir des paramètres optimaux et standards pour $\omega_{ref} = 1500$ tr/min.....	83



## Liste des tableaux

### CHAPITRE II

<b>Tableau II.1</b> Principales dimensions du prototype.....	36
<b>Tableau II.2:</b> Stratégie de commutation en fonction de la position du rotor .....	50

### CHAPITRE IV

<b>Tableau IV.1</b> : Solution optimale en utilisant l'algorithme FFA pour différentes charges et pour deux vitesses de référence.....	79
--	----



## Liste des Symboles.

- F. m. m : Force magnétomotrice.  
 $n_i$  : les ampères-tours .  
 $\varphi$  ; Le flux magnétique traversant le circuit magnétique.  
 $\Phi$  : le flux total embrassé par toutes les spires du bobinage de la phase.  
 $\mathcal{R}$  : Réductance magnétique.  
 $L$  ;  $l$  ; l'inductance  
 $\mathcal{P}$  : La perméance  
 $\beta_s$  : Arc polaire statorique  
 $\beta_r$  : Arc polaire rotorique  
 $N_s$  : Nombre de dents au niveau de l'armature statorique  
 $N_r$  : 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  
 $\theta_s$  le pas angulaire statorique  
 $\theta_r$  le pas angulaire rotorique  
 $\theta_e$  Position électrique du rotor par rapport au stator  
 $\theta$  : la position du rotor.  
 $\theta_m$  : Position mécanique du rotor par rapport au stator.  
 $W_{em}$  : Energie magnétique  
 $W'_{cm}$  : Coénergie  
 $R$  ; Resistance statorique  
 $V_{cc}$  : La tension d'une phase  
 $\omega$  : La vitesse de rotation.  
 $\theta_{on}$  Angle d'allumage  
 $\theta_{off}$  Angle d'extinction  
 $C_{ej}$  : Couple électromagnétique générer par chaque phase.  
 $C_{e}$  : Couple électromagnétique total.  
 $I_c$  : est le courant nécessaire pour équilibrer le couple de charge  
 $k$  : facteur de saturation .  
 $\vec{v}$  : Vecteur vitesse des pièces conductrices susceptible de se déplacer [m/s]  
 $\sigma$  : Conductivité électrique [s/m]  
 $\vec{j}_x$  : Densité du courant d'excitation (les enroulements d'alimentation)[A/m<sup>2</sup>].  
 $\vec{j}_E$  : Densité des courants induits du champ électrique E [A/m<sup>2</sup>].  
 $\vec{j}_v$  : Densité des courants induits par mouvement [A/m<sup>2</sup>].  
 $\vec{E}$  : Vecteur champ électrique [v/m].  
 $\vec{B}$  : Vecteur induction magnétique [T].  
 $\vec{H}$  : Vecteur Champ magnétique [A/m].  
 $\vec{D}$  : Vecteur induction électrique (vecteur déplacement électrique [C/m<sup>2</sup>].  
 $\rho$  : Densité volumique de charge électrique [C/m<sup>3</sup>]  
 $\vec{J}_c$  : Vecteur densité du courant électrique de conduction [A/m<sup>2</sup>]  
 $\epsilon$  : Permittivité électrique [F/m].  
 $\mu$  : Perméabilité magnétique [H/m].  
 $\nu$  : Réductivité magnétique [m/H].

## INTRODUCTION GÉNÉRALE.

La machine à réluctance variable présente bien des intérêts tant par sa simple structure passive que par sa large plage de vitesse de fonctionnement. Néanmoins, elle présente aussi des inconvénients; les principaux inconvénients de cette machine sont la complexité relative de la commande et l'ondulation du couple provoquant un bruit important. Généralement, l'amplitude de ces ondulations est réduite par des techniques géométriques telles que l'augmentation du nombre de dents statoriques et rotoriques, ou l'augmentation de la surface des dents ...etc.

Ainsi que par des techniques de contrôle pour avoir un couple et une vitesse désirable. Une autre approche pour la réduction des ondulations du couple est l'optimisation de la stratégie de commande pour profiter le plus possible des zones de production du couple et pour diminuer le couple parasite. Cette optimisation des instants de commutation des phases doit s'appuyer sur une très bonne analyse de la topologie employée, obtenue depuis l'étape de modélisation [Mu94][fa99][Pa16][La17-18][Da11].

Dans cette approche, ce travail de mémoire apporte une petite contribution en montrant l'impact des algorithmes d'optimisations en particulier FFA « firefly algorithm » ou l'algorithme de luciole en français qui est une métaheuristique récente inspirée du comportement social des lucioles dans la nature sur les performances d'une machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS) associée avec une stratégie de commande, dans notre cas il s'agit d'un contrôle de courant par hystérésis.

Ce mémoire s'articule autour des chapitres suivants : Dans le chapitre 1, la MRV est présentée, ainsi que les différentes topologies de MRV existantes sont rappelées, leur principe de fonctionnement est détaillé par la suite. En considérant que les couplages magnétiques entre phases sont négligeables le modèle mathématique d'une MRV est alors déduit. En outre, les convertisseurs statiques qui peuvent être utilisés pour l'alimentation de ce genre de machine sont évoqués. Nous avons conclu ce chapitre par un exposé des principaux avantages et principaux inconvénients des MRV, ainsi que leur domaine d'application ce qui conditionnera le choix d'une structure d'étude.

Dans le deuxième chapitre le logiciel Femm est utilisé pour analyser en mode magnétostatique le fonctionnement de MRVDS 8/6. Ce mode permet de déterminer Les caractéristiques électromagnétiques statiques de la machine, c'est à dire le flux  $\phi(\theta, i)$ , l'inductance  $L(\theta, i)$  et le couple statique  $C(\theta, i)$ . L'analyse est réalisée, en faisant varier le niveau du courant d'excitation (d'Ampère tours) ainsi que la position du rotor entre deux

position clés de la machine (de la position d'alignement jusqu'à la position de non-alignement). Dans un deuxième temps, dans le but de simuler et de commander une machine à reluctance variable à double saillance, après avoir déterminé les caractéristiques électromagnétiques de la machine. Ces résultats seront utilisés avec les équations électriques et l'équation mécanique de la MRV pour élaborer un modèle simplifié dynamique de simulation.

Le troisième chapitre, détaille un ensemble de notions qui seront utiles pour comprendre les algorithmes d'optimisation, définir de manière mathématique, le problème d'optimisation auquel nous sommes confronté. Pour cela, nous définirons les variables, les contraintes et le(s) objectif(s) d'optimisation. Nous détaillerons ensuite l'algorithme d'optimisation FFA que nous proposons de mettre en place dans le chapitre suivant.

Enfin Le quatrième chapitre présente une contribution à l'optimisation des techniques de contrôle de courant par hystérésis (HCC) pour un modèle linéaire de la MRV 8/6 en se basant sur les caractéristiques déterminées précédemment par la MEF.

Les algorithmes d'optimisation permet une réduction de l'ondulation du couple avec le contrôle de la vitesse du moteur à RV en déterminant les paramètres optimaux c'est à dire les angles de commutation de la mise sous tension, hors tension d'une phase ( $\theta_{on}$ ,  $\theta_{off}$ ) et la tension d'alimentation  $V_{cc}$ , en utilisant l'algorithme firefly FFA.

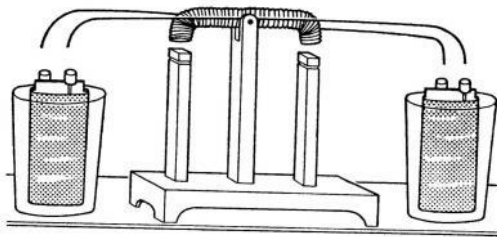
# CHAPITRE I

Généralités sur les machines à  
reluctance variable

### I-1 Introduction :

En 1820, le danois OERSTED publie la découverte de l'action à distance de la circulation d'un courant sur un aimant. Aussitôt après, AMPERE publie la « règle du bon homme d'Ampère » et ARAGO annonce qu'il a réussi à aimanter un morceau de fer avec un solénoïde, en même temps que DAVY en Angleterre. Les recherches et les découvertes se succèdent alors à grande vitesse: FARADAY, BARLOW, LENZ, HENRY... sont des noms bien connus des électrotechniciens.

En 1831, l'américain Joseph. HENRY conçoit un électroaimant pouvant soulever 50 fois son propre poids. Il construit aussi un actionneur de laboratoire qui peut être considéré comme l'ancêtre des moteurs à réluctance variable, voire la figure ci-dessous [MU93-95] [FA99].

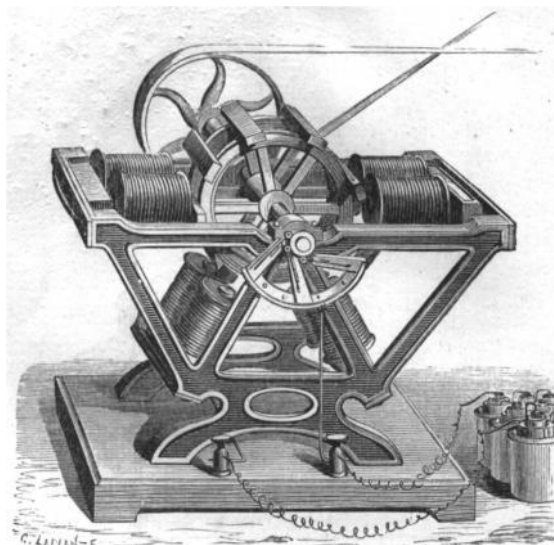


**Fig. I.1** Actionneur électromagnétique de Joseph HENRY, 1831."Les oscillations verticales font fermer les contacts alternativement avec les piles placées de part et d'autre de l'appareil".

En 1845, le Français, Gustave FROMENT réalise un moteur tournant performant, ancêtre des moteurs à réluctance à double saillance auxquels nous nous intéressons dans le chapitre 2 et 4 de ce mémoire. Ce moteur servait à entraîner des machines à tracer des divisions sur des règles, cadrans, etc. Les moteurs de Gustave FROMENT furent probablement les premiers à être utilisés pour des applications industrielles. Toutes ces machines à réluctance variable n'ont, semble-t-il, été utilisées que pour des fonctionnements en moteur. Leur apparence "passive" n'a pas laissé immédiatement entrevoir leur réversibilité [MU94].

**Fig. I.2** Moteur élémentaire de Gustave FROMENT (1845).

C'est un moteur à 4 phases : on observera la disposition astucieuse des bobines d'une même phase qui permet de minimiser la longueur des trajets du flux dans les circuits de retour. Ce moteur fut utilisé, entre autres applications, pour remonter des poids d'horloge et pour entraîner une meule à chanvre [MU94].



Le principe des machines à réluctance variable (MRV) est basé sur celui de l'électroaimant, en fait, il s'agit de la plus ancienne méthode de conversion électromécanique, mais pour entretenir un mouvement continu, dans ce type de machine, il est nécessaire, d'une part, d'avoir plusieurs phases, d'autre part, de commuter les courants d'alimentation de ces phases successivement et en synchronisme avec la position relative, c'est à dire d'avoir recours à un autopilotage. Une alternative à ce mode de commande consiste à alimenter en mode pas à pas [Mu93], le mouvement obtenu est alors discontinu et saccadé. Cette solution est de moins en moins utilisée.

Au dix-neuvième siècle, les moteurs à réluctance variable, qui ont été réalisés et utilisés, étaient autopilotés mécaniquement. On imagine facilement les problèmes posés par la commutation mécanique des bobinages inductifs sans aucune assistance pour couper l'arc... Il fallut attendre des interrupteurs semi-conducteurs suffisamment performants et des moyens électroniques de commande (processeurs, mémoires) rapides et économiques, dans les années 1970, pour voir réapparaître les MRV. En attendant ces progrès, elles ont occupé des places marginales dans des rasoirs électriques, des jouets, des génératrices hautes fréquences et, bien sûr, en tant que moteurs pas à pas [MU93-95].

À la fin des années 1970 Les MRVDS ont été remises au goût du jour par deux équipes universitaires anglaises (Leeds et Nottingham) [MU93-95]. Mais c'est seulement depuis quelques années qu'elles suscitent un réel intérêt de la part des industriels. Les domaines d'applications potentiels ou déjà occupés par des MRVDS sont l'électroménager, les

accessoires automobiles (éventuellement le moteur de traction de véhicules électriques), les machines-outils, l'aéronautique, le spatial ...

Dans ce chapitre, nous allons d'abord présenter les machines à réductance variables et double saillance en particulier : leur principe de fonctionnement, connu depuis plus d'un siècle, leurs différents types selon leurs constructions et leurs caractéristiques magnétiques. Ensuite nous précisons la relation qui existe entre l'inductance et la position du rotor dans une MRVDS ainsi la méthode de calcul de son couple et de son alimentation avec les différents types de convertisseurs statiques les plus connus. Nous nous attacherons enfin à présenter les principaux avantages et inconvénients des machines à réductance variables ainsi leurs domaines d'applications.

### I.2 Différentes types de MRV:

Les machines à réductance variable selon leurs constructions. Elles se divisent en trois catégories, MRV pures, MRV Vernier et MRV hybrides.

#### I.2.1 MRV à double saillance (Pures) :

La machine à réductance variable à double saillance "pure" -MRVDS- dite : Switched Reluctance Machine dans la littérature Anglo-Saxons, est constituée de deux parties dont l'une est électriquement active et l'autre passive.

La première fixe (stator) comprend un circuit ferromagnétique denté muni de bobinages excités par des courants en créneaux, la seconde est simplement un circuit ferromagnétique mobile (rotor), lui aussi, denté mais sans aucun conducteur ni aimant (Figure I.3)[Mu93-95].

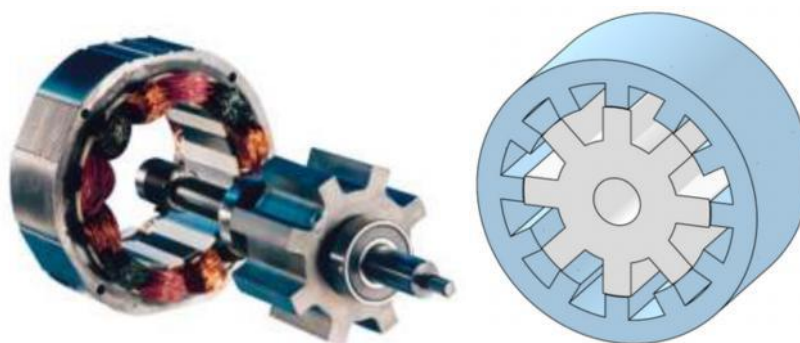


Fig. I.3. MRV à double saillance pures [Da11][Pa16].

La figure précédente représente une structure tournante de machines à réductance variable à double saillance, c'est une MRVDS dite 12/8, elle possède 12 dents au stator et 8 au rotor.

Les possibilités de couples "  $N_s/N_r$  " ( $N_s$  nombre de dents statoriques,  $N_r$  nombre de dents rotoriques) sont nombreuses, aussi chaque structure reçoit une appellation relative à ces nombres, par exemple "6/4" signifie : 6 dents au stator et 4 au rotor. La figure (I.4) montre schématiquement trois exemples de MRVDS : deux triphasées de type 6/8 et 6/4, une tétraphasée de type 8/6.

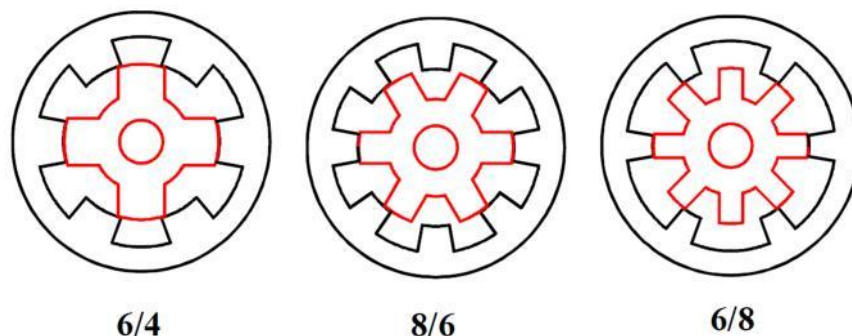
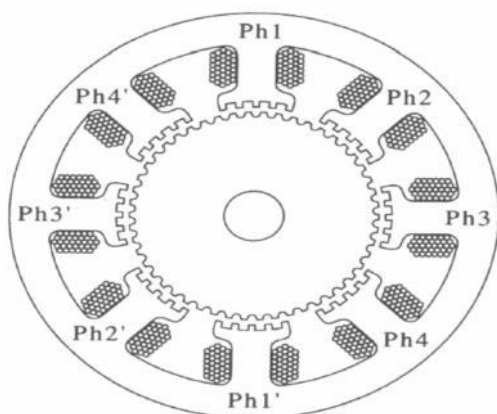


Fig.I.4 Structures magnétiques de machines à reluctance à double saillance [Gu12][Mu94].

### I.2.2 MRV Vernier:

Elles Utilisent un effet vernier créé par une différence entre le nombre de dents du rotor et du stator [MU94-95]. Certaines de ces machines, ont des structures similaires à celles des MRV pures sauf qu'elles sont alimentées en courant alternatif sinusoïdal et non en créneaux (en forme rectangulaire)[La18][Ka15][Mo08]. Il existe des machines dites :

- **MRV vernier "à grosses dents"** : chaque pôle statorique constitue lui-même la dent pour ce genre de machine. Les nombres de pôles sont alors relativement faibles et les performances couple-vitesse sont comparables à celles des machines asynchrones et synchrones à aimants avec des fréquences d'alimentation voisines.
- **MRV vernier "à petites dents"** : ce type de machine comme le montre la figure (I.5) a une structure à grand nombre de dents, chaque pôle statorique bobiné contient alors plusieurs petites dents, on obtient ainsi des moteurs délivrant un fort couple à basse vitesse avec des fréquences d'alimentations assez élevées.



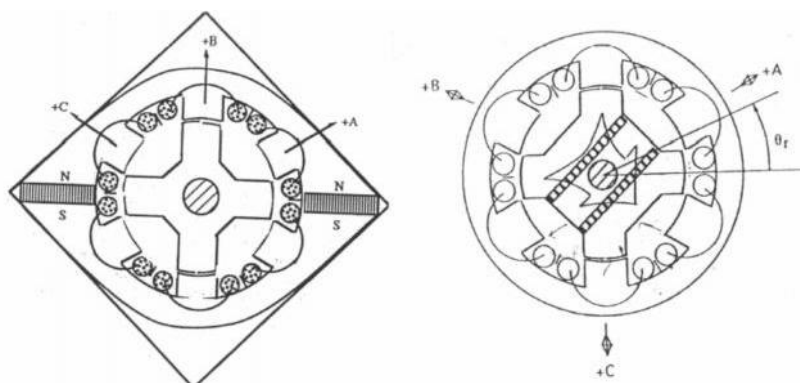
**Fig.I.5** MRV à pôles statoriques dentés.  
[Re10][Mo08].



**Fig. I.6.** MRV Vernier "à petites dents" à stator externe et interne [Ka15].

### I.2.3 MRV hybrides:

Afin d'améliorer les performances des machines à reluctance variable vues précédemment, c'est-à-dire, les MRV pures ou vernier, Les MRV hybrides utilisent des aimants permanents, par exemple le fait d'insérer des aimants dans des structures à double saillance permet de compenser un entrefer trop élevé mais on s'éloigne des structures à réluctance pure. Deux machines à aimants à double saillance dérivées des MRVDS: l'une met en œuvre des aimants placés au rotor [Ma04] [La18]..., la machine se rapprochant des machines synchrones à aimants enterrés (Interior Permanent Magnet) ; l'autre conserve le rotor passif de la MRV pure et utilise des aimants placés au stator [Ma04] [Mo08]. : on obtient alors une machine à double saillance et aimants permanents statoriques (DSPMM) dite « MRV polarisée » figure (I.7).



**Fig. I.7**Utilisation des aimants dans les machines à double saillance [Mo08].

Une très grande diversité de machines à réluctance variable excitées existe et leur classification est très délicate comme en témoigne la machine à « plots aimantés » de la figure

(I.8). Le grand nombre de dents rend cette structure intéressante pour les forts couples. Cette machine utilise des aimants en terre rare spéciaux afin d'éviter leur démagnétisation [Ma04].

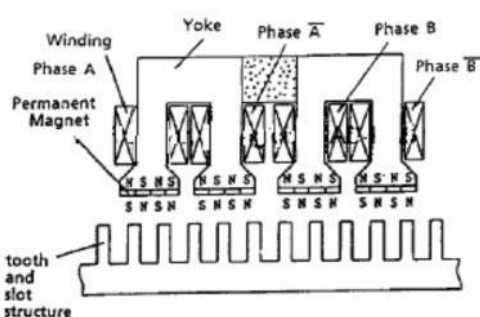


Fig. I.8 MRV à plots à aimants.

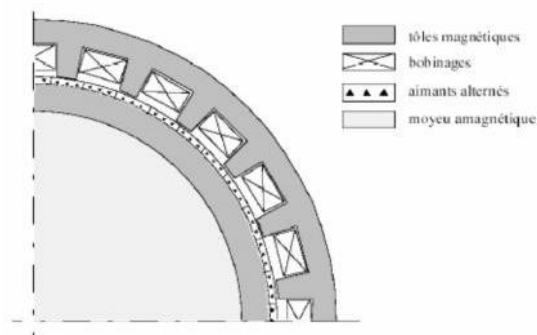


Fig. I.9 MRV hybride à effet vernier.

La MRV de la figure (I.9) met en œuvre des aimants surfaciques et exploite l'effet Vernier pour une alimentation sinusoïdale [Ma04][La18].

L'intérêt essentiel des machines hybrides, par rapport aux machines classiques synchrones à aimants, réside, encore ici, dans la possibilité d'une passivité du rotor. L'avantage des machines à réluctance excitées par rapport à celles à réluctance pure est, principalement, l'amélioration du "facteur de puissance" due à la "pré-magnétisation" du circuit magnétique : elle est gratuite (pas de pertes Joule ni de convertisseur auxiliaire) lors de l'utilisation d'aimants ou peu coûteuse en silicium dans le cas de l'excitation par bobinage. Dans ce dernier cas, le courant inducteur constitue un paramètre de réglage supplémentaire qui peut être intéressant, surtout dans les générateurs (cas des alternateurs homopolaires). On peut dire que l'excitation est intéressante, dans les moteurs à réluctance, chaque fois que l'entrefer ne peut pas être réduit suffisamment pour permettre au circuit magnétique d'être globalement saturé [Mu94-95].

### I.3. Principe de fonctionnement d'une machine à reluctance variable

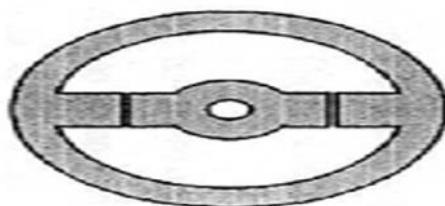


Fig. I.10 structure monophasé d'une MRV

Le principe de fonctionnement d'une machine à reluctance variable, la figure (I.10), repose sur le fait qu'un circuit magnétique parcouru par un flux magnétique a naturellement tendance, à se placer dans une configuration où sa reluctance est la plus minimale possible. Ce fonctionnement peut se résumer sous la forme du schéma suivant :

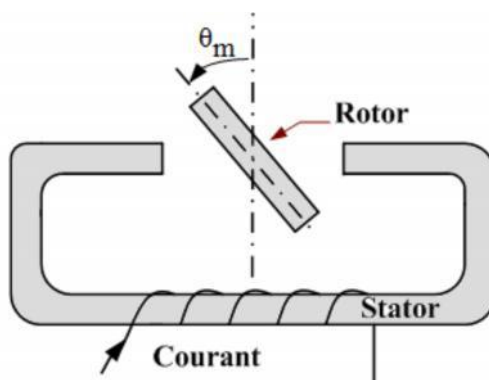


Fig. I.11. Structure élémentaire d'une MRV monophasée [GU12]

Les schéma de la figure (I.11) est constituée d'une culasse magnétique fixe, une pièce ferromagnétique mobile autour d'un axe (repère angulaire  $\theta_m$ ) et une source de force magnétomotrice F.m.m, c'est à dire une bobine de N spires parcourues par un courant  $i$  qu'on peut traduire par la relation suivante :

$$F. m. m = N i \quad (I.1)$$

Le flux magnétique traversant le circuit magnétique est relié à la force magnétomotrice par la relation suivante :

$$N i = \mathcal{R}(n_i, \theta_m) \cdot \varphi \quad (I.2)$$

Avec  $\mathcal{R}$ ,  $\varphi$  représentent respectivement la réluctance et le flux du circuit magnétique.

L'alimentation en courant de la bobine crée un flux magnétique dans le circuit qui doit obligatoirement circuler en circuit fermé. Étant donné que la reluctance de l'air est très supérieure à celle du fer, la minimisation de la reluctance de ce circuit passe forcément par la réduction des longueurs des entrefers traversés, ce qui se traduit par l'alignement de la partie mobile avec la partie fixe (position de conjonction  $\theta_m = 0$  ou  $\pi$ ).

Comme les forces magnétiques sont attractives quel que soit le sens du courant, la position de conjonction constitue une position d'équilibre stable. Dans le cas d'une MRV monophasée, le mouvement de rotation continue ne peut être obtenu qu'en arrêtant l'alimentation de la MRV avant la position de conjonction pour laisser le rotor tourner sur son inertie et ne reprendre l'alimentation de la MRV qu'une fois la position d'opposition ( $\theta_m = \frac{\pi}{2}$  ou  $\frac{3\pi}{2}$ ) passée. Deux positions remarquables sont distinguées de la structure précédente, Une position dit de conjonction où la réluctance dans le circuit magnétique est minimale donc une inductance maximale, figure (I.12). Et une autre position dit d'opposition où la réluctance est maximale donc une inductance minimale, figure (I.13).

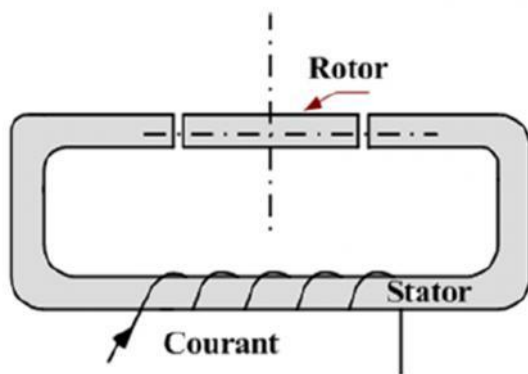


Fig. I.12- Position de conjonction [Gu12].

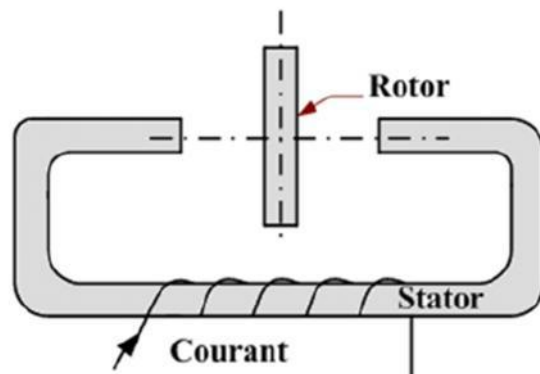


Fig. I.13- Position d'opposition [Gu12].

On remarque qu'avec deux dents rotoriques ( $N_r=2$ ), la structure présentée, pour un tour mécanique a deux fois la même géométrie, donc la relation entre l'angle électrique et mécanique est la suivante:

$$\theta_m = 2 \cdot \theta_e \quad (I.1)$$

Ainsi, pour une machine possédant  $N_r$  dents rotoriques :

$$\theta_m = N_r \cdot \theta_e \quad (I.2)$$

On remarque aussi très simplement que le sens d'alimentation des bobines des phases n'a aucune influence sur le signe du couple. Qu'en convention moteur, le couple est positif si nous injectons un courant lorsque les dents rotoriques s'approchent des dents statoriques excitées. Dans le cas contraire, si elles s'en éloignent, le couple est négatif et la machine freine. Il en résulte qu'avec une denture symétrique, le couple moteur contrairement aux machines classiques ne peut être fourni que pendant une demi-période électrique [Fa99-Mu94].

Les difficultés de démarrage et la forte ondulation du couple qu'elle fournit font que cette structure de machine (MRV monophasée) est peu utilisée industriellement. On lui préfère des structures polyphasées qui peuvent délivrer un couple quel que soit la position du rotor et qui présentent une ondulation de couple plus faible [PA16] [LA18]. En outre une machine à reluctance variable polyphasées cinq phases ou plus peut offrir des meilleures performances du point de vue couple, en revanche, son circuit de commande devient plus complexe, car il nécessite encore plus de dispositifs de puissance et de connexions, en plus de la réduction de temps de commutation entre deux phases : ce qui limitera probablement son domaine d'application.

### **I.4 Conversion d'énergie et calcul de couple:**

Les machines à reluctance variable constituent une classe particulière des machines électromagnétiques dans lesquelles les forces (couples) sont obtenues grâce à la variation de la reluctance d'un circuit magnétique entouré par des bobinages. Cette variation est obtenue lors du déplacement relatif des deux parties constitutives : le stator et le rotor dans les machines tournantes.

Ces variations de reluctance sont responsables de variations d'énergie électromagnétique ou encore de variations d'inductance (vues du bobinage), [Mu94-95] [Fa99]. Dans une machine à reluctance variable, le flux varie en fonction de la position du rotor et des ampères tours injectés dans une phase:  $\varphi =$  fonction ( $N_i, \theta$ ) [Re10] [Da11].

On définit les notions d'énergie et de coénergie par (voire figure I.14):

- L'énergie  $W_{em}$  est l'énergie magnétique stockée dans le champ magnétique, elle dépend non seulement des flux totalisés dans les circuits électriques mais aussi de la position de la pièce mobile.

$$W_{em} = \int_0^{\varphi_0} ni. d\varphi \text{ (Énergie)} \quad (I.3)$$

- La coénergie  $W'_{em}$ , est une grandeur dénuée de tout sens physique elle est définie comme le complément de l'énergie stockée dans un circuit magnétique.

$$W'_{em} = \int_0^{ni_0} \varphi. d(ni) \text{ (Coénergie)} \quad (I.4)$$

La variation de la coénergie  $W'_{em}$  est due non seulement au courant  $i$  mais également à la position  $\theta$  du rotor.

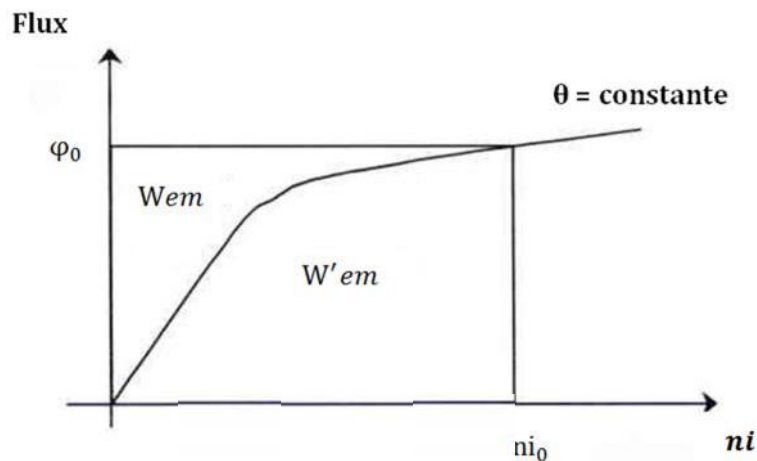


Fig. I.14. Energie ( $W_{em}$ ) et coénergie ( $W'_{em}$ ) d'un circuit magnétique saturable.

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 coénergie magnétique (voir les relations (I.3) et (I.4)).

Ensuite le couple instantané est déterminé par une dérivation, au choix, par l'une ou l'autre des relations suivantes :

$$C_{ej}(\theta) = -\frac{\partial W_{em}}{\partial \theta_m} = -Nr \cdot \frac{\partial W_{em}}{\partial \theta} \quad \text{à } \varphi = C^{te} \text{ (Flux constant)} \quad (I.5)$$

Ou :

$$C_{ej}(\theta) = \frac{\partial W'_{em}}{\partial \theta_m} = Nr \cdot \frac{\partial W'_{em}}{\partial \theta} \quad \text{à } ni = C^{te} \text{ (Courant constant)} \quad (I.6)$$

Dans ces relations,  $W_{em}$  et  $W'_{em}$  sont respectivement l'énergie et la coénergie magnétiques et  $\theta_m$  et  $\theta$  sont les angles mécaniques et électriques.  $Nr$  est le nombre de dents rotoriques. L'angle mécanique  $\theta_m$  est lié à l'angle électrique  $\theta$  par la relation (I.2)'.

Le choix de l'énergie ou de la coénergie. Dépend de la description initiale du dispositif électromagnétique et du résultat désiré; souvent, le courant étant plus accessible que le flux, on choisit alors la coénergie.

Généralement, l'utilisation de l'expression de la coénergie, pour la détermination du couple, conduit à des résultats, comme nous le verrons plus loin, qui sont très simples à manipuler.

#### En régime linéaire :

- Si le circuit magnétique n'est pas saturé, en particulier en régime linéaire, le flux est lié aux ampères-tours ( $ni$ ) par la perméance  $\mathcal{P}(\theta)$ :

$$\varphi(\theta) = \mathcal{P}(\theta) \cdot ni \quad (I.7)$$

$$\text{Alors : } W'_{em} = \int_0^{ni} \mathcal{P}(\theta) \cdot ni \cdot dni = \frac{1}{2} \mathcal{P}(\theta) \cdot ni^2 \quad (I.8)$$

Comme la phase est constituée d'un bobinage de  $n$  spires et elle est parcourue par un courant  $i$ , l'inductance vaut  $l(\theta)$ , alors le couple est simplement calculer par :

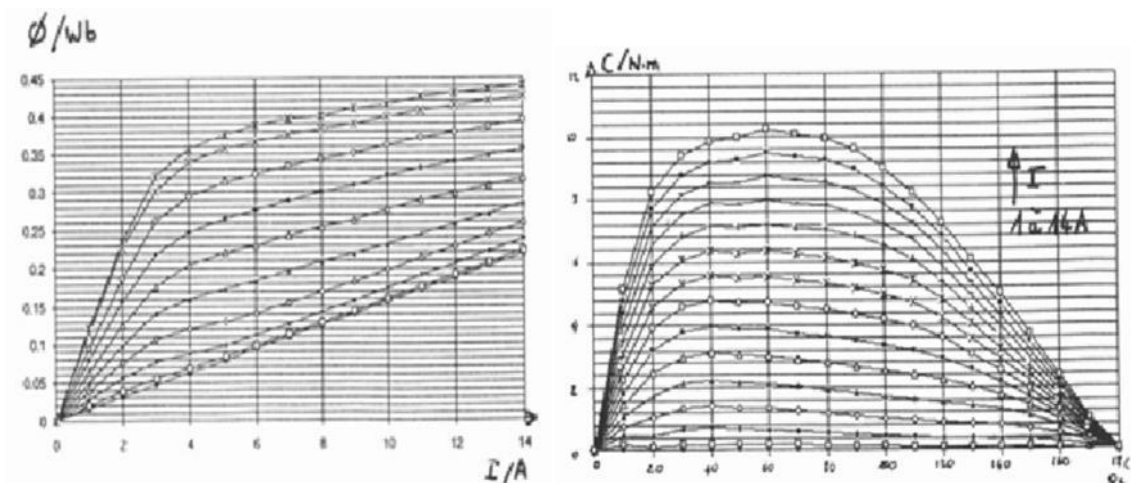
$$C_{ej} = \frac{Nr}{2} \cdot ni^2 \cdot \frac{d\mathcal{P}(\theta)}{d\theta} = \frac{Nr}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{d(n^2 \mathcal{P}(\theta))}{d\theta} = \frac{Nr}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dl(\theta)}{d\theta} \quad (I.9)$$

- Si la machine fonctionne à **flux forcé**, on peut tenir un raisonnement analogue sur le flux, on obtient alors :

$$C_{ej} = \frac{Nr}{2} \cdot (n \cdot \varphi)^2 \cdot \frac{d\mathcal{R}(\theta)}{d\theta} \quad (I.10)$$

**En régime saturé**, comme la MRV se caractérise par son fort niveau de saturation, en effet l'entrefer suffisamment faible surtout en position de conjonction et/ou l'alimentation encourant assez élevé font que le circuit magnétique de ce type de structure est fréquemment

saturé. Pour calculer le couple (on ne plus dériver simplement l'inductance pas même une dérivée partielle). Il faut avoir recours à l'expression (I.5) ou (I.6).

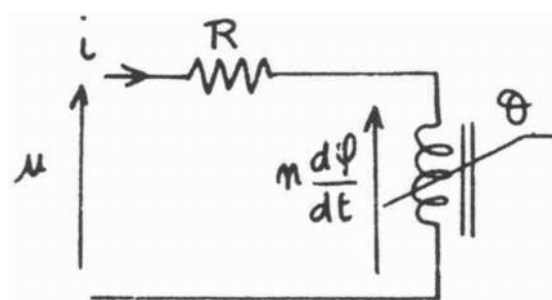


**Fig. I.15.** Caractéristiques de flux et de couple à ampères-tours constants d'une machine à réluctance saturée [Mu94-95].

La figure ci-dessus (figure I.16) montre un exemple de caractéristiques de couple en fonction du niveau d'ampères-tours. On remarque bien que les non-linéarités magnétiques conduisent à une distorsion de la forme du couple en fonction de l'intensité de courant [Fa99-MU94].

### I.5 Circuit équivalent.

Nous avons déjà exprimé que ces machines se satisfont d'une alimentation unidirectionnelle. En supposant que les couplages magnétiques entre phases d'une MRV sont négligeables, nous définissons un modèle monophasé. Celui-ci comprend la résistance de l'enroulement et la tension induite due aux variations de l'inductance et du courant (figure I.17)[La18][ch17] [Mu93-95][Fa99].



**Fig. I.16**Modèle électrique d'une phase de MRV.

La figure I.12 montre le circuit équivalent d'une phase du MRV. Les équations électriques de circuit s'écrivent :

$$u = R \cdot i + n \cdot \frac{d\phi}{dt} = R \cdot i + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{I.11})$$

$\phi$  représente 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 l'équation (I.11), devient:

$$u = R \cdot i + l(\theta) \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot \frac{dl}{dt} \quad (\text{I.12})$$

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

$$u = R \cdot i + l(\theta) \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot \omega \cdot \frac{dl}{d\theta} \quad (\text{I.13})$$

Le dernier terme de l'équation précédente (I.13), représente la force électromotrice de type MCC à excitation série car comme on peut le voir, elle est proportionnelle au courant et, bien entendu, à la vitesse. Dans une machine non saturée à courant constant. La f.é.m. a la même forme que le couple instantané, en effet f.é.m. et couple sont tous deux proportionnels à la dérivée de l'inductance.

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

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

$$u = R \cdot i + l(\theta, i) \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot \left( \frac{\partial l}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} + \frac{\partial l}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} \right)$$

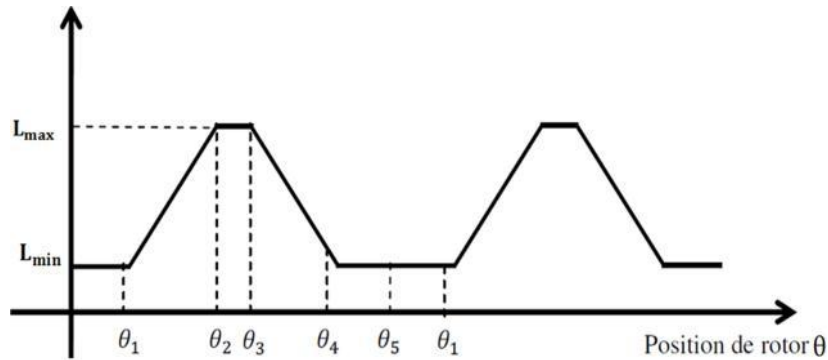
Ou encore exprimée différemment :

$$u = R \cdot i + \frac{\partial \phi}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \cdot \omega \quad (\text{I.14})$$

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

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

Afin de déterminer la relation qui existe entre l'inductance  $L$  et la position du rotor  $\theta$ . On peut avoir recours à un modèle très idéalisé, linéarisé par parties, ou bien si on néglige la saturation et les effets de bord, la variation de l'inductance par phase est linéaire. Comme le montre la figure (I.18)[Mu93-95][Fa99][ch17].



**Fig.I.17** La forme idéalisée de l'inductance (linéarisé par parties) en fonction de la position du rotor.

La forme idéalisée de l'inductance figure (I.18), est liée à la position rotorique  $\theta$  ou encore elle est liée aux  $\beta_s^\circ$  et  $\beta_r^\circ$  respectivement angles de denture statoriques et rotoriques.

Les différents angles sont déterminés comme suit:

$$\theta_1 = \frac{\pi}{N_r} - \frac{(\beta_s + \beta_r)}{2} \tag{I.15}$$

$$\theta_2 = \theta_1 + \beta_s \tag{I.16}$$

$$\theta_3 = \theta_2 + (\beta_r - \beta_s) \tag{I.17}$$

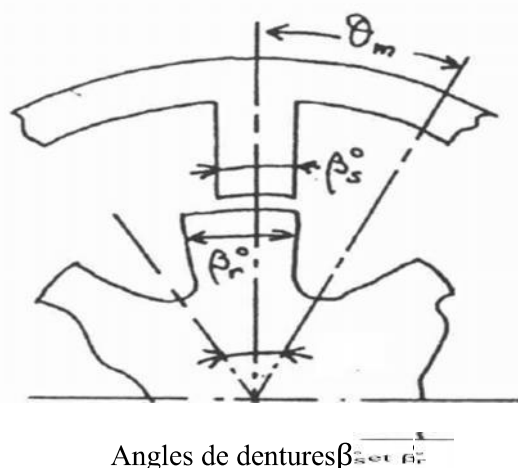
$$\theta_4 = \theta_3 + \beta_s = \theta_2 + \beta_r \tag{I.18}$$

$$\theta_5 = \theta_4 + \theta_1 = \frac{2\pi}{N_r} \tag{I.19}$$

Dans les relations précédentes,  $\beta_s$  et  $\beta_r$  sont respectivement les angles de denture statoriques et rotoriques,  $N_r$  est le nombre de dents rotorique.

La durée angulaire de la phase croissante ( $\theta_1$  à  $\theta_2$ ) ou décroissante ( $\theta_3$  à  $\theta_4$ ) de l'inductance  $L$  est égale à l'angle de recouvrement mécanique (vis à vis) de dents statorique et rotorique en

conjonction multiplié par  $N_r$  (car il s'agit d'un angle électrique). C'est en effet lorsque la surface en regard stator/rotor varie que l'inductance varie et donc qu'il y a production du couple, ceci est bien entendu une approximation qui ne tient pas compte des effets de bord et de la saturation. La figure (I.) décrit cet angle.



**Fig. I.18** L'angle de recouvrement des dents statorique et rotorique correspond à l'angle de production du couple.

La figure (I.19), montre que la forme de l'inductance linéarisé  $L$  comprend plusieurs parties:

**De  $0$  à  $\theta_1$  Ou  $\theta_4$  à  $\theta_5$ :** les périodes pendant lesquelles les creux rotoriques se présentent en regard des dents statoriques (les dents statoriques et rotoriques sont en opposition), quant à l'inductance  $L$ , elle est minimale et égale à  $L_{min}$  et aucune production de couple n'est possible pendant ces périodes.

**De  $\theta_1$  à  $\theta_2$ :** La partie croissante de l'inductance, les dents du rotor commencent à s'aligner avec ceux du stator donc l'inductance augmente linéairement, lorsque le rotor atteint la position  $\theta_2$  (position de conjonction), l'inductance  $L$  atteint sa valeur maximale  $L_{max}$ . Le couple produit est positif pendant cette période.

**De  $\theta_2$  à  $\theta_3$ :** C'est la période durant laquelle la surface en regard des dents reste maximale (les dents rotorique restent en conjonction avec les dents statorique), l'inductance reste alors maximal et égale à  $L_{max}$ . Quant au couple développé, il est nul pendant cette période car, même en présence du courant, il n'y a pas de variation de l'inductance  $L$ . Cette période peut

être mieux exploitée en annulant le courant avant le début de la phase décroissante de l'inductance pour éviter toute production du couple négatif.

**De  $\theta_3$  à  $\theta_4$ :** Pendant cette partie les dents rotoriques s'éloignent de dents statorique jusqu'à l'opposition, donc l'inductance  $L$  décroît linéairement de  $L_{max}$  jusqu'à  $L_{min}$ , Si la phase de la machine est alimentée pendant cette période, un couple négatif sera alors produit.

### I.7. Angles de commutation.

Pour l'excitation de la MRV, la source de courant est considérée comme parfaite, car en produisant un courant rectangulaire, elle permet aisément de contrôler le couple généré, en revanche, elle est difficile et coûteuse à réaliser.

Une source de tension avec un réglage adéquat, peut fournir un courant sous forme trapézoïdale. Cependant, imposer une tension en créneaux aux bornes de chaque phase sans découpage, ne permet pas de contrôler la forme d'onde du courant. La seule manière d'agir sur ce dernier passe donc par les deux angles de commutation  $\theta_{on}$  et  $\theta_{off}$  (figure I.14).

D'après l'équation de tension de la MRV pour une phase (voir l'équation (I. 13)) et si la résistance d'enroulement en plus de la saturation magnétique est négligée, alors le courant dans la zone de production de couple est:

$$V_{cc} = K \cdot I_C \cdot \omega \quad (I.20)$$

Dans l'équation précédente (l'équation I.34),  $V_{cc}$  représente l'amplitude de tension continue,  $K$  est  $dl/d\theta$ ,  $I_C$  est le courant nécessaire pour équilibrer le couple de charge et  $\omega$  est la vitesse de rotation.

Tenant compte de la saturation magnétique, l'équation (I.20) devient en considérant un facteur de saturation  $\sigma$ :

$$V' = \sigma \cdot K \cdot I_C \cdot \omega \quad (I.21)$$

Comme la montre la figure I.14., tout d'abord en appliquant une tension positive  $V_{cc}$  à  $\theta_{on}$  le courant commence à apparaître, il n'atteint la valeur désiré  $I_C$  qu'à  $\theta_s$ , ensuite il reste constant jusqu'à  $\theta_{off}$ , enfin le courant décroît rapidement lors de l'inversion de la tension appliquée.  $\theta_{off}$  Doit être bien choisi pour annuler le courant ainsi évité toute génération de couple négatif.

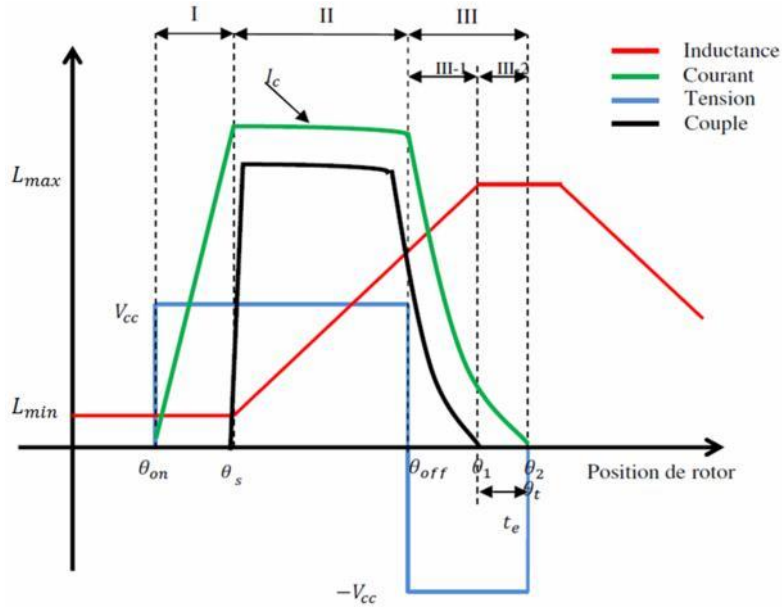


Fig. I.19 Régions des angles de commutation.

Pour trouver les angles de commutation et les tensions d'excitations à appliquées. Le schéma de la figure (I.20) est divisé en 3 zones. les zone I et III, permettent de déterminer ( $\theta_{on}$ ,  $\theta_{off}$ ) respectivement les angles de commutation de la mise sous tension et hors tension d'une phase. Quant à la zone II, permet de calculer la tension d'excitation appropriée [La18].

**Zone I : ( $\theta_{on} \leq \theta \leq \theta_s$ ) :** Dans cette zone,  $\theta_{on}$  est primordiale pour s'assurer que le courant désiré  $I_c$ , soit atteint à  $\theta_s$ . L'équation de tension devient:

$$V_{CC} = R \cdot i + L_{min} \cdot \frac{di}{dt} \quad (I.22)$$

À partir des équations (I.21) et (I.22). On calcule  $t_s$ , le temps nécessaire pour avoir un courant de phase de 0 à  $I_c$ , est :

$$t_s = \frac{\theta_s - \theta_{on}}{\omega} = \frac{L_{min}}{R} \ln \left( 1 - \frac{R}{\sigma \omega K} \right) \quad (I.23)$$

$$\theta_{on} = \theta_s - \frac{\omega L_{min}}{R} \ln \left( 1 - \frac{R}{\sigma \omega K} \right) \quad (I.24)$$

**Zone III: ( $\theta_{off} \leq \theta \leq \theta_t$ ):** Dans cette zone, la tension appliquée doit être négative pour annuler le courant (démagnétisation) avant le début de la phase décroissante de l'inductance. Elle est divisée en deux sous-zones:

- **Sous-zone III-1:**L'équation de tension et de courant sont les suivantes:

$$V_{cc} = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} + \sigma \omega K i \quad (I.25)$$

$$i = I_c \left( 2e^{-\frac{\sigma \omega K}{L} t} - 1 \right) \quad (I.26)$$

Les équations précédentes (I.25) et (I.26) ne sont valables que pendant  $(\theta_{off} \leq \theta \leq \theta_1)$ .

- **Sous-zone III-2:**Dans cette zone, l'inductance est maximale et constante  $L_{max}$ . Donc, le courant est:

$$i \approx \frac{V_{cc}}{L_{max}} + I_0 \quad (I.27)$$

$I_0$  est la valeur de courant à  $\theta_1$ . L'équation (I.27) est valable pendant  $(\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2)$ .

L'efficacité optimale de production de couple dépend de choix délicat des angles de commutation. En effet dans une MRV, la position du rotor est très importante pour une opération de commutation appropriée. En synchronisant la position appropriée du rotor avec le courant nécessaire, on peut atteindre à l'efficacité optimale du couple [La17-18]

### I.8. Convertisseur statique pour la MRV:

Les machines a reluctance variable se satisfont d'une alimentation unidirectionnelle, ainsi les structures de convertisseur requises diffèrent-elles sensiblement de celles des machines classiques à courant alternatif [Mu93-95][Fa99][ch17][Gu03][Kri01].

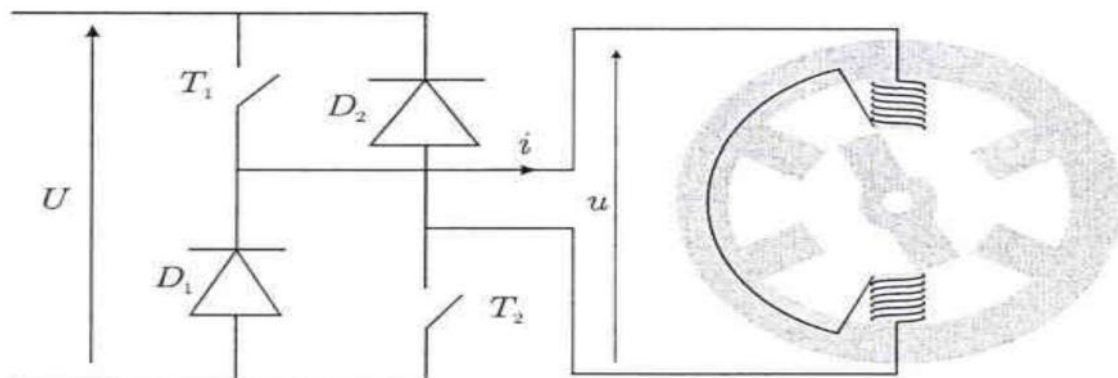
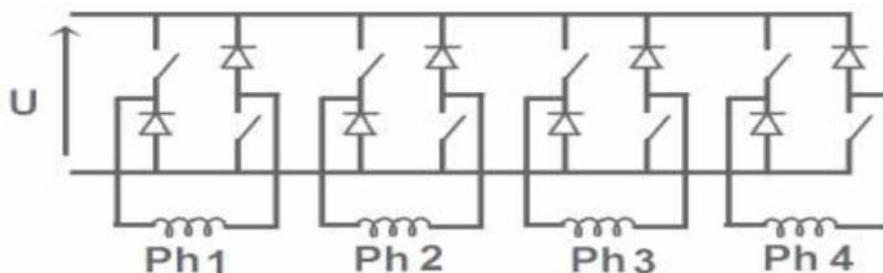


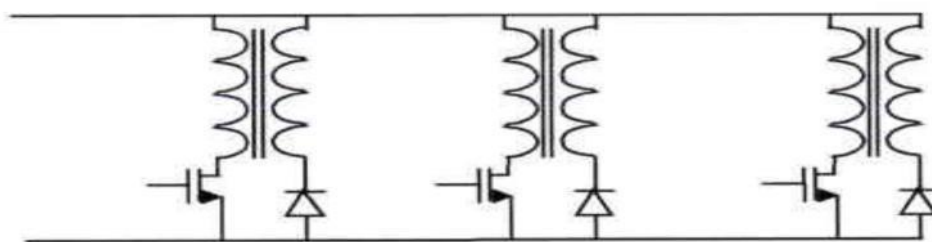
Fig. I.20Alimentation en demi-pont asymétrique (1 phase)[Vi04].



**Fig. I.21** Alimentation en demi-pont asymétrique (4 phases).

La structure de base qui permet d'exploiter au mieux les caractéristiques Electromagnétiques du MRVDS est un demi-pont asymétrique (Figure I.21). Il présente une analogie avec les onduleurs classiques en ce qu'il requiert deux semi-conducteurs commandés, dont l'un est relié au potentiel haut de la source continu d'alimentation (commande délicate et plus couteuse) et deux diodes par phase. La fermeture des deux interrupteurs commandés permet l'application de la pleine tension continue aux bornes de l'enroulement, et ainsi la magnétisation de la phase. Par ouverture des deux commutateurs, l'énergie magnétique non convertie est Restituée à la source par la conduction des diodes de récupération.

D'autres solutions existent ou restent à trouver pour alimenter ces moteurs. Une solution considérée comme classique aujourd'hui n'utilise qu'un interrupteur commandé par phase: c'est l'alimentation avec moteur à enroulements bifilaires (Figure I.22).



**Fig. I.22** l'alimentation avec moteur à enroulements bifilaires (trois phases).

La configuration de MILLER, optimise le nombre d'interrupteurs de puissance commandés, puisqu'elle utilise un seul interrupteur de puissance principal et une diode principale (Figure I.23).

Le principal inconvénient de ce montage est que les phases ne sont pas totalement indépendantes.

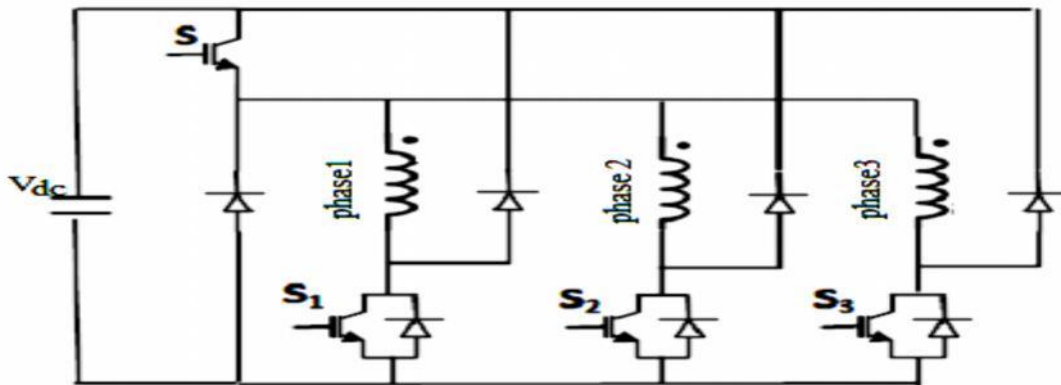


Fig. I.23 onduleur de MILLER triphasé.

### I.9. Principaux avantages et inconvénients d'une MRV

L'atout majeur d'une machine à reluctance variable c'est son rotor, entièrement passive sans aucuns bobinages, ni aimants permanents .L'absence d'aimants, de conducteurs électriques ou encore de contact glissant dans sa partie mobile, rend la machine particulièrement robuste, simple à produire et avec un prix réduit par rapport aux machines classiques. En effet, le prix de production d'un moteur à reluctance variable est réduit de 70% par rapport au prix du moteur synchrone à aimants permanents et seulement de 48% par rapport au prix du moteur asynchrone) ainsi le poids total de moteur MRV est réduit de 27% par rapport au poids du moteur asynchrone et seulement de 15% du par rapport au poids du moteur à aimants [Da11]. Parmi les autres avantages d'une MRV, nous pouvons citer [Pa16][Mu93-95][ch17][Fa99][Gu03][La18][FA99] [Ka15][Ha98]:

- La localisation de l'échauffement dans le stator plutôt que dans le rotor facilite l'évacuation de la chaleur et élimine la nécessité des systèmes de refroidissement supplémentaires.
- Un moment d'inertie faible, typiquement la moitié de celui d'une machine asynchrone avec le même rayon externe du rotor. Ce qui permet une accélération élevée.
- À cause de sa robustesse et l'absence d'aimants permanents, la MRV donne des excellentes performances dans des environnements extrêmes. Elles sont souhaitables pour des applications à haute température, haute vitesse.
- Une grande capacité de surcharge de courte durée. Ceci est limité seulement par la température maximale dans les bobines et la saturation magnétique des matériaux. En

conséquent, elles peuvent produire de hauts couples de démarrage ou/et de l'accélération.

- Les machines à reluctances variables sont une solution compétitive pour la traction électrique légère, à cause de leurs capacités de fonctionner dans une large plage de puissance constante, et de maintenir leurs efficacités au delà de la vitesse de base.
- Dans une MRV conventionnelle. L'alimentation de chaque phase est indépendante, cela se traduit par une fiabilité élevée. Lors d'une défaillance, ouverture ou court-circuit par exemple d'une phase influence peu les autres phases.

Parmi les inconvénients d'une MRV, nous pouvons citer [Da11][La18][Pa16][Fa99][Gu03][Ch17][Ka15]:

- Les ondulations du couple, les vibrations ainsi que les bruits acoustiques.
- Contrairement aux machines classiques, le couple dans MRV ne peut être fourni que pendant une demi-période électrique. Ceci impose un couple pulsé, et nécessite un fonctionnement polyphasé (il faut au minimum trois phases pour pouvoir décider du sens de rotation).
- L'alimentation en courant unidirectionnel est souhaitable dans une MRV conventionnelle, ce qui nécessite souvent des convertisseurs non-standards. En effet le convertisseur normalement utilisé (en demi-pont asymétrique) n'est pas disponible sous une forme industrielle ce qu'entraîne une augmentation du coût global de l'ensemble machine+convertisseur.
- Dans une machine à reluctance variable, les forces radiales varient entre deux extrémums selon la position du rotor ce qui produit des excentricités mécaniques.
- Pour avoir un bon fonctionnement de la MRV à faible vitesse, son alimentation exige un profil complexe de l'onde du courant à des positions précises, d'où la nécessité d'un capteur de position.
- À cause de caractère fortement non-linéaire de la MRV pendant le fonctionnement, sa modélisation et sa stratégie de son alimentation-commande sont assez compliquées. Ainsi que son dimensionnement nécessite l'utilisation des puissants outils du calcul.

### I.10 Applications de la MRV

Les applications du MRV, dans l'industrie restent encore limitées. Car le moteur asynchrone est difficile à remplacer dans les applications simples où le prix est le critère le plus important ainsi le moteur à aimants permanents est souvent préféré dans les applications avec un très haut rendement. Par contre, certains domaines comme [Da11] [Ch17]:

- La traction, électrique qu'impose des critères différents des autres applications à vitesse variable, présente une grande opportunité pour l'introduction du MRV à grande échelle. Le premier train à grande vitesse équipé de la MRV est un train Allemand ICE3. La MRV est utilisée pour la climatisation de l'air dans le train, dont la puissance et la vitesse nominales sont respectivement 40 kW et 30000 tr/min. Une autre MRV à vitesse ultra élevée est conçue par Morel, dans laquelle une nouvelle structure de rotor est proposée afin d'augmenter la rigidité mécanique du rotor et, une vitesse maximale de 200000 tr/min est atteinte.
- Dans les environnements extrêmes: haute température ambiante, humide, poussiéreux, etc. L'une des applications à haute température de la MRV. C'est une machine ayant 12 dents statoriques et 8 dents rotoriques, dont le diamètre externe et la longueur active sont respectivement de 145 mm et de 125 mm et la puissance active est de 7,3 kW. Une autre application de la MRV dans les lieux humides et pollués comme les mines ou les différentes carrières de minerais, elle est utilisée comme transporteuse de charbon ou d'autre matière première, comme exemple la mine de charbon Selby au Royaume-Uni. La vitesse de la machine varie de 0 à 2000 tr/min et la puissance nominale est de 300kW.

### I.11 Conclusion

Dans ce chapitre introductif, après une brève chronologie historique sur les dispositifs électromagnétiques, en particulier sur la machine à reluctance variable.

Les notions générales sur sa structure et ses différents types sont présentées, puis le principe de son fonctionnement est expliqué ainsi que les équations qui gouvernent la production du couple à l'aide du circuit équivalent du moteur et du principe de la variation de la coénergie dans un système électromagnétique.

Les problèmes liés à son alimentation, les convertisseurs nécessaires et l'ondulation du couple sont identifiés pour être intégrés dans l'étape d'optimisation de son contrôle (dernier chapitre).

En outre après avoir déterminé la relation qui existe entre la variation de l'inductance et la position du rotor, nous avons vu que la production efficace et optimale de couple dépende principalement de choix un peu délicat des angles de commutation.

Enfin Les principaux avantages et inconvénients des machines à reluctance variables ainsi leurs domaines d'applications sont détaillés, dans la suite de ce mémoire, le chapitre suivant se consacre à l'établissement d'une méthode de modélisation et de commande de la machine MRV à double saillance 8/6.

# CHAPITRE II

La modélisation et la commande de  
la MRV

### II.1 Introduction :

La machine utilisée dans cette étude est une MRVDS 8/6. La structure rotorique passive et simple lui permet d'être la machine électrique tournante la plus aisée et la plus économique à fabriquer. Néanmoins, La modélisation et la stratégie de son alimentation-commande sont assez compliquées. A cause de son caractère fortement non-linéaire dû à la saturation qui intervient normalement pendant le fonctionnement, en outre les ondulations du couple et les couplages mutuels produits entre les phases augmentent d'avantage cette complexité. Quel qu'il soit le dispositif électromagnétique à étudier ou à simuler, On doit toujours s'appuyer sur un modèle. Celui-ci signifie simplement une manière, souvent mathématique et géométrique, de décrire le fonctionnement de dispositif à étudier. Cette description est un moyen de calculer des paramètres de sortie en fonction des paramètres d'entrée.

Les méthodes disponibles dans la littérature pour la modélisation de la MRVDS peuvent être numériques, analytiques ou encore semi-analytiques. Chacune avec ses avantages et inconvénients.

En général, les méthodes numériques ont l'avantage d'une précision assez haute au détriment du temps de calcul et des ressources élevées nécessaires.

Les méthodes analytiques, n'ont pas la précision des méthodes numériques mais ont l'avantage de la rapidité. Quant aux méthodes semi-analytiques leur intérêt réside d'un compromis entre la rapidité des méthodes analytiques et la précision des méthodes numériques. Les exigences en termes de rapidité et de précision guident notre choix de la méthode à employer pour modéliser tout dispositif électromagnétique [Ha98][Vi04][Mi05][Ho95][Bu16][Ho95][As09].

Pour la résolution numérique des équations de Maxwell, la méthode la plus utilisée, et la mieux adaptée aux problèmes d'électromagnétisme, est la méthode des éléments finis (MEF). Cette dernière est sans aucun doute celle qui définit le mieux les modèles que nous qualifions de numériques, bien qu'il en existe d'autres [Sa00][Pa16][Da11][Ta02][Am12].

Dans un premier temps le logiciel Femmes utilisé pour analyser en mode magnétostatique le fonctionnement de MRVDS 8/6. Ce mode permet de déterminer Les caractéristiques électromagnétiques statiques de la machine, c'est à dire le flux  $\Phi(\theta, i)$ , l'inductance  $L(\theta, i)$  et le couple statique  $C(\theta, i)$ . L'analyse est réalisé, en faisant varier le niveau du courant d'excitation (d'Ampère tours) ainsi que la position du rotor entre deux position clés de la machine (de la position d'alignement jusqu'à la position de non-alignement).

Dans un deuxième temps, dans le but de simuler et de commander une machine à reluctance variable à double saillance, après avoir déterminé les caractéristiques électromagnétiques de la machine.

Ces résultats seront utilisés avec les équations électriques et l'équation mécanique de la MRV pour élaborer un modèle simplifié dynamique de simulation.

### **II.2 Les différentes méthodes de modélisation d'une MRV :**

Plusieurs types de modèles ou méthodes existent aujourd'hui pour modéliser une machine à reluctance variable.

Généralement ces méthodes sont systématisées en [Re14][Li11][Ch17][Da11]:

**II.2.1 Les méthodes analytiques :** leurs principes sont basés sur les équations de fonctionnement de la machine électrique pour modéliser les effets électromagnétiques qui surgissent. Elles prennent la géométrie de la machine comme le point de départ pour arriver ensuite, à l'aide d'équations aux courbes de flux et de couple. Ces méthodes ont été les premières à être développées et elles s'appuient sur certaines hypothèses simplificatrices, elles sont très avantageuses en temps de calcul mais souvent au détriment de la précision [Bu16][Li11][Re14][Ch17][Da11].

### **II.2.2 Les méthodes d'interpolation.**

Ces méthodes font appel aux données collectées par des essais expérimentaux. L'intérêt de ces méthodes provient de la collection quasi instantanée des résultats pour une position, ceci est indispensable pour les applications avec un contrôle en ligne. Cependant, ces méthodes ne sont faciles à implémenter et en plus leurs coûts sont assez élevés. Récemment des méthodes dites méthodes intelligentes ont été appliquées avec succès dans des étapes très spécifiques de la modélisation de la MRV. Les méthodes les plus connues dans cette catégorie sont les méthodes par réseaux neuronaux artificiels ("Artificial Neural Network – ANN) et les méthodes par systèmes d'inférence adaptatives neuronales floues ("Adaptive neural fuzzy inference Systems – ANFIS). Ces dernières méthodes évaluent le couple produit en fonction du flux mesuré en utilisant des méthodes floues neuronales [Ch17][Da11][Re14].

### **II.2.3 Les méthodes 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 analytique et la précision des méthodes des éléments finis par la prise en compte d'une bonne partie des phénomènes physiques locaux [ch17][Da11][Bu16].

### II.2.4 Les méthodes des éléments finis .

Dont on donne une définition détaillée par la suite dans ce chapitre, sont incontournables dans la phase de préconception de tout dispositif électromagnétique. Les modèles numériques, basés sur la méthode des éléments finis, permettent prendre en compte la géométrie exacte de la structure et de résoudre localement des lois physiques, Ces modèles sont bien précis mais coûteux en temps de calcul [ch17][Ta02][Da11][Bu16].

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

### II.3.1 Les Equation de Maxwell :

Elles sont la formulation mathématique complète qui régit tous les phénomènes électromagnétiques existent dans tout dispositif électromagnétique. Ces équations sont généralement interdépendantes de faite que les phénomènes magnétiques et électriques sont couplés [Ta02][La14-18][Bu16][Da11].

Ainsi qu'elles sont valables dans les différents milieux (air, milieu non-homogènes, non linéaires et anisotropes...). Ces équations sont [Ba16][Ka15][Li11]:

- Equation de Maxwell-Faraday :

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

- Equation de Maxwell-Ampère

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

- Equation de conservation du flux magnétique

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

- Equation de Maxwell-Gauss

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

Lois constitutives des milieux et  $B = \mu(H)$ .  $H = v(B)$ .  $B = \varepsilon\vec{E}$  où  $\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r$

Avec:

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

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

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

$\vec{D}$ : Vecteur induction électrique (vecteur déplacement électrique [ $C/m^2$ ].

$\rho$ : Densité volumique de charge électrique [ $C/m^3$ ]

$\vec{J}_c$ : Vecteur densité du courant électrique de conduction [ $A/m^2$ ]

$\varepsilon$ : Permittivité électrique [ $F/m$ ].

$\mu$ : Perméabilité magnétique [ $H/m$ ].

$v$ : Réductivité magnétique [ $m/H$ ].

- En outre, la loi d'ohm généralisée doit être associée aux équations précédentes :

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

Avec :

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

$\sigma$ : Conductivité électrique [ $s/m$ ]

$\vec{J}_{ex}$ : Densité du courant d'excitation (les enroulements d'alimentation) [A/m<sup>2</sup>].

$\sigma\vec{E}$ : Densité des courants induits du champ électrique E [A/m<sup>2</sup>].

$(\vec{\mu} \wedge \vec{B})$ : Densité des courants induits par mouvement [A/m<sup>2</sup>].

L'équation (II.5) contient trois termes qui n'apparaissent pas en même temps pour un point donné du domaine étudié.

### II.3.2 Les Modèles Électromagnétiques :

Le couplage entre effets magnétiques et les effets électriques peuvent être dans certains cas découplés ce qui permet de simplifier le modèle électromagnétique. Les modèles nécessaires à la modélisation de la MRV sont les modèles magnétostatiques et magnétodynamique :

#### II.3.2.1 Modèle magnétostatique :

Le modèle magnétostatique permet l'accès aux caractéristiques de la MRV dans le mode statique, on va présenter les deux modèles scalaire et vectorielle.

##### II.3.2.1.1 Modèle magnétostatique scalaire :

Dans ce modèle, en admettant que les courants électriques soient nuls dans le dispositif à étudier et que les champs ne dépendent pas du temps, on obtient alors les relations suivantes :

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

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

Cela implique qu'il existe une fonction  $\Phi$ , potentiel scalaire magnétique telle que :

$$\vec{H} = \overline{Grad}\phi \quad (\text{II. 8})$$

Dans un matériau ferromagnétique, Ainsi dans un milieu polarisable anisotrope considéré linéaire.

L'induction magnétique B est liée au champ magnétique H par l'équation:

$$\vec{B} = \mu\vec{H} + \overline{B_r} \quad (\text{II. 9})$$

Avec  $\overline{B_r}$ : Vecteur induction magnétique rémanente.

La relation (II.6), signifie l'existence d'une fonction  $\Phi$ , appelé potentiel scalaire magnétique tel que :

$$\vec{H} = \overline{Grad}\phi \quad (\text{II. 10})$$

L'équation générale de ce modèle est la suivante :

$$Div(\mu\overline{Grad}\phi) = Div(\vec{B}_r) = 0 \quad (\text{II. 11})$$

### II.3.2.1.2 Modèle magnétostatique vectorielle

Comme dans le modèle précédent, on suppose que le champ magnétique soit engendrer par des sources indépendantes du temps (donc le terme  $\frac{\partial B}{\partial t} = 0$ ) et le champ électrique  $\vec{E}$  et magnétique  $\vec{H}$  sont découplés, cependant, cette fois-ci le dispositif électromagnétique est parcouru par des courants non nuls. Les équations de maxwell deviennent:

$$\overline{Rot}\vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II. 12})$$

$$Div \vec{B} = 0 \quad (\text{II. 13})$$

$$\vec{B} = \mu\vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II. 14})$$

L'équation (II. 13) permet de définir un autre variable magnétique  $\vec{A}$  appelé le potentiel vecteur nécessaire dans l'analyse des équations de Maxwell. Il peut être exprimé à l'aide de l'induction  $B$  comme suit:

$$\vec{B} = \overline{Rot}\vec{A} \quad (\text{II. 15})$$

Afin que le vecteur potentiel magnétique soit totalement défini, sa divergence doit être fixée en utilisant la jauge de coulomb:

$$Div \vec{A} = 0 \quad (\text{II. 16})$$

D'après les équations (II.12), (II.14), (II.15), on obtient :

$$\overline{Rot}\left(\frac{1}{\mu}\overline{Rot}\vec{A}\right) = \vec{J} + \overline{Rot}\left(\frac{1}{\mu}\vec{B}_r\right) \quad (\text{II. 17})$$

### II.3.2.2 Modèle magnétodynamique

Le modèle magnétodynamique permet de prédire le comportement électromagnétique dans la MRV en mode dynamique [Ta02][La14-18], 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. Ecrivons les trois équations (II.1), (II.2) et (II.3) de Maxwell qui se présentent sans terme source :

$$\overrightarrow{Rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (II.18) \quad \overrightarrow{Rot} \vec{H} = \vec{J} \quad (II.19) \quad Div \vec{B} = 0 \quad (II.20)$$

L'équation (II.20) 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 [Ta02][LA14-18] :

$$\vec{B} = \overrightarrow{Rot} \vec{A} \quad (II.21)$$

À ces équations, nous ajoutons les lois caractéristiques au milieu comme:

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

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (II.23)$$

On remplaçant l'équation (II.20) dans (II.18), on obtient:

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

$$\text{Donc: } \overrightarrow{Rot} \left( \vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (II.25)$$

Ceci implique  $\left( \vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right)$  est un champ de conservation, il derive donc d'un potentiel scalaire électrique VT el que :

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

Donc :

$$\vec{E} = - \left( \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \overrightarrow{Grad} V \right) \quad (II.27)$$

Cette dernière montre que  $\vec{E}$  est en régime variable qui dépend à la fois de  $V$  et de  $\vec{A}$ .

À partir de l'équation (II.19) et l'équation (II.22) on a:

$$\overrightarrow{Rot}\left(\frac{1}{\mu}\vec{B}\right) = \vec{J} \quad (\text{II. 28})$$

En remplaçant les équations (II.5) et (II.21) dans l'équation (II.28), on obtient:

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

Également en remplaçant l'équation (II.26) dans cette dernière, on trouve:

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

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

Dans les expressions précédentes Les termes  $\sigma\frac{\partial\vec{A}}{\partial t}$  et  $\sigma(\vec{\mu} \wedge \vec{B})$  représentent les densités des courants induits, ilstraduisent le caractère dynamique dans le temps et dans l'espace des phénomènes électromagnétiques.

Si les courant induits par mouvement sont nuls, aussi avec le  $\overrightarrow{Grad}V$  en axisymétrique qui est nul, alors l'équation (II.31) devient:

$$\overrightarrow{Rot}\left(\frac{1}{\mu}\overrightarrow{Rot}\vec{A}\right) + \sigma\frac{\partial\vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_{ex} \quad (\text{II. 32})$$

L'équation en termes scalaires, de l'expression (32) s'écrit en cordonnées cartésiennes :

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

Les conditions limites nécessaires pour résoudre cette équation différentielle (II.33)

sont réunies comme suit [Da11]:

- **condition de Newman** homogène et égale à zéro  $\frac{\partial\vec{A}}{\partial n}|_S = 0$  sur le contour du domaine d'étude avec

S : Surface pour laquelle la condition est définie.

$\vec{n}$ : Vecteur normal à S.

- **condition de Dirichlet** qu'impose la valeur du potentiel vecteur sur la partie choisie du contour du domaine d'étude. par considération de l'infini la valeur  $\vec{A}$  est nulle  $=\vec{0}$ .
- **conditions de symétrie** ou conditions de périodicité ou d'anti-périodicité selon la parité de la partie du système d'étude.

### 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. Mais avec l'apparition des ordinateurs et les progrès accomplis en analyse numérique, plusieurs méthodes numériques sont vu le jour permettent une résolution bien précise de ces équations. Parmi eux la méthode des éléments finis (MEF) bien qu'il en existe d'autres est sans aucun doute celle qui s'adapte mieux aux domaines compliqués des machines électriques cela se traduit en pratique par un gain appréciable aussi bien en temps de calcul qu'en taille mémoire [La18][Da11][Ta02]:

#### II.3.3.1 Méthode des éléments finis (MEF).

D'une manière générale, la Méthode des éléments finis est utilisée pour la résolution des équations aux dérivées partielles (EDP) et en particulier celles de Maxwell. Cependant, elle ne s'applique pas directement aux équations aux dérivées partielles, mais à une formulation intégrale équivalente au problème à résoudre, en utilisant l'une des deux approches suivantes [La18][Ta02][ch17][Gu03][Re14][Bu16]:

- La méthode des résidus pondérés ou méthode projective qui consiste à minimiser le résidu induit par l'approximation de la fonction inconnue.
- La méthode variationnelle qui consiste à minimiser une fonctionnelle qui représente généralement l'énergie du système étudié.

L'association d'un algorithme discret mathématique à la résolution par éléments finis permet d'obtenir une solution approchée d'une équation aux dérivées partielles dans un domaine qui tient compte des conditions aux frontières et/ou à l'intérieur de ce domaine. On utilise les conditions de type Neumann (gradients aux bords), de Dirichlet (valeurs aux bords).

Pour la résolution d'un problème à l'aide des éléments finis, en premier on doit d'abord se poser les questions sur les conditions d'existence de la solution ; l'unicité de la solution si il y en a ; la stabilité; les conditions et les contraintes; la convergence; la précision du maillage, le pourcentage d'erreur toléré.

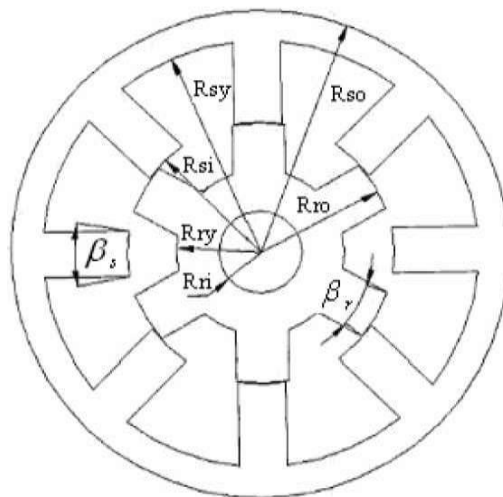
Dans notre cas, le moteur électrique à RV est discrétisé. C'est-à-dire qu'il est décomposé en petits morceaux appelés éléments, on parle de maillage. Pendant la discrétisation ou le

maillage, des points appelés aussi nœuds se montrent aux intersections de ces éléments. En outre l'utilisation des éléments finis est claire pour l'utilisateur et n'exige pas à priori la connaissance de la méthode de Galerkin ou encore la théorie mathématique des éléments finis [Ta02][Am12].

Ainsi, les logiciels qui existent par exemple comme Femm ou bien Flux 2D, permet de résoudre des problèmes de type électromagnétique sans avoir des acquis avancés en éléments finis. L'avantage principal de la méthode des éléments finis est sa précision, en plus cette méthode permet un calcul localisé des grandeurs électromagnétiques, cela se traduit par la possibilité de l'utilisée pour faire, soit une analyse complète du fonctionnement de la machine, soit plus souvent, pour obtenir des résultats intermédiaires utilisés par la suite à travers d'autres méthodes dan [Da11].

### 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 8 pôles au stator, 6 pôles au rotor et 4 phases, chaque phase est constituée par deux pôles diamétralement opposés. Voir la figure ci-dessous (II.1).



**Fig. II.1.** La géométrie et la définition des paramètres dimensionnels du prototype.

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

**Tableau II.1.** Principales dimensions du prototype.

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	$\beta_s$	22.2
Arc polaire du rotor	$\beta_r$	22.5
Epaisseur	E	0.36 mm
Nombre des spires /paire de pole	$N_s$	176

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. Tout d'abord le cuivre (bobinages statoriques) caractérisé par une perméabilité magnétique  $\mu_r=1$ , et d'une résistivité électrique  $R_{svx}=1.724 \cdot 10^{-8} \Omega m$ . Puis l'air (entrefer et arbre mécanique) caractérisé par sa perméabilité magnétique relative  $\mu_r=1$ . Finalement l'acier M19 (culasse statorique et rotorique) : est définie par un matériau magnétique qui est caractérisé soit par une perméabilité relative  $\mu_r=2000$  pour le modèle linéaire, soit par la courbe d'aimantation B (H)(voire la figure II.2) pour le modèle non linéaire.

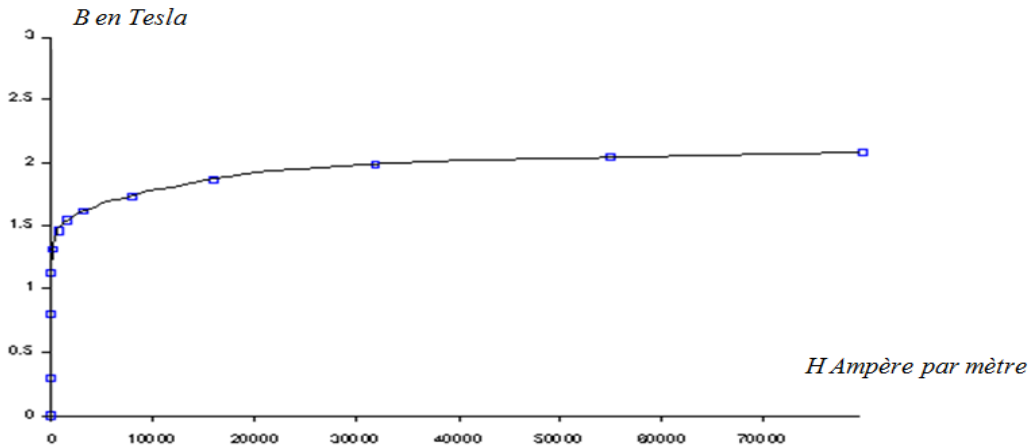


Fig. II.2 courbe d'aimantation du M19,  $B=f(H)$ .

Dans la suite, nous allons présenter les résultats graphiques du prototype choisi MRV 8/6 à savoir la distribution des lignes de flux, la répartition de la densité de flux magnétique et les directions des vecteurs d'induction magnétique pour les deux positions clés (alignée et non-alignée). Cela en considérant un courant  $I$  est constant.

#### II.4.1 Lignes de flux pour les deux positions extrêmes.

La figure ci-dessous montre la distribution des lignes d'induction magnétiques (lignes de flux) pour les deux positions extrêmes. La figure (II.3.a) montre le rotor en position d'opposition ( $\theta = 0^\circ$ ), pour laquelle l'inductance de la phase atteint sa valeur minimale  $L_{\min}$ . Quant à la figure (II.3.b), elle présente le rotor en position de conjonction ( $\theta = 30^\circ$ ), pour laquelle l'inductance de la phase atteint sa valeur maximale  $L_{\max}$ .

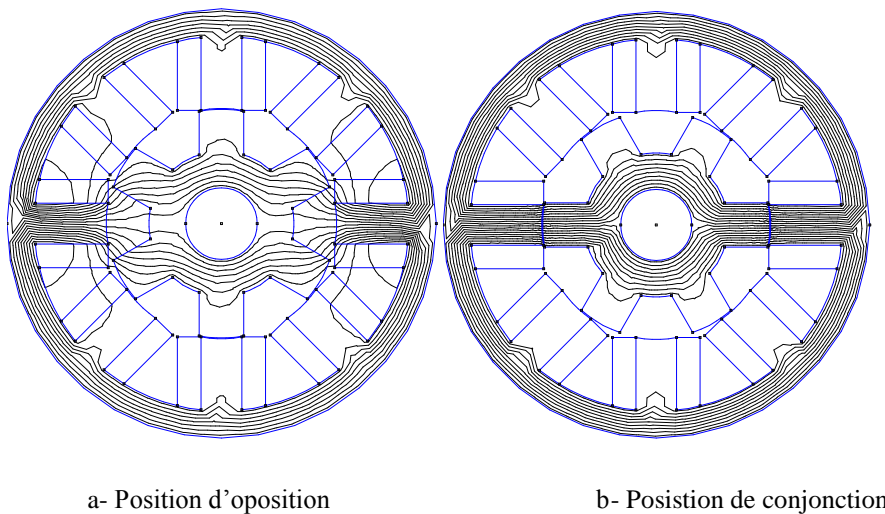
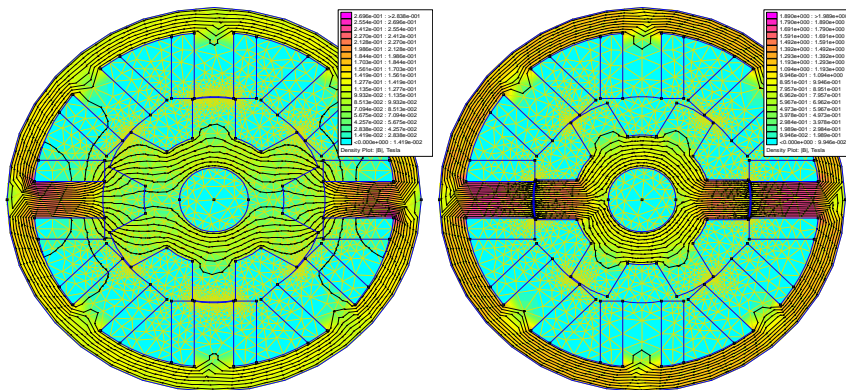


Fig. II.3 Distribution des lignes de flux pour les deux positions extrêmes.

**II.4.2 Répartitions du vecteur et densité d'induction pour les deux positions extrêmes.**

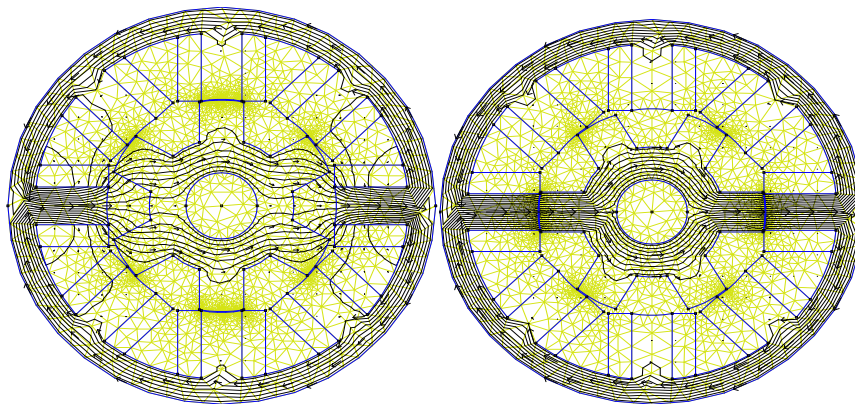
Comme le montrent les figures (II.4-a, II.4-b), la densité de flux est forte pour la position de conjonction et qu'elle est faible pour la position d'opposition.



a- Position d'opposition

b- Position de conjonction

**Fig. II.4** Répartition de la densité de flux pour les deux positions extrêmes.



a- Position d'opposition

b- Position de conjonction

**Fig. II.5** Les directions des vecteurs d'induction pour les deux positions extrêmes.

La figure ci-dessus montre les directions des vecteurs d'induction pour les deux positions extrêmes. On remarque la déformation de vecteur induction pour la position de conjonction cela est due probablement à l'augmentation et la diminution de l'entrefer.

## II.5 Analyse de caractéristiques électromagnétiques.

Contrairement aux résultats graphiques précédents où ils ont été obtenus uniquement pour deux positions clés, cette fois-ci dans le but de connaître le comportement du moteur, la modélisation doit être effectuée pour toutes les positions et les niveaux de courant possible. Dans ce paragraphe, pour déterminer les réseaux de courbes du flux  $\varphi(\theta, i)$ , d'inductances  $L(\theta, i)$ , et du couple statique  $C(\theta, i)$ , les mesures ont été répétées pour différentes positions du rotor, allant de  $0^\circ$  jusqu'à  $60^\circ$  pour une excitation en courant continu allant de 2A jusqu'à 16 A. L'analyse a été faite pour le cas des caractéristiques magnétiques  $B(H)$  linéaire.

### II.5.1 Modèle linéaire.

Dans Ce paragraphe la saturation n'est pas prise en considération c'est à dire que les caractéristiques magnétiques  $B(H)$  est linéaire.

#### II.5.1.1 Caractéristique du flux

La figure (II.6) représente le réseau de courbe du flux magnétique pour différentes positions du rotor et des niveaux du courant. La courbe plus basse et la plus haute correspondent respectivement à la position non alignée et alignée du rotor.

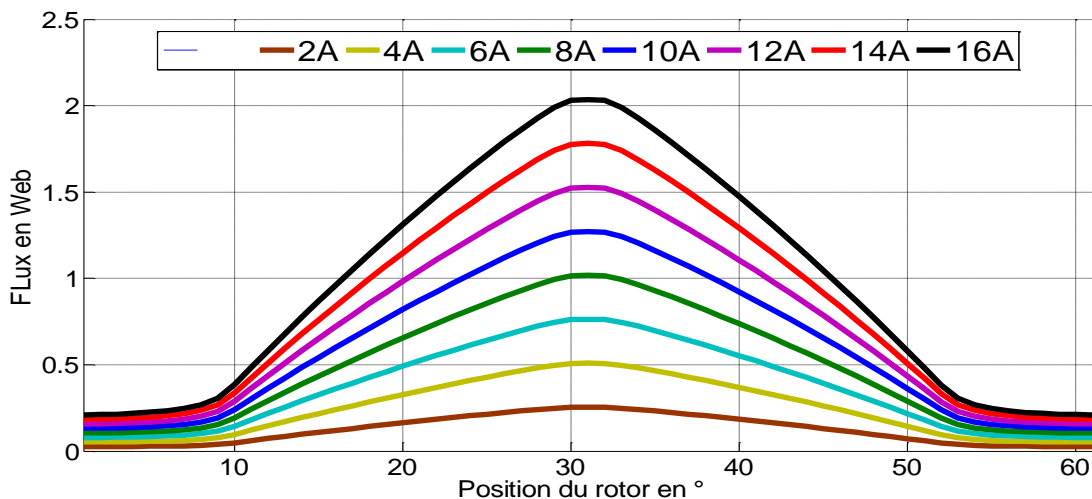


Fig. II.6 Caractéristique de flux en fonction de l'angle  $\theta$  pour différentes valeurs du courant.

On remarque bien l'influence de  $\theta$  sur le flux total, ce dernier atteint son maximum lorsque le rotor de la machine est en position d'alignement. On remarque également la proportionnalité de flux avec le courant, puisque au fur à mesure que le courant augmente, le flux suit cette augmentation.

### II.5.1.2 Caractéristique magnétique de l'inductance.

La figure (II.7) représente le réseau de courbes de l'inductance en fonction de  $\theta$  pour différents niveaux du courant. Il est obtenu en se basant sur le flux total et le courant.

Dans ce paragraphe nous, en régime linéaire, nous nous intéressons qu'au réseau de courbes de l'inductance qui devient une seule quel que soit le niveau du courant. En effet comme le montre bien la figure (II.7), pour le modèle linéaire c'est à dire dans le cas où la caractéristique magnétique  $B(H)$  est linéaire. Qu'elle existe une seule courbe de l'inductance et que celle-ci varie uniquement avec la position du rotor.

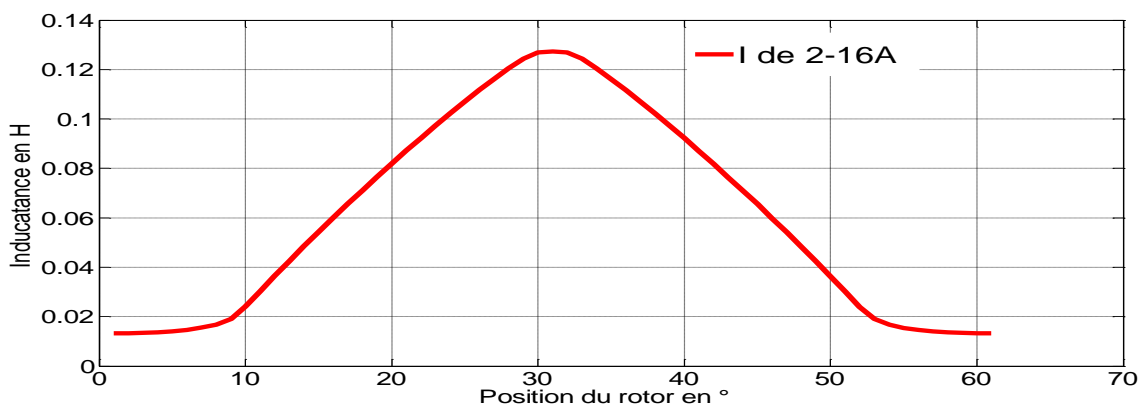
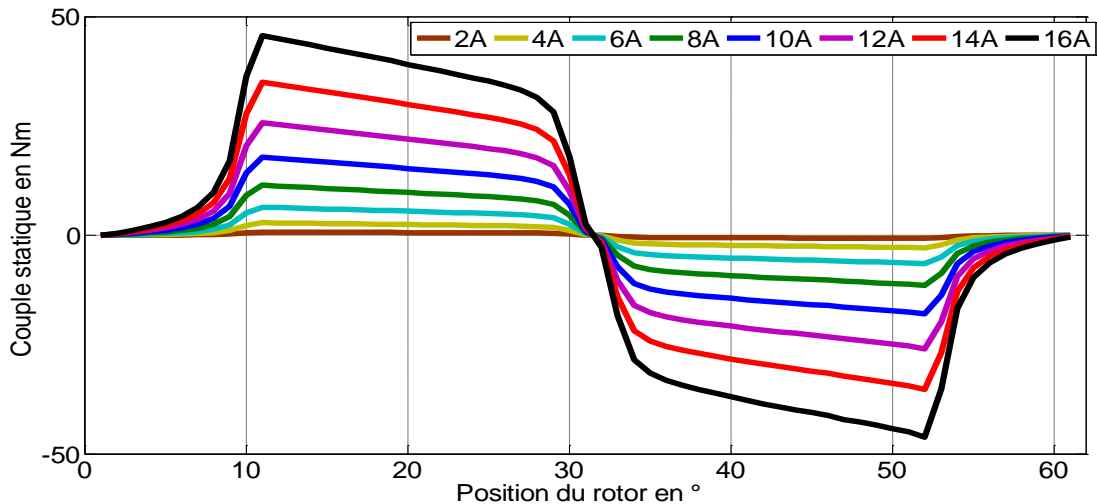


Fig. II.7 courbes de l'inductance en fonction de  $\theta$  pour différents niveaux du courant.

$L_{\max} = 12.69$  mH et  $L_{\min} = 1.232$  mH sont les deux valeurs extrêmes de l'inductance en régime linéaire.

### II.5.1.3 Caractéristique du couple

La figure (II.8) montre le réseau de courbes de couple électromagnétique en fonction de la position du rotor et les niveaux du courant. Rappelant que pour aboutir à ces courbes, une interpolation a été utilisée. Cette dernière était suffisante car un ensemble considérable de points intermédiaires ont été obtenus de l'analyse par MEF.



**Fig. II.8** Réseau de courbes de couple statique en fonction de la position du rotor pour différents niveaux du courant.

Comme prévu, la figure (II.8) montre pour différents niveaux de courant que le couple statique est :

- Positif quand la variation de l'inductance est croissante
- Négatif quand la variation l'inductance est décroissante.
- Nul quand il n y a pas de variation.

Ainsi le régime de fonctionnement est déterminé selon les valeurs des angles de commutation ( $\theta_{on}$ ,  $\theta_{off}$ ) (angles de mise sous tension et hors tension d'une phase). On remarque que le couple maximal est proportionnel au courant. Ainsi, l'effet de la position sur le couple. En effet celui-ci croît à l'approche de la position d'alignement, décroît à l'approche de la position de non alignement.

## II.6. Estimation du couple instantané.

Parallèlement à l'estimation du courant électrique, le couple instantané délivré par le moteur à RV 8/6 est estimé à l'aide de Matlab-Simulink avec l'emploi des tables de consultation (voire la figure II.). En effet après avoir entré dans Matlab-Simulink et tables de consultation tous les données nécessaires, qui sont les paramètres électriques de la machine, l'allure de l'inductance  $L(\theta)$  et le couple statique  $C(i, \theta)$  de chaque phase déterminées précédemment par la modélisation par éléments finis en magnéto-statique sans prise en compte de la saturation, En outre la variation de l'angle  $\theta(t)$  en fonction de temps est prise en considération conformément à la vitesse de rotation du rotor, on arrive finalement à estimer la couple dynamique de la machine.

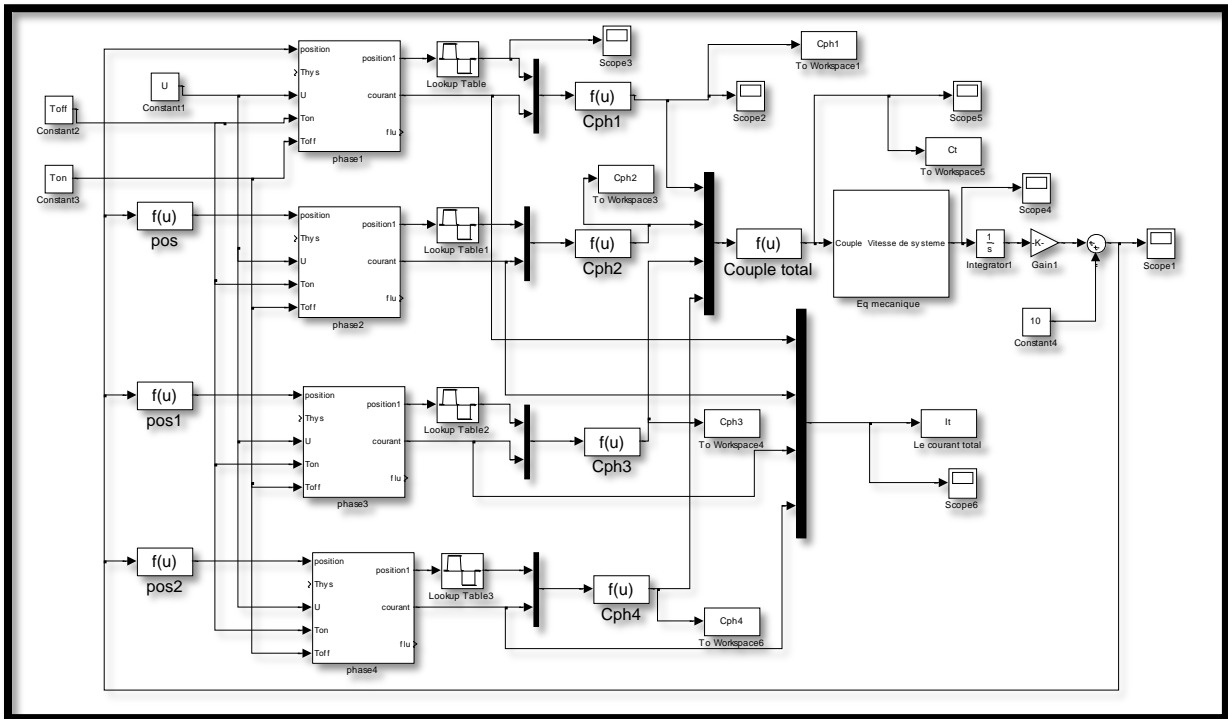


Fig. II.9 Diagramme de simulation pour estimer le couple instantané (modèle linéaire).

La figure ci-dessus (II.9) montre le diagramme global de simulation (modèle linéaire) en utilisant les tables de consultation pour estimer le couple instantané du moteur à RV 8/6.

La machine est supposée alimentée sur une période variable comprise entre les angles de commutation  $\theta_{on}$  et  $\theta_{off}$ . La figure 2.14 donne un exemple d'évolution du couple fourni par le moteur à RV 8/6.

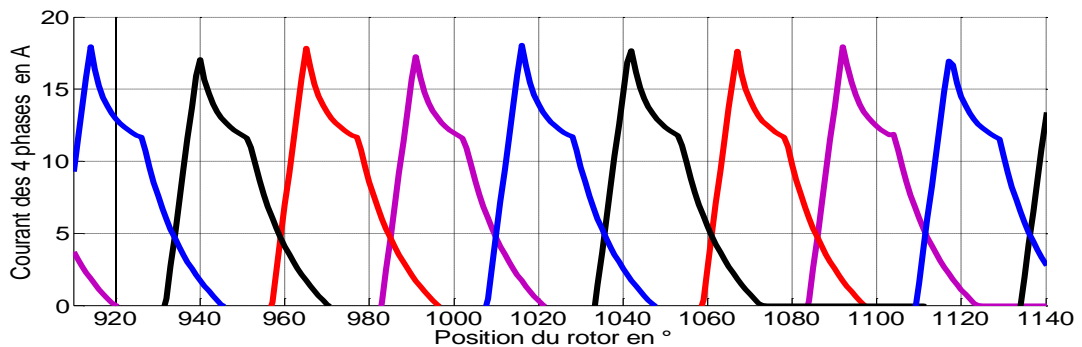
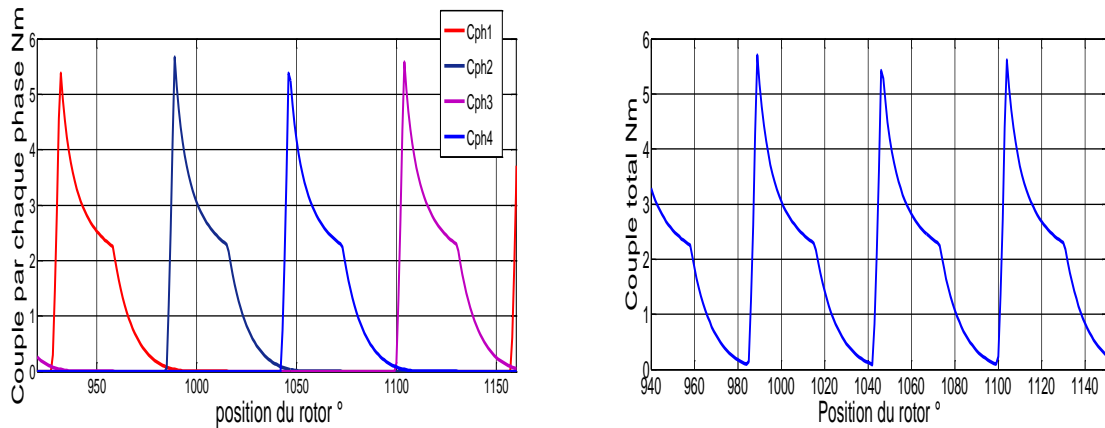


Fig. II.10 Courant généré par chaque phase pour  $\theta_{on} = 3^\circ$  et  $\theta_{off} = 15^\circ$ .

La figure précédente représente le courant généré par phases en fonction de la position du rotor, pour les angles de commutation  $\theta_{on} = 3^\circ$  et  $\theta_{off} = 15^\circ$ .

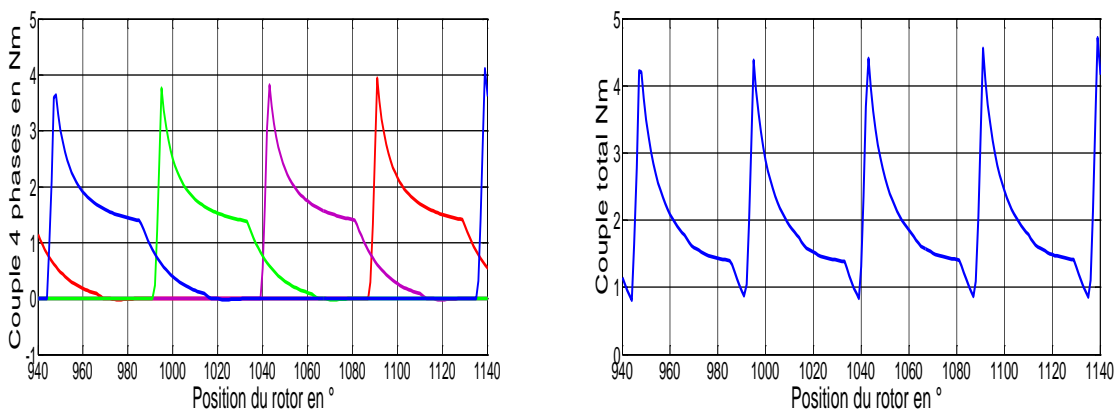


**Fig. II.11** Couple généré par chaque phase et le couple total pour  $\theta_{on} = 3^\circ$  et  $\theta_{off} = 15^\circ$ .

La figure précédente représente le couple électromagnétique totale en fonction de la position du rotor, pour les angles de commutation ( $\theta_{on} = 3^\circ$  et  $\theta_{off} = 15^\circ$  et un couple résistant  $C_r = 2 \text{ N.m}$ ). On voit très bien la grandeur des ondulations du couple dynamique.

**II.6.1 influence des angles de commutation  $\theta_{on}$  et  $\theta_{off}$  sur le couple.**

Les angles de commutation ont une influence directe sur le comportement du courant qui affecte à son tour le couple électromagnétique. Dans la suite de ce paragraphe, afin de déterminer le niveau l'impact on fait varier les angles  $\theta_{on}$  et  $\theta_{off}$  pour une tension fixe de 350 volts par phase et un couple résistant de 2 N.m :



**Fig. II.12** Couple généré par chaque phase et Couple total le pour  $\theta_{on} = 3^\circ$  et  $\theta_{off} = 20^\circ$ .

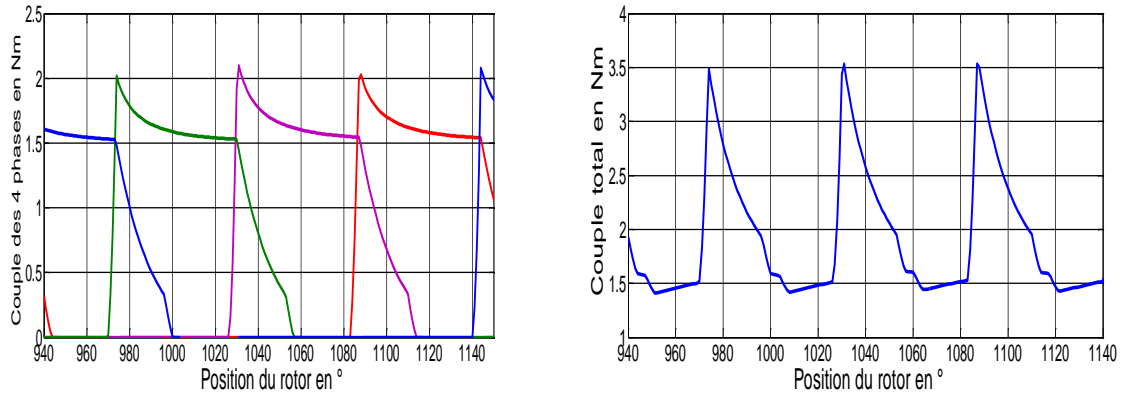


Fig. II.13 Couple généré par chaque phase et le Couple total pour  $\theta_{on} = 5^\circ$  et  $\theta_{off} = 23^\circ$ .

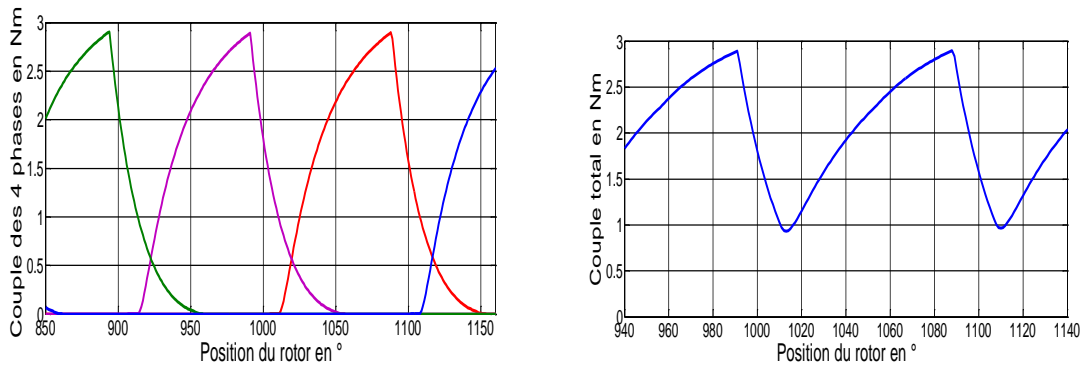


Fig. II.14 Couple généré par chaque phase et le Couple total pour  $\theta_{on} = 8^\circ$  et  $\theta_{off} = 20^\circ$ .

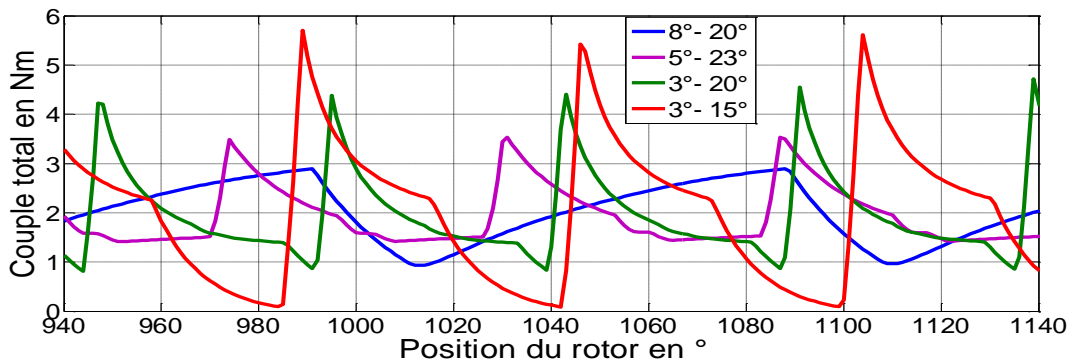


Fig. II.15 Comparaison du couple total pour différents angles de commutation ( $\theta_{on}$  et  $\theta_{off}$ ).

D'après les résultats de la figure (II.15), on peut dire que les angles de commutation sont des facteurs primordiaux dans le développement du couple électromagnétique du moteur à RV. Car pour les angles de commutation ( $8^\circ$ ,  $23^\circ$ ), on a remarqué que les ondulations de couple ont considérablement diminués, avec également la baisse du couple maximale.

Cette baisse peut être compensée, en augmentant la tension. Puisque celle-ci est parmi les grandeurs qui influent directement sur le courant, qui à son tour impact directement le couple.

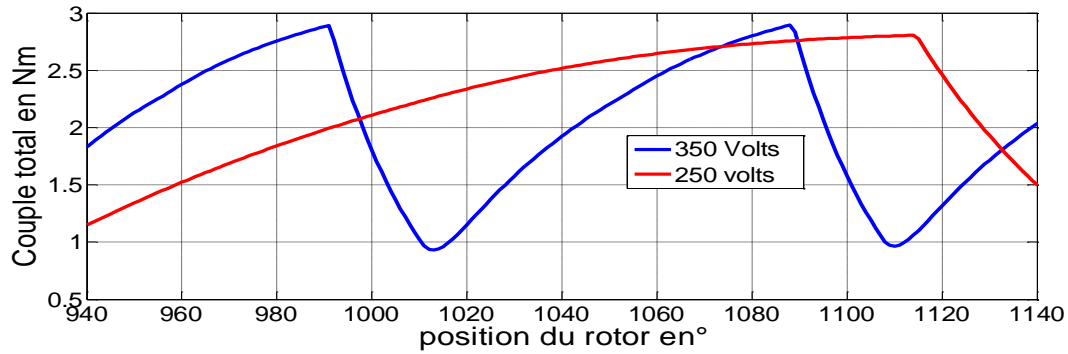


Fig. II.16 Effet de tension électrique sur le couple.

La figure (II.16), montre l'effet de l'augmentation de tension électrique sur le couple. Ainsi l'importance de la tension sur l'optimisation de la valeur decouple a été notée.

## II.7. Modèle de simulation.

L'élaboration de stratégies de contrôle pour les systèmes d'entraînement de la MRV, s'avère une tâche non aisée à cause de la variation son inductance, celle-ci varie non seulement en fonction de la position du rotor, mais également en fonction du courant. Cependant l'étude de la machine en régime statique à l'aide de logiciel FEMM nous a permet de déterminer les caractéristiques statiques de la machine, Ces caractéristiques seront utilisées avec les équations électriques établies dans le chapitre I et l'équation mécanique de la MRV pour élaborer un modèle dynamique de simulation.

Dans le but de simuler et de commander une machine à reluctance variable à double saillance, on fait appel à un modèle simplifié, celui-ci permet de décrire, le plus simplement possible, la dynamique de la machine. On doit négliger, cependant, l'effet de la mutuelle, l'hystérésis, l'effet de bord, la saturation du circuit magnétique. De plus on ne considère pas les non linéarités dues aux commutations du convertisseur de puissance[Be96] [Vi04].

### II.7.1 Partie électromagnétique.

Les caractéristiques électromagnétiques fondamentales de la MRV sont définies par le réseau du flux  $\phi(\mathbf{i},\theta)$ d'une seule phase. Et la machine est ainsi complètement définie si l'on connaît son réseau de caractéristiques. On peut, en effet, supposer en première approximation que le couplage magnétique entre les différentes phases est négligeable. Le couple  $C_{ej}$  instantané produit par phase peut ainsi être calculé par la dérivée de la coénergie (Cette partie est déjà faite dans le chapitre I).

**II.7.2 Partie mécanique**

Si l'on néglige le frottement sec et si on suppose un couple de charge linéaire, alors on peut écrire l'équation mécanique de MRV sous la forme suivante :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_e - f \cdot \omega - C_r \tag{II.1}$$

Avec :  $J$  est le moment d'inertie du moteur,  $f$  le coefficient de frottement visqueux du moteur,  $\omega$  la vitesse angulaire du rotor,  $C_r$  le couple de charge et  $C_e$  le couple électromagnétique total. Ce dernier est calculé par la relation suivante :

$$C_e = \sum_{j=1}^n C_{ej} \tag{II.2}$$

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

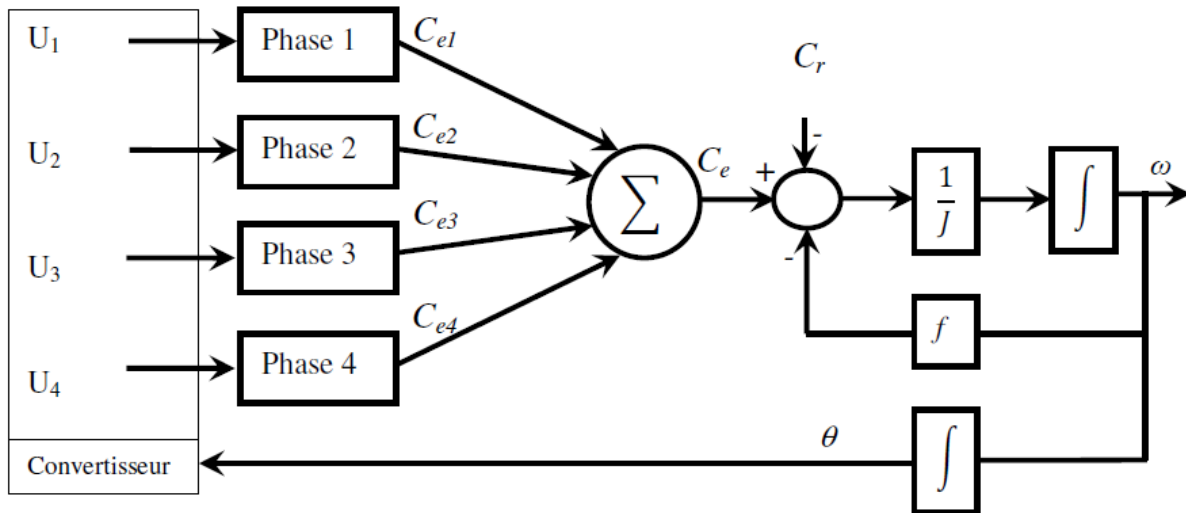


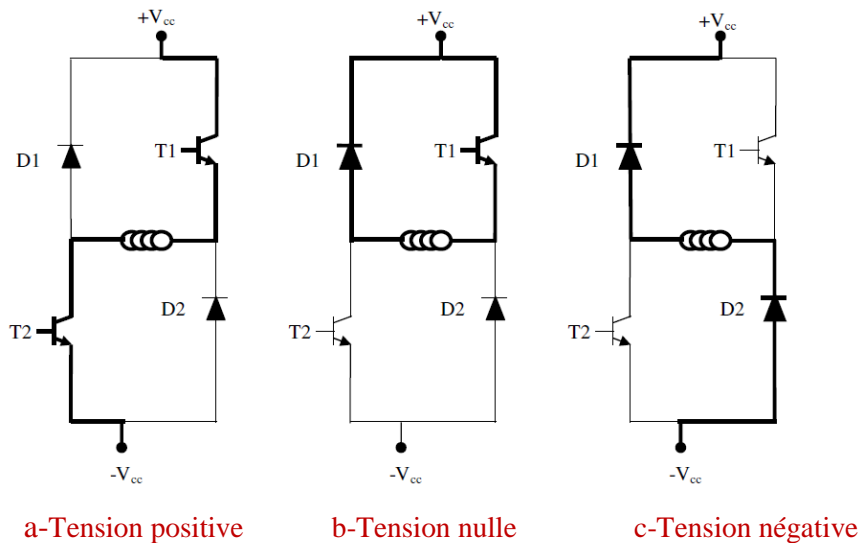
Fig. II.17: Modèle dynamique de la MRV 8/6 à 4 phases.

La figure II.17 montre le modèle dynamique de la MRV 8/6 à 4 phases.

**II.8 Stratégies de commande de la MRV**

Il existe différentes configurations possibles pour commander une machine à réluctance variable avec un convertisseur statique (voir chapitre I)[Ge15][Gu05][Mu94][Ch17]. Les différentes structures de commande se distinguent par leur nombre de semi-conducteurs et les composants passifs. Ils dépendent aussi du nombre de phases et la manière dont les bobines statoriques sont connectées. Le convertisseur de pont en H asymétrique est très répandu dans le système de commande d'une MRV (une structure tétraphasée nécessite quatre ponts en H). Ce convertisseur a l'avantage en termes de sûreté puisqu'il n'existe pas de configuration

dangereuse des interrupteurs. Ses modes de fonctionnement du sont représentés sur la figure (II.18). Le convertisseur asymétrique comporte trois états, définis respectivement comme état 1, 0 et -1.



**Fig. II.18:** Les états possibles de la tension d'alimentation pour une phase de la MRV par un pont en H asymétrique.

Les différentes techniques de commande des moteurs à reluctance variable à 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 paragraphe suivant seul la stratégie de commande en courant par hystérésis sera présentée car elle la plus utilisée pour les vitesses pour une machine à reluctance variable à faibles et moyenne vitesses.

### II.8.1 Contrôle de courant par hystérésis (HCC).

Actuellement la commande des courants par hystérésis est la plus utilisée dans l'industrie, elle consiste à commander les interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que les courants de phase statorique du moteur ne puissent évoluer en dehors d'une bande de largeur  $\Delta i$  encadrant leurs courbes de référence.

Ce contrôle se fait donc par une comparaison (figure II.20) permanente entre les courants réels et leurs références. La différence entre les deux valeurs permet à la logique de commande de l'onduleur d'imposer une commutation des interrupteurs à chaque fois que cette différence dépasse, en valeur absolue  $\Delta i/2$ .

Cette méthode ne nécessite donc pas la connaissance du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence. Elle est également préférable sur une large plage de vitesse pour l'opération de la MRV car le courant désirable peut être facilement atteint.

Les différentes stratégies de commutation qui peuvent être utilisées pour le contrôle HCC. Sont décrites dans le prochain paragraphe [Gu05][Ch17] [La15-17-18].

### II. 8.2 Stratégies de commutation.

Chaque phase est contrôlée indépendamment en utilisant soit le contrôleur d'hystérésis soit la commande MLI.

La plupart des applications utilisent un pont asymétrique pour contrôler le courant dans une bande d'hystérésis. Le pont asymétrique permet de trois états de tension,  $+V_{cc}$ ,  $0$  et  $-V_{cc}$ , donc, selon la méthode de contrôle, 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 ( $\theta_{on}, \theta_{off}$ ), donc 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 figure (II.19-4), 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.

Les techniques de profilage actuelles ne peuvent pas bénéficier des avantages offerts par la commutation souple (Figure II.19-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, une commutation hybride (Figure II.19-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 [La15-17-18] [ch17][Gu03].

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

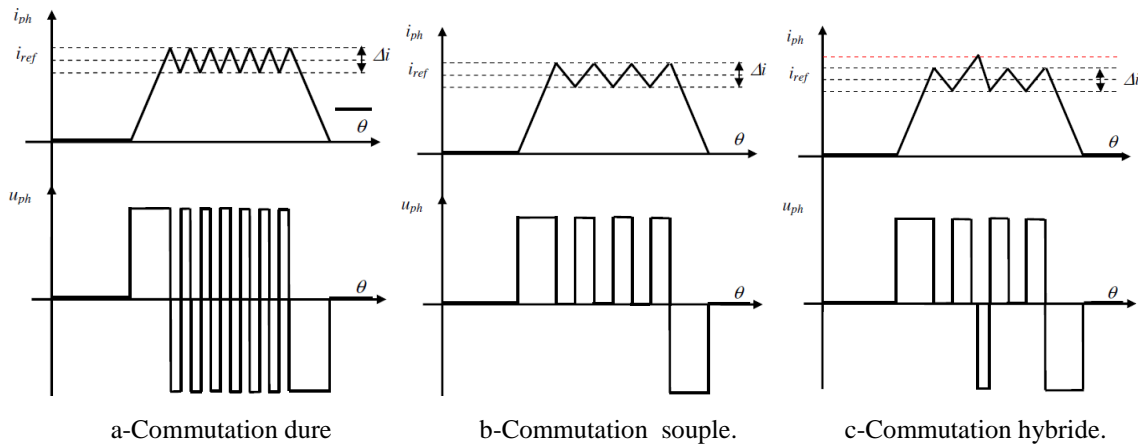


Fig. II.19 Contrôle par hystérésis en utilisant une commutation (dure, souple, hybride).

La stratégie adoptée dans la suite 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 la montre la figure ci-dessous. De l'autre côté, on a l'activation de courant de chaque phase est dépend de la position du rotor.

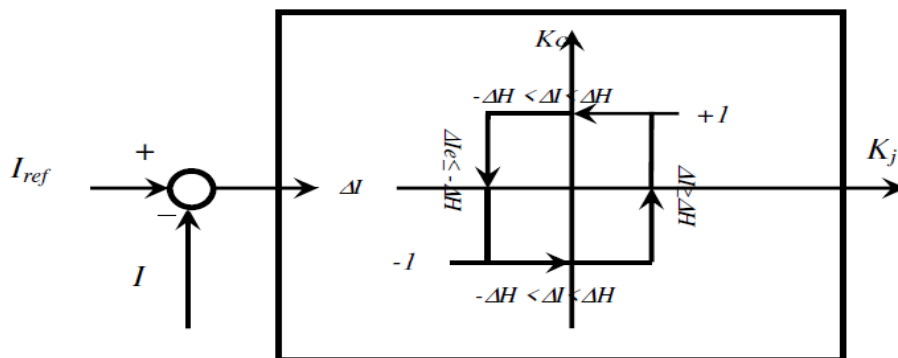


Fig. II.20 Comparateur à hystérésis de courant électrique.

Le tableau II.1 montre les 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

$(\theta_{on}, \theta_{off}, \theta_t)$  et la position du courant par rapport à la bande  $\Delta H$  afin de contrôler les signaux de commutation qui sont dirigés vers le convertisseur électronique et pour avoir une commutation dure comme le montre la figure (II.20).

**Tableau II.2:** Stratégie de commutation en fonction de la position du rotor.

Position de rotor $\theta$	L'erreur $\Delta I$	$K_j$
$\theta_{on} \leq \theta < \theta_{off}$	$\Delta I \geq \Delta H$	+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

### II.9 Contrôle de vitesse avec la commande HCC.

La vitesse mesurée est comparée avec la vitesse de référence pour le traitement à l'aide d'un régulateur proportionnel intégrale (PI). Ensuite le régulateur de vitesse génère la valeur de courant désirée pour assurer l'égalité entre la vitesse mesurée et la vitesse de référence. En outre le courant désiré est considéré comme une référence pour la boucle de commande HCC. Dans cette boucle, la grandeur du courant dans un enroulement de phase du moteur est mesurée directement et comparée avec le courant référence pour déterminer l'erreur de courant  $\Delta I$ . Celui-ci est compensé par la stratégie de commutation utilisée par le comparateur d'hystérésis. En conséquence, le comparateur d'hystérésis de courant génère les signaux d'état pour toutes les phases activées en fonction de l'erreur  $\Delta I$ . Le générateur de signaux est combiné les états des interrupteurs de phases dépend des angles de commutation de la mise sous tension, hors tension d'une phase et de la démagnétisation  $(\theta_{on}, \theta_{off}, \theta_t)$  afin de contrôler les signaux de commutation qui sont dirigés vers le convertisseur électronique.

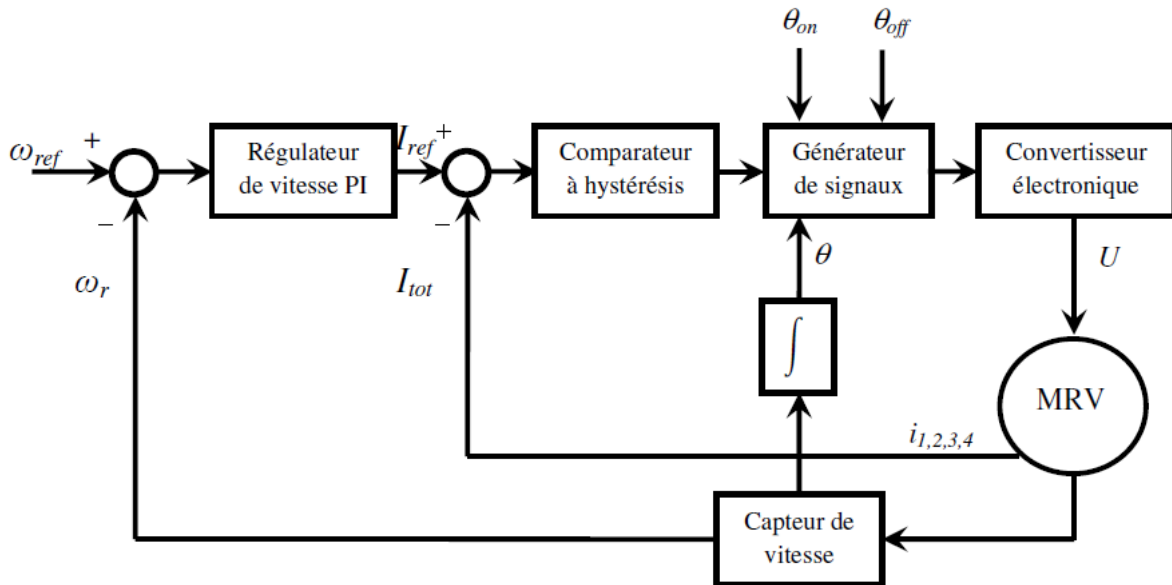


Fig. II.21: Commande par HCC avec la boucle de régulation de vitesse.

La figure II.16 représente la régulation de vitesse en boucle fermée pour la commande HCC du moteur à RV. Le schéma bloc de la simulation étudie le comportement dynamique du MRVDS en boucle fermée alimenté par l'onduleur en demi-pont. C'est un modèle linéaire représentatif des quatre phases de notre machine. Le modèle global convertisseur + machine et sa commande sont obtenues en associant le fonctionnement des quatre angles décalés de  $\pi/12$ . Les différents blocs de simulations de commandes sont illustrés en (annexes), alors que les différents résultats ; les courants, le couple, la vitesse sont illustrées ci-dessous :

### II.10 Résultats de la simulation

Après l'implémentation de commande HCC en présence de la boucle de régulation de vitesse pour le modèle de la MRV 8/6 à base des résultats linéaire obtenue par la MEF. Maintenant on va tester la performance et la robustesse de cette commande, d'abord en augmentant la charge de  $C_r=2$  Nm à  $C_r=6$  Nm à partir de l'instant  $t=0.3$  s ; puis en augmentant la vitesse de référence de  $\omega_{ref}=1000$  tr/min à  $\omega_{ref}=1500$  tr/min à partir de l'instant  $t= 1.3s$ .

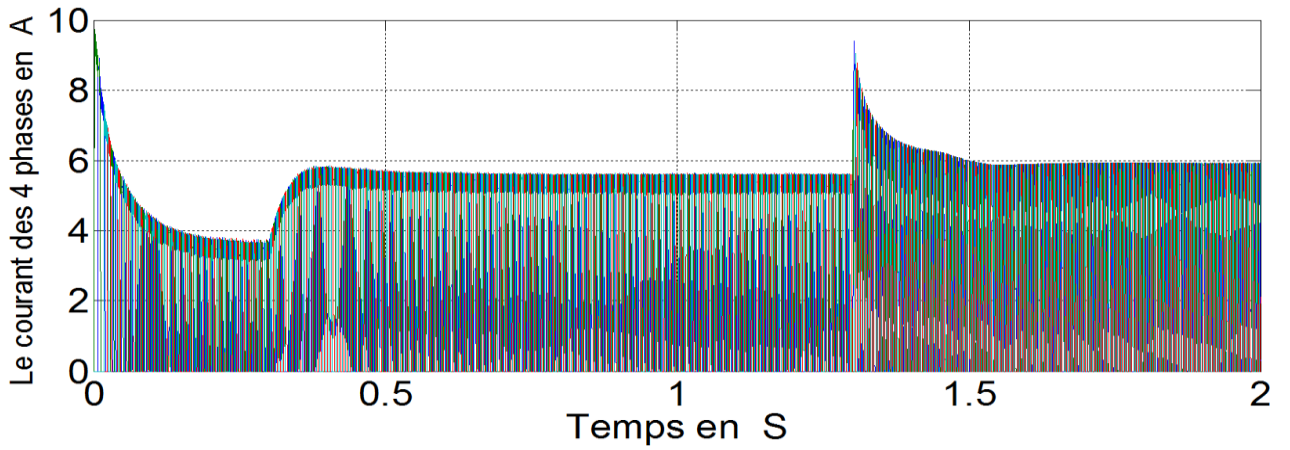


Fig. II.22-a Courant électrique pour les quatre phases avec l'angle de commutation  $\theta_{off} = 25^\circ$

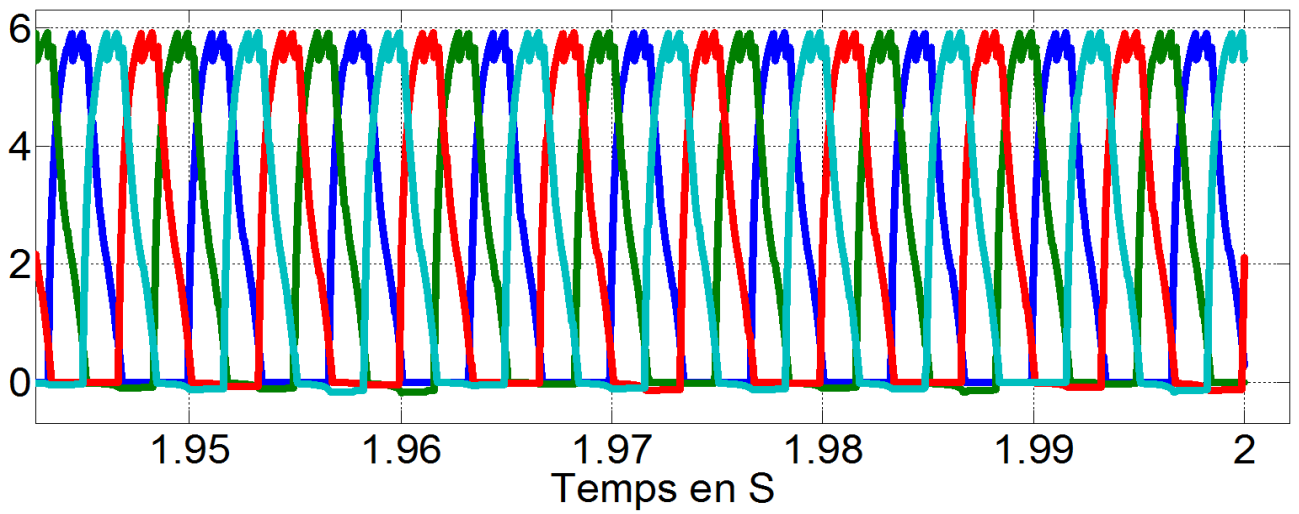


Fig. II.22-b Courant électrique pour les quatre phases avec l'angle de commutation  $\theta_{off} = 25^\circ$ .

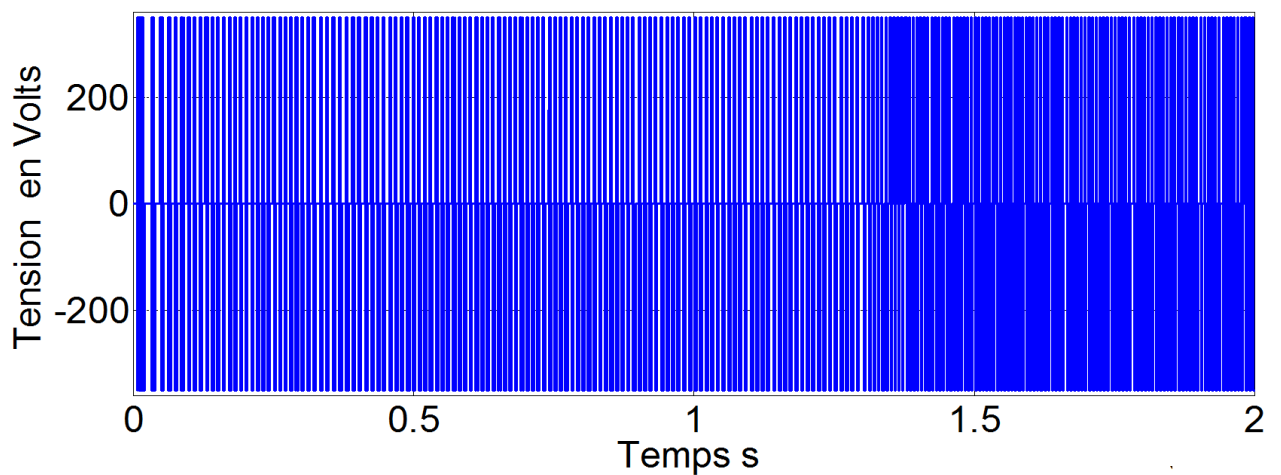
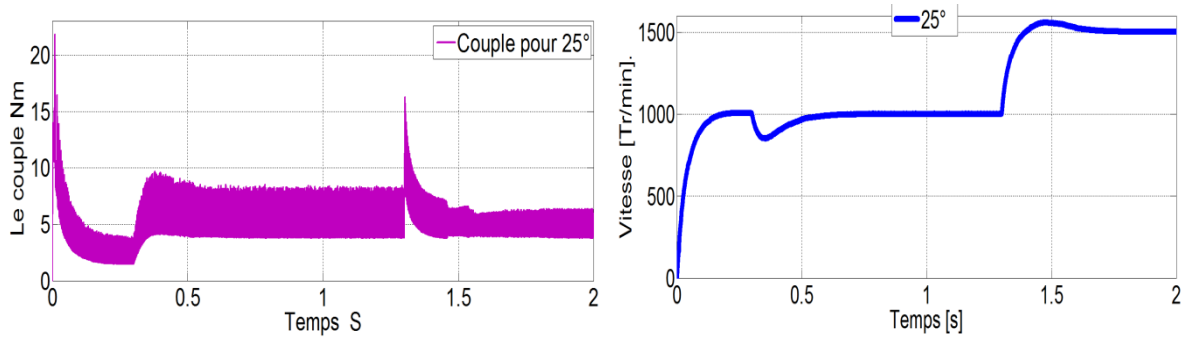


Fig. II.23 Tension d'alimentation pour les quatre phases avec l'angle de commutation  $\theta_{off} = 25^\circ$ .



**Fig. II.24** Résultats du couple électromagnétique et les réponses de vitesse avec l'angle de commutation  $\theta_{off} = 25^\circ$ .

Les figures(II.22) et (II.23) représentent la tension d'alimentation et le courant électrique pour les quatre phases avec l'angle de commutation  $\theta_{off} = 25^\circ$ , on note que la variation de la charge a une influence directe sur le courant. Par conséquent, la vitesse du rotor a changé, mais elle revient rapidement à sa référence et aussi les ondulations de couple ont augmentées comme le montre bien la figure (II.24). Ainsi, toute variation de vitesse a un impact direct sur le courant et sur les ondulations de couple.

On constate également que les ondulations du couple avec la charge  $Cr = 2 \text{ Nm}$  sont inférieures à celle de la charge  $Cr = 5 \text{ Nm}$ , mais aussi avec l'augmentation de la vitesse à  $1500 \text{ tr / min}$ , il n'y a pas d'impact significatif sur les ondulations de couple.

Lors de la même simulation, on remarque également que pendant les phases transitoires de la MRV, les valeurs du courant sont très grandes (figure II.22)ainsi que celles du couple (figure II.24). Ces valeurs peuvent être supérieures aux valeurs maximales admissibles en fonctionnement nominal.

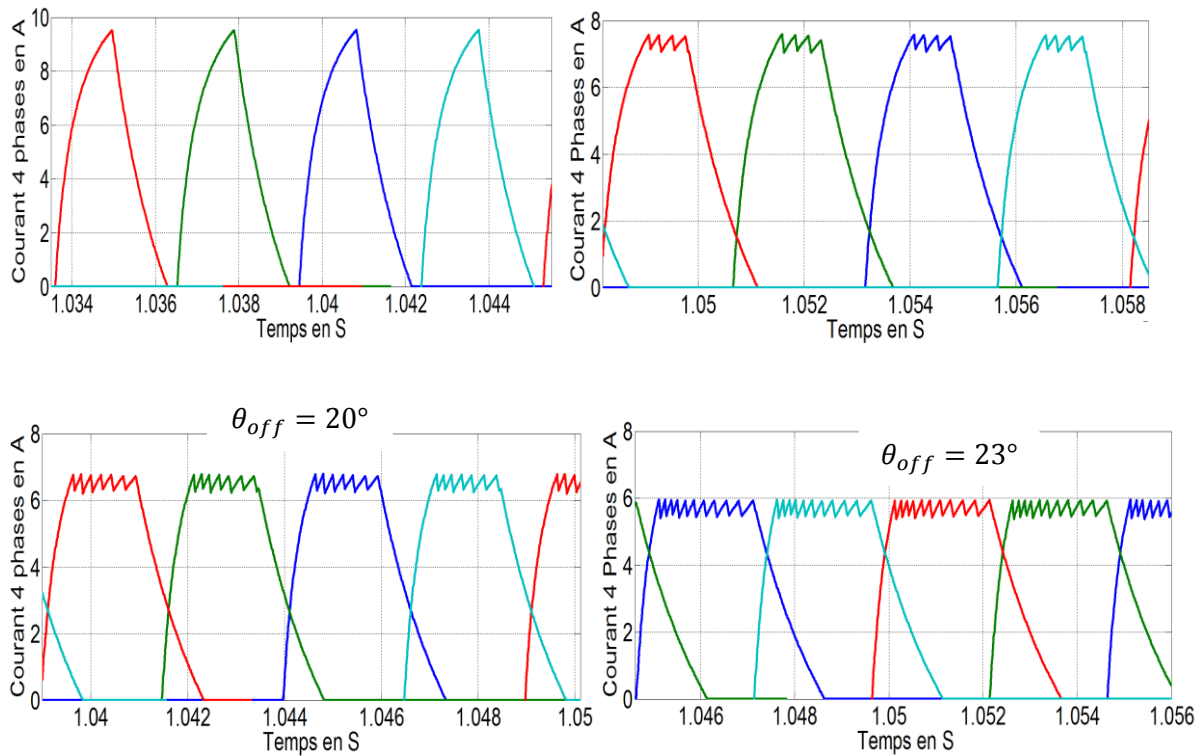


Fig.II.25 Courant électrique pour différents angles de commutation  $\theta_{off} = (15^\circ, 18^\circ, 20^\circ, 23^\circ)$ .

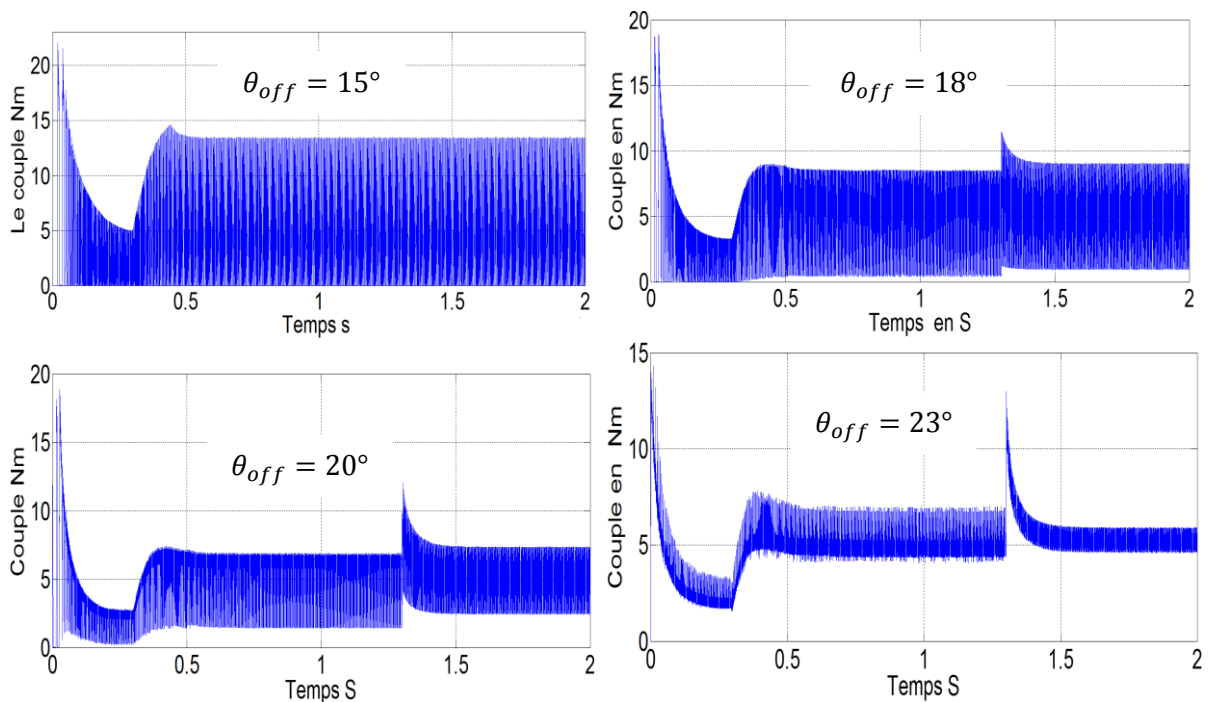


Fig. II.26 Couple instantané pour différents angles de commutation  $\theta_{off} = (15^\circ, 18^\circ, 20^\circ, 23^\circ)$ .

La figure (II.25) représente le courant électrique pour les différents angles de commutation ( $\theta_{off} = 15^\circ, 18^\circ, 20^\circ, 23^\circ$ ) entre les instants  $t=1$  s et  $t=1.6$  s. On remarque que les valeurs

maximales des courants ont augmentées lorsque l'intervalle d'application de la tension diminue (intervalle réduit entre  $\theta_{on}$  et  $\theta_{off}$ ).

La figure (II.26) montre l'évolution des ondulations de couple électromagnétique pour les différents angles de commutation  $\theta_{off} = 15^\circ, 18^\circ, 20^\circ, 23^\circ$ . Avec l'angle de commutation  $\theta_{off} = 15^\circ$  le couple de démarrage n'a été utile qu'après un certain temps à cause de la réponse tardive de contrôle, et de la position inappropriée du rotor, ceci a eu un impact direct sur la réponse de la vitesse.

Les ondulations conséquentes de couple pour les deux plages de vitesse. Ont été données par  $\theta_{off} = 15^\circ$  et  $18^\circ$ , L'angle de commutation  $\theta_{off} = 18^\circ$  était mieux que l'angle de commutation  $\theta_{off} = 15^\circ$  puisque cette dernière est proche de démarrage. En revanche, la réduction des oscillations du couple électromagnétique ont été constatées pour les angles  $\theta_{off} = 20^\circ$  et  $23^\circ$  avec des bonnes réponses pour les deux vitesses. Ceci veut dire, pour que les oscillations du couple soient optimales dépendent de l'intervalle d'alimentation des phases comprise entre  $\theta_{on}$  et  $\theta_{off}$ .

### II.11 Conclusion.

Dans un premier temps, ce chapitre décrit les déminions principales d'un prototype de moteur à réluctance variable à double saillance (MRV 8/6). 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 .

Finalement ces résultats seront utilisés avec les équations électriques et l'équation mécanique de la MRV pour élaborer un modèle dynamique de simulation et pour estimer le couple instantané par l'emploi des tables de consultation de Matlab-Simulink.

Dans un deuxième temps, nous avons présenté la commande HCC avec les différentes stratégies de commutation possibles ainsi le système de contrôle complet combiné avec la boucle de régulation de vitesse. La commande de courant par hystérésis, est généralement la plus utilisée pour les moyennes et faibles vitesses.

Les résultats de simulation obtenus sont acceptables dans l'ensemble en effet les réponses des commandes utilisées sont relativement rapides pour les perturbations de charge et pour la

variation de consigne de vitesse de rotation. L'objectif de ces commandes est d'améliorer la performance de couple.

Les ondulations de couple, restent L'inconvénient majeur du moteur à RV, cependant le choix optimal des angles de commutation de la mise sous tension et hors tension d'une phase ainsi la tension d'alimentation permettent de réduire considérablement ces ondulations. Néanmoins trouver la combinaison optimale des paramètres précédents c'est à dire l'angle de mise sous tension, angle de mise hors tension d'une phase et la tension à appliquer n'est pas une tâche facile d'où le recours aux algorithmes d'optimisation. Ces derniers seront l'objectif des chapitres suivants.

# CHAPITRE III

Algorithmes d'optimisations.

### III.1 Introduction.

Actuellement, un ensemble de métaheuristiques bio-inspirées basées sur le comportement naturel des essaims, des abeilles, des oiseaux, et des fourmis avaient émergé comme une alternative pour surmonter les difficultés présentées par les méthodes classiques dans l'optimisation.

Dans le présent chapitre, nous allons présenter les différents algorithmes d'optimisations métaheuristiques dont le PSO, algorithmes génétiques, algorithme de firefy. Ensuite nous allons adapter ce dernier pour optimiser les performances du moteur à RV par adaptation de l'intelligence de la nature avec les techniques de contrôle, pour cela, nous décrivons en détailles la métaheuristique, son origine et ses paramètres.

### III.2 Algorithme d'optimisation.

#### III.2.1 Définition

Un algorithme d'optimisation est une procédure mathématique qui permet d'obtenir les minimums (ou maximums) d'une fonction réelle  $f \min_{x \in \mathbb{R}^n} f(x)$ . En général la solution est un sous-espace  $A \in \mathbb{R}^n$  qui est soumis à un ensemble de contraintes (conditions sur les variables), qui sont exprimées comme un système d'équations et inéquations. Les éléments de  $A$  sont appelés solutions admissibles et souvent ont des

bornes supérieures et inférieures  $x_{l_i} \leq x \leq x_{u_i} \in A$ . [Ga18]

Les problèmes d'optimisation peuvent être classés selon le type de restriction :

- Minimisation sans restriction.
- Minimisation avec restrictions d'égalité  $g(x) = 0 \quad i = 1, \dots, m_e$
- Minimisation avec restrictions d'égalité et d'inégalités  $g(x) \leq 0 \quad i = m_e + 1 \dots m$

Les algorithmes d'optimisation sont des processus itératifs qui génèrent une séquence de valeurs  $x_{n+1}$  à partir d'un point de départ  $x_0$ . Un algorithme est convergent quand pour n'importe quel point de départ, la séquence arrive à la solution (maximum ou minimum). Les algorithmes d'optimisation ont besoin en général des dérivées de premier et deuxième degré de la fonction. Pour le calcul du gradient d'une fonction, on peut utiliser la dérivation directe, approximation par différences finies... Par exemple, la méthode de descente de gradient a besoin juste des 1eres

dérivées; la méthode de Newton nécessite les 2èmes dérivées de la fonction objective ; sans dérivée, on peut trouver les méthodes d'algorithme du simplexe, 'simulated annealing', 'neural networks', algorithmes génétiques...etc.[Ga18].

### **III.2.2 Types de problèmes**

On peut trouver différents types de problèmes :

#### **III.2.2.1 Control optimal :**

Déterminer les actions  $b$  nécessaires sur un système pour que  $u$  s'approche dans un état défini comme optimal. Par exemple, quelle pression ou quelle température dois-je appliquer pour qu'un système soit en équilibre.

#### **III.2.2.2 Design optimal :**

Le but est de trouver les variables de design  $x$  (par exemple design d'une structure, d'un produit) que suivent une série de critères d'optimalité (coûts, volume ou poids minimal) et qui satisfait une série de conditions (par exemple valeurs maximales préétablies)

#### **III.2.2.3 Estimation des paramètres de problème inverse (problèmes du type moindres carrés) :**

Trouver les paramètres du modèle afin de correspondre une fonction aux observations disponibles (valeurs calculées qui s'approchent des valeurs mesurées dans un cas réel).

### **III.2.3 Paramètres d'un algorithme d'optimisation**

#### **III.2.3.1 Approximation Initiale**

Pour initialiser l'algorithme, il est nécessaire d'avoir une approximation initiale a la solution  $x_0$ . (Point de départ). Le choix d'une bonne approximation initiale conditionne la convergence ou pas à la solution.[Ga Un algorithme d'optimisation utilise un processus récursif, calcule une nouvelle approximation (itération) à la solution réelle jusqu'à ce que les critères de convergence soient atteints. En programmation, c'est une boucle de répétition où la nouvelle approximation est construite à partir les approximations antérieures 18][Be12]

### III.2.3.2 Nombre d'Itérations

### III.2.3.3 Vitesse de convergence

Quand on parle de convergence proche d'une solution, on parle de la vitesse à laquelle les termes de l'itération approchent sa limite.

En général, les ordres de convergences son linéaires ( $p=1$ ), quadratiques ( $p=2$ ), cubiques ( $p=3$ ), quartiques ( $p=4$ )... Une méthode d'optimisation avec un ordre de convergence supérieur arrive à la solution avec peu d'itérations. Le choix d'une méthode avec une haute convergence est important pour les problèmes d'une certaine taille ou avec de multiples paramètres. Par exemple, pour une convergence quadratique, on peut dire que le nombre de chiffres corrects est double (au minimum) à chaque pas de calcul. Ou dit sous une autre forme, l'erreur diminue quadratiquement à chaque itération. Si un algorithme ne converge pas, ça ne veut pas dire qu'il n'existe pas de solution. Il n'existe aucun algorithme universel dont la convergence soit garantie, en général il dépend du choix de l'initialisation  $x_0$  et de les propriétés de la fonction (continuité, dérivabilité)

### III.2 .3.4 Critère d'arrêt

Critères pour arrêter le processus de calcul. Il existe plusieurs critères d'arrêt. Les plus utilisées :

- Nombre maximal d'itérations  $N_{max}$
- $\|f(x_n)\| < \varepsilon_1$  Valeur de la fonction
- $\|X_{n+1} - X_n\| < \varepsilon_2$  Différence entre deux approximations successives

Où  $\varepsilon_1, \varepsilon_2 \in \mathbb{R}$  sont les tolérances et sont choisies en fonction du type de problème. En général, ce sont des valeurs négligeables ( $\varepsilon_i \approx 10^{-4} - 10^{-6}$ ).

## III.3 Différent type d'optimisation:

### III.3.1 Optimisation par essaims de particules (PSO).

L'optimisation par essaims particulaires (OEP ou PSO en anglais). L'optimisation des essaims de particules (PSO) est un algorithme d'optimisation stochastique basé sur la population,

motivé par le comportement collectif intelligent de certains animaux, tels que les troupeaux d'oiseaux ou les bancs de poissons. A été présentée en 1995, et continue à développer depuis ce point. Ayant appris la technique, les chercheurs ont mis au point de nouvelles versions répondant à différentes exigences, développé de nouvelles applications dans de nombreux domaines, publié des études théoriques sur les effets des différents paramètres et proposé de nombreuses variantes de l'algorithme. Elle a d'ailleurs des similarités avec les algorithmes de colonies de fourmis, qui s'appuient eux aussi sur le concept d'auto-organisation. Cette idée veut qu'un groupe d'individus peu intelligents peut posséder une organisation globale complexe[do] [Mo12].

Chaque itération déplace les particules selon 3 composants:

- Sa vitesse actuelle
- Sa meilleure solution
- La meilleure solution obtenue dans son voisinage

#### III.3.2 Gauss-Newton

Souvent, dans la pratique, le hessien  $B^{-1}$  est très difficile à évaluer dans le cas où la fonction  $f$  n'est pas analytique. Le gradient quant à lui est toujours plus ou moins accessible (méthodes inverses). On souhaite donc ne pas calculer exactement le hessien, mais simplement en évaluer une approximation. Parmi les méthodes d'approximation du hessien trois sont retenues ici : la méthode BFGS pour Broyden - Fletcher - Goldfarb - Shanno (§C.1.5), la méthode DFP pour Davidon - Fletcher - Powell (§C.1.5) et la méthode SR1 pour Matrice Symétrique de Rang 1 (Symmetric Rank One, §C.1.5). Dans ce qui suit on note  $s_k = x_{k+1} - x_k$  et  $y_k = \nabla f_{k+1} - \nabla f_k$  et on choisit une matrice  $B_0$  définie positive (pour des raisons de convexité) : la matrice identité est habituellement choisie.[Ab15]

#### III.3.3 Algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques, contrairement aux méthodes déterministes présentées ci-dessus, sont des méthodes aléatoires basées sur les probabilités. Comme leur nom l'indique ce type d'algorithme se base sur l'évolution biologique d'une population d'individus. Chaque individu est caractérisé par un génome (séquence de chromosomes ou allèles). La population évolue par sélection (seulement les individus les mieux adaptés au milieu extérieur survivent), par

croisement (généralisant des enfants comportant des séquences de chromosomes de leur parents) et par mutation d'une partie de leur génome. Ce type d'algorithme est très adapté à la minimisation (maximisation) d'une fonction présentant plusieurs minima (locaux ou globaux). Le coût de calcul est cependant très important car tous les individus de chaque génération doivent être évalués, faisant autant de fois appel au calcul de la fonctionnelle à optimiser.

Un algorithme génétique se base sur les étapes suivantes :[Sa14] [Je14]

### III.3.3.1 Codage

On rappelle que l'on cherche  $x = \arg \min f(x)$  avec  $f : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$  et  $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]$ . Chaque  $x_i$ ,  $i = 1, \dots, n$  correspond à une valeur réelle qui peut être codée à l'aide d'un alphabet : l'alphabet le plus simple, composé de deux caractères, est l'alphabet binaire (composé de 0 et de 1). Ce nombre, une fois codé, est appelé chromosome. Chaque caractère du chromosome (0 ou 1) est appelé gène (ou allèle). Si l'on cherche  $x$  dans un domaine borné, alors on a  $x_{\inf i} < x_i < x_{\sup i}$ ,  $\forall i$ . Le nombre de gènes par composante  $x_i$  nécessaires au codage binaire est alors le plus petit entier  $m_i$  vérifiant :

$$10^{N_i} (x_{\sup i} - x_{\inf i}) \leq 2^{m_i} - 1$$

où  $N_i$  est le nombre de chiffres significatifs désiré. Le point  $x$  est alors construit en ajoutant bout à bout tous les codage des  $x_i$ . La chaîne ainsi constituée comprend alors  $m = \sum_{i=1}^n m_i$  caractères. A l'aide de ce codage on génère aléatoirement une population initiale de  $n$ -ind individus. Une fois ces individus générés, les opérateurs de sélection, de croisement et de mutation peuvent être appliqués à cette population.

### III.3.3.2 Sélection

Cet opérateur a pour but la selection des individus les mieux adaptés au milieu extérieur, i.e. les individus correspondant aux valeurs les plus faibles (resp. élevées) dans le cas d'une minimisation (resp. maximisation). Une méthode bien adaptée pour une sélection est une méthode dite de tournoi. Lors de cette étapes des individus seront supprimés et d'autres seront dupliqués afin que la population soit toujours constituée de  $n$ -ind individus. On organise alors

$n'$  inde tournois de part individus choisis aléatoirement dans la population. Un individu peut être choisi pour plusieurs tournois. Le vainqueur du tournoi est l'individu qui est le mieux adapté à ce

que l'on désire obtenir. A ce moment, uniquement les individus présentant les meilleures caractéristiques (séquences de chromosomes) sont conservés.

### **III.3.3.3 Croisement**

L'idée du croisement est de créer des enfants. On associe donc aléatoirement des individus de la population deux à deux afin de former des couples. Chaque couple va donner naissance à deux enfants comportant chacun des séquences chromosomiques de chaque parent. Une méthode efficace pour générer des enfants est la méthode dite des masques. Un masque est un chromosome de  $m$  gènes constitué de 0 et de 1 (dans le cas d'un codage binaire), et est généré aléatoirement pour chaque couple. Le premier enfant est généré de la manière suivante : lorsque le masque comporte un 1 le gène correspondant est la copie du premier parent (choisi au hasard), et lorsque le masque comporte un 0 le gène est la copie du gène du second parent. Le second enfant est généré de manière identique en inversant les 1 et les 0 du masque. On dispose toujours de  $n$  individus, a priori mieux adaptés au milieu extérieur.

### **III.3.3.4 Mutation**

L'opérateur de mutation consiste à modifier, avec une faible probabilité  $p_m$ , certains gènes de la nouvelle population.

### **III.3.3.5 Elitisme**

Cet opérateur est introduit afin que le meilleur individu de la population survive aux 3 étapes mentionnées ci-dessus à savoir sélection, croisement et mutation. En effet, si le meilleur individu n'est pas autorisé à participer au tournoi de sélection (s'il n'est pas sélectionné), il disparaîtra. Par croisement, il est possible que des séquences de gènes favorables disparaissent. Il en est de même pour l'opérateur de mutation. On peut donc penser isoler le meilleur individu avant la sélection et de le réintroduire aléatoirement dans la population à la place d'un autre individu après l'étape de mutation. Tous les opérateurs définis ci-dessus sont donnés à titre d'exemples et il existe bien d'autres manières de les appliquer.

### III.3.4 Algorithme de luciole FFA.

#### III.3.4.1 Inspiration

Les lucioles (en anglais FireFly) sont de petits coléoptères ailés capables de produire une lumière clignotante froide pour une attraction mutuelle. Dans le langage courant entre les lucioles, ils sont également utilisés synonymes bogues d'éclairage ou des vers luisants. Ce sont deux coléoptères qui peuvent émettre de la lumière, mais les lucioles sont reconnues comme des espèces qui ont la capacité de voler. Ces insectes sont capables de produire de la lumière à l'intérieur de leur corps grâce à des organes spéciaux situés très près de la surface de la peau. Cette production de lumière est due à un type de réaction chimique appelée bioluminescence. Les femelles peuvent imiter les signaux lumineux des autres espèces afin d'attirer des mâles qu'elles les capturent et les dévorent. Les lucioles ont un mécanisme de type condensateur, qui se décharge lentement jusqu'à ce que certain seuil est atteint, ils libèrent l'énergie sous forme de lumière. Le phénomène se répète de façon cyclique. L'Algorithme des lucioles développé par Yang est inspiré par l'atténuation de la lumière sur la distance et l'attraction mutuelle mais il considère toutes les lucioles comme unisexes.[Be12] [Ab15] [Mo12].

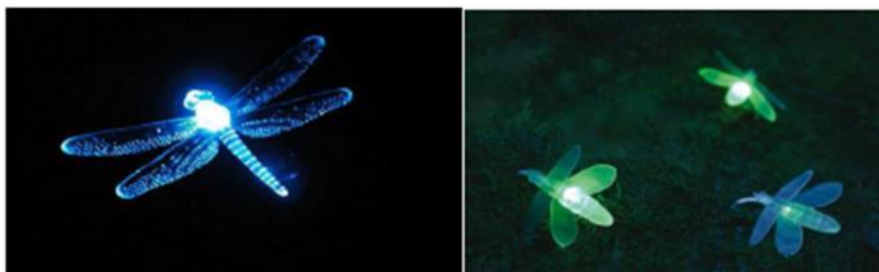


Fig. III.1: Les lucioles naturelles.

#### III.3.4.2 Principe de fonctionnement de l'algorithme des Lucioles

L'algorithme Firefly est un méta heuristique, bio-inspirée, introduite par Dr Xin - She Yan à l'université Cambridge en 2007. L'algorithme est basé sur le principe d'attraction entre les lucioles et simule le comportement d'un essaim de lucioles dans la nature, ce qui lui donne beaucoup de similarités avec d'autres méta heuristiques basées sur l'intelligence collective du

groupe, tel que l'algorithme PSO (Particle Swarm Optimisation), l'algorithme d'optimisation par colonies d'abeilles (ABC), et l'algorithme des bactéries de fourrages (BFA).

L'algorithme prend en considération les trois points suivant:

1. Toutes les lucioles sont unisexue, ce qui fait l'attraction entre celles-ci n'est pas en fonction de leur sexe.
2. L'attraction est proportionnelle à leurs luminosités, donc pour deux lucioles, la moins lumineuse se déplacera vers la plus lumineuse. Si aucune luciole n'est lumineuse qu'une luciole particulière, cette dernière se déplacera aléatoirement.
3. La luminosité des lucioles est déterminée en fonction d'une fonction objective (à optimiser)

Les principales étapes de l'algorithme FireFly sont données Ci-dessous :

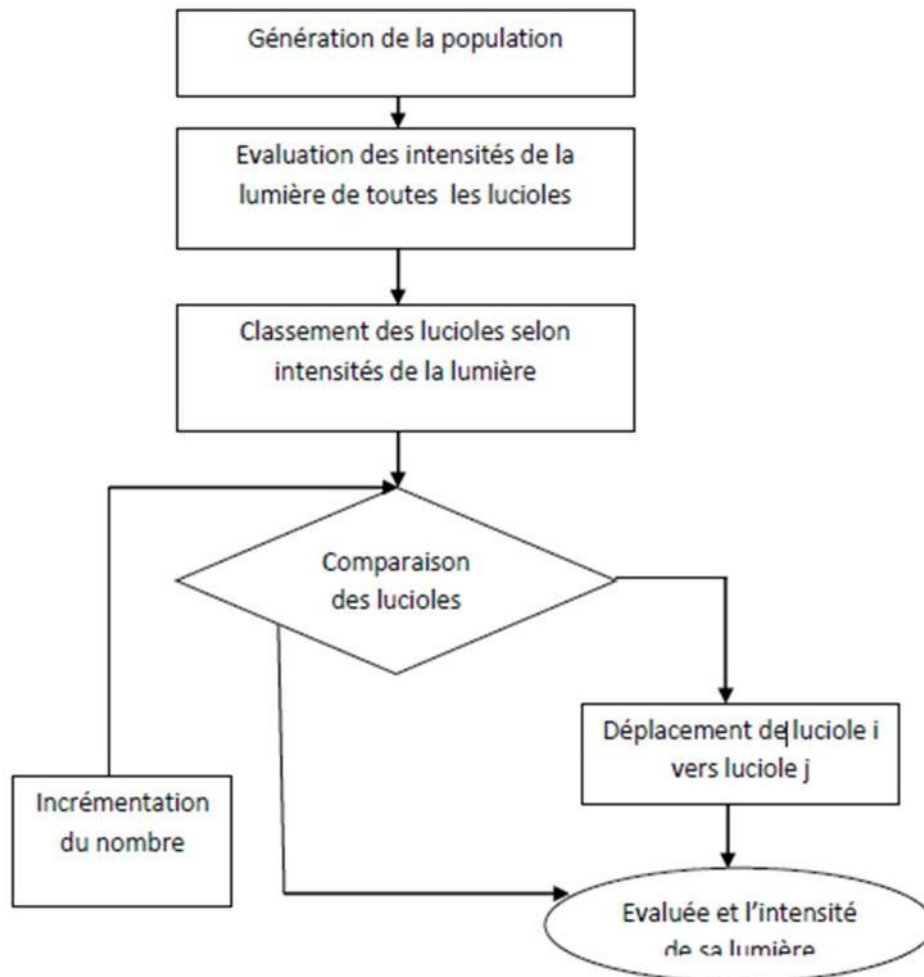


Fig. III.2: Organigramme de l'algorithme FFA.

### III.3 .4.3 Génération de la population initiale

Dans cette étape, l'algorithme des lucioles "Firefly algorithm" génère une population initiale qui représente un ensemble de solutions possibles.

Cette population initiale est généralement générée aléatoirement, le choix de la population initiale est très important car il peut rendre plus ou moins rapide la convergence vers l'optimum global.

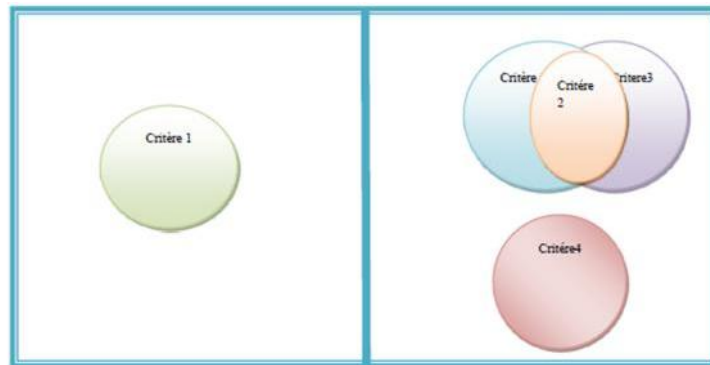
### III.3.4.4 Fonction d'évaluation.

La fonction d'évaluation (fitness) en terminologie anglo-saxonne ou de coût, attribut à chaque luciole une valeur numérique qui représente un coût de performance, elle est utilisée pour coder la luminosité des Firefly. Grâce à cette fonction l'algorithme converge vers l'optimum.

L'efficacité de l'algorithme en termes de pertinence de la solution et le temps de calcul dépend principalement de la fonction objective, pour cela elle doit définir les fonctions objectives de façon plus fidèle que possible.

Il existe deux types de fonction d'évaluation :

- **Une fonction d'évaluation mono critère** : Signifie que la fonction dépend d'une seule et même fonction objectif. La résolution de la fonction d'adaptation (fitness), dans ce cas est simple et ne pose généralement aucun problème.
- **Une fonction d'évaluation multicritère** : Généralement, les problèmes d'optimisation doivent souvent satisfaire des objectifs multiples. Une méthode classique consiste à définir des fonctions objectifs élémentaires dont certains sont concurrents, traduisant chaque objectif à atteindre, et de les fusionner au sein d'une seule fonction.



**Fig. III.3:**types de fonction d'évaluation

#### **III.3.4.5 Classement**

Le classement s'effectue par rapport à la fonction objective, donc dans notre algorithme le classement se fait selon l'intensité de la lumière de chaque luciole. Généralement le classement sert à déterminer le meilleur individu ou le mauvais individu, si la fonction objective cherche à maximiser les critères, le classement par ordre croissant et donc le meilleur est le maximum et le mauvais est le minimum, sinon si la fonction objective cherche à minimiser les critères, le classement se fait par ordre décroissant et donc le meilleur est le minimum et le mauvais est le maximum.

#### **III.3.4.6 Déplacement et mise à jour**

À chaque nouvelle étape itérative, la luminosité et l'attraction de chaque firefly est calculée, c'est la fonction objectif.

Après avoir comparé la luminosité de chaque luciole avec toutes les autres lucioles, les positions des lucioles sont mises à jour en se basant sur des règles de connaissance de la luciole et de leurs voisins, ces règles sont généralement la position initiale, la distance entre deux lucioles comparés et un mouvement aléatoire.

Après le déplacement, la nouvelle luciole est évaluée, sa position et son intensité de lumière sont mises à jour.

Pendant la boucle de comparaison en deux à deux, la meilleure solution est mise à jour de manière itérative. Le processus de comparaison par pair est répété jusqu'à la satisfaction des critères de résiliation

**III.3.4.7 Critère d'arrêt.**

Les étapes précédentes (déplacement et mise à jour) appliquées d'une manière itérative, cette boucle s'arrête jusqu'à ce que la condition d'arrêt soit satisfaite. Cette condition correspond soit à un nombre maximum de génération fixée au départ, ou quand une solution satisfaisable proche de la solution optimale est atteinte. Aussi on peut arrêter la boucle quand les résultats de l'algorithme sont devenus stable, pour éviter la perte de temps.

**III.3.4.8 Paramètres.**

Dans l'algorithme des lucioles (FireFly), il y a 4 points important:

**- Intensité de lumière:**

Dans le cas le plus simple pour les problèmes de minimisation, la luminosité, ou l'intensité lumineuse d'une luciole à un endroit particulier  $x$  peut être choisie comme :  $I(x) \propto 1/f(x)$ .

**- Attractivité:**

Dans l'algorithme des lucioles, la principale forme de la fonction d'attractivité peut être n'importe quelle fonction monotone décroissante telle que la forme générale suivante:

$$\beta_{i,j} = \beta_0^* e^{-\gamma r_{i,j}^m} \quad (\text{III.1})$$

Où  $r$  est la distance entre deux lucioles,  $\beta_0$  est l'attractivité à  $r = 0$  et  $\gamma$  est un coefficient constant d'absorption de lumière.

**- Distance**

La distance entre 2 lucioles  $i$  et  $j$  au  $x_i$  et  $x_j$  peut être la distance cartésienne comme suit:

$$r_{i,j} = \sqrt{\sum_{k=1}^d (X_{i,k} - X_{j,k})^2} \quad (\text{III.2})$$

où  $x_{i,k}$  est la  $k^{\text{ème}}$  composante de la  $i^{\text{ème}}$  luciole.

**- Mouvement**

Le déplacement d'une luciole  $i$  attirée par une plus lumineuse (attractante)

luciole  $j$ , est déterminé par:

$$x_i = (1 - \beta_{ij})x_i + \beta_{ij}x_j + \alpha(\text{rand} - 1/2) \quad (\text{III.3})$$

où le premier terme et le second est due à l'attraction. Le troisième terme est la randomisation.  $\alpha$  est le paramètre aléatoire et peut être constant. "rand" est un générateur de nombre aléatoire uniformément distribuée dans  $[0,1]$ .

#### **III.4 Conclusion.**

Dans ce chapitre, nous avons présentés les algorithmes d'optimisations pour connaître la manière et le mécanisme de fonctionnements de ces algorithmes notamment l'algorithme de Lucioles ( Firefly ). Ces algorithmes sont basés sur l'exploration aléatoire probabiliste d'une ou plusieurs régions de l'espace de recherche, cette exploration aléatoire guidée parfois par des fonctions probabiliste permet d'éviter les optimum locaux lors de l'exploration contrairement aux méthodes déterministes qui se bloque en général dans un optima local ou bien si la fonction objective présente certaine complexité mathématique grandissante. Dans le chapitre suivant, l'algorithme Firefly sera adapté au système de contrôle HCC du moteur RV pour obtenir de meilleures performances grâce aux paramètres optimisés par l'algorithme.

# CHAPITRE IV

Contribution à l'optimisation des  
techniques de contrôle de MRV

### **IV.1. Introduction :**

À cause de la façon dont le couple est produit (sous la forme des impulsions) la MRV est particulièrement susceptible à produire des ondulations de couple importantes. Ces ondulations sont généralement indésirables et limite ainsi leur utilisation. En revanche, elles peuvent être minimisées par une stratégie de commande adéquate qui profite le plus possible des zones de production du couple et diminuer ainsi le couple parasite en sélectionnant les instants optimaux de commutation ainsi que la tension d'alimentation des phases de la machine cela pour les différents régimes de fonctionnement. Cependant rechercher une solution optimale s'avère parfois une tâche assez délicate et demande des méthodes non conventionnelles d'où notre nécessité d'avoir recours aux algorithmes d'optimisations comme : les algorithmes génétiques AG, optimisation par essais des particules PSO, algorithme de luciole FFA...etc.

Dans ce contexte, ce quatrième et dernier chapitre apporte une contribution à l'optimisation des techniques de contrôle de courant par hystérésis (HCC) pour un modèle linéaire de la MRV 8/6 en se basant sur les caractéristiques électromagnétiques de la machine déterminées précédemment par la méthode des éléments finis (MEF).

Cette contribution consiste par la réduction de l'ondulation du couple avec le contrôle de la vitesse en déterminant les paramètres optimaux c'est à dire les angles de commutation de la mise sous tension, hors tension d'une phase ( $\theta_{on}$ ,  $\theta_{off}$ ) et la tension d'alimentation  $V_{cc}$ , en utilisant l'algorithme de luciole (FFA).

### **IV.2 Adaptation des techniques d'optimisation avec les techniques de contrôle MRV.**

La stratégie de contrôle représentée sur la figure (IV.1) contient deux régulateurs, le premier régulateur est un régulateur de vitesse PI, le deuxième un régulateur du courant par à hystérésis. Le régulateur de vitesse donne le courant de référence, celui-ci à son tour est traité par le contrôleur d'hystérésis afin de délivrer le couple électromagnétique nécessaire d'une part pour atteindre la vitesse désirée, et d'autre part, la sortie du régulateur d'hystérésis dépende d'une comparaison entre le courant mesuré et le courant désiré pour générer le signal de commutation à partir du générateur de signaux, qui à son tour détermine les angles de commutation ( $\theta_{on}$ ,  $\theta_{off}$ ) du convertisseur asymétrique[La17-18].

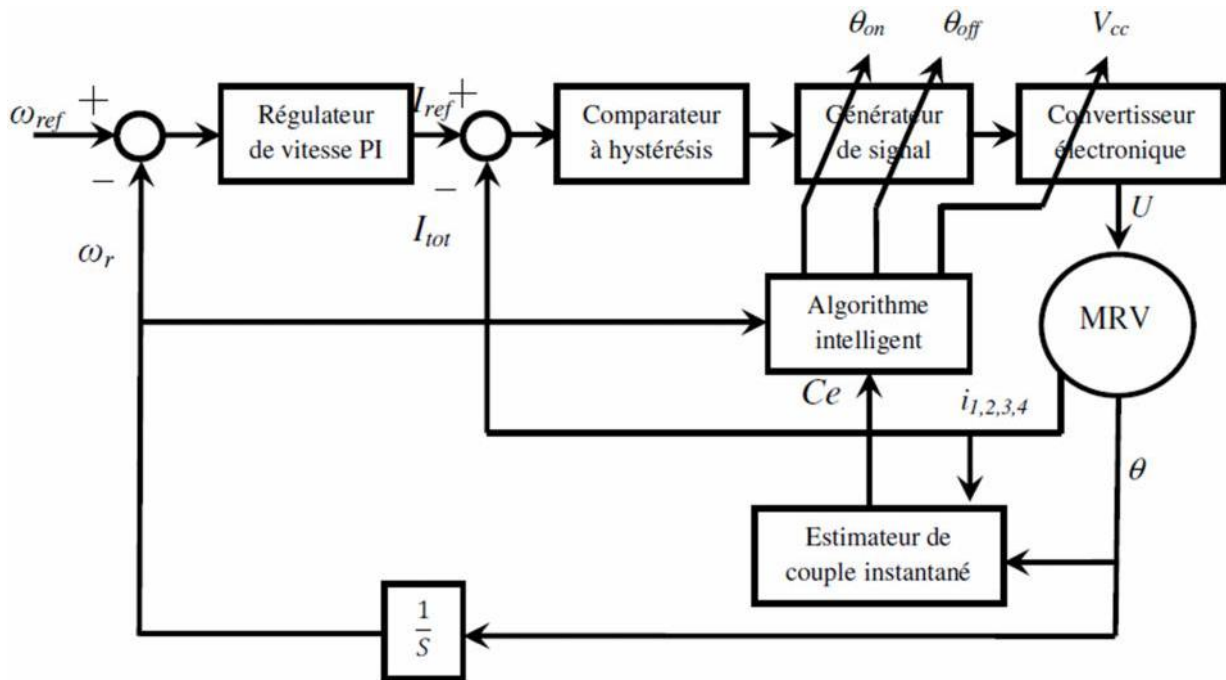


Fig. IV.1 Système de contrôle du moteur en s'adaptant à l'algorithme intelligent.

Cette stratégie permet de maintenir la vitesse désirée en fonction du contrôleur d'hystérésis de courant donné de chaque phase. Cependant, le défaut d'ondulation du couple reste indésirable dans le moteur à RV. Alors, que nous pouvons réduire ce défaut en trouvant les paramètres les plus appropriés à utiliser dans le système de contrôle. En effet Les angles de commutation de la mise sous tension, hors tension d'une phase ( $\theta_{on}$ ,  $\theta_{off}$ ) et ainsi la tension d'alimentation  $V_{cc}$  ont un impact significatif sur les performances du moteur à RV. Pour cela, on fait appel aux algorithmes métaheuristiques fondés sur la stratégie d'optimisation des paramètres. Leur efficacité pour minimiser les ondulations du couple sera démontrée dans les résultats de la simulation.

Les caractéristiques de couple statique sont transférées au système de contrôle pour déterminer le couple instantané à l'aide la table de consultation de Matlab Simulink, puis l'algorithme intelligent ici dans ce chapitre il s'agit de FFA est adapté et appliqué pour optimiser les paramètres spécifiés du moteur à RV pour réduire l'amplitude de ces ondulations.

#### IV.2.1 Modèle basé sur l'algorithme de luciole FFA.

Plusieurs façons existent pour trouver les paramètres optimaux qui permettent d'améliorer les performances d'une MRV. Cependant ces paramètre sont peut-être mieux accessible en utilisant des algorithmes intelligents. Dans ce chapitre, la stratégie proposée comprend le contrôle de la vitesse par le contrôle du courant, où l'algorithme FFA joue un

rôle primordial pour la détermination des paramètres optimaux dont les angles de commutation de la mise sous tension et hors tension d'une phase ( $\theta_{on}$ ,  $\theta_{off}$ ) et la tension d'alimentation  $V_{cc}$ , afin de minimiser les l'ondulation du couple avec le contrôle de la vitesse.

La méthode proposée pour la coordination de l'algorithme FFA avec le système de contrôle est décrite dans l'organigramme de base tel que montré sur la figure (IV.2). Cet organigramme montre les étapes principales de la méthode FFA, où la première étape consiste à générer aléatoirement une population initiale de lucioles et calculer leur intensité par la fonction objective (voir l'équation (IV. 4) ci-dessous ) dans les limites de l'espace de recherche du problème; la deuxième étape vise à l'évaluation de chaque luciole à base de la valeur de L'intensité I et donc la valeur de la fonction objective du problème; la troisième étape déplacement de la luciole moins lumineuse vers la plus lumineuse si elle existe sinon le déplacement est aléatoire (voir l'équation de mouvement (III.4) Dans le Chapitre précédent), dans cette étape l'attraction est varier en fonction de la distance r via l'équation (III.3). Evaluation des nouvelles lucioles et mettre à jour l'intensité de lumière. la quatrième étape contient les critères d'arrêt de l'algorithme, ces critères peuvent être définis soit par une erreur acceptable " $\epsilon$ " soit par un nombre d'itérations maximale.

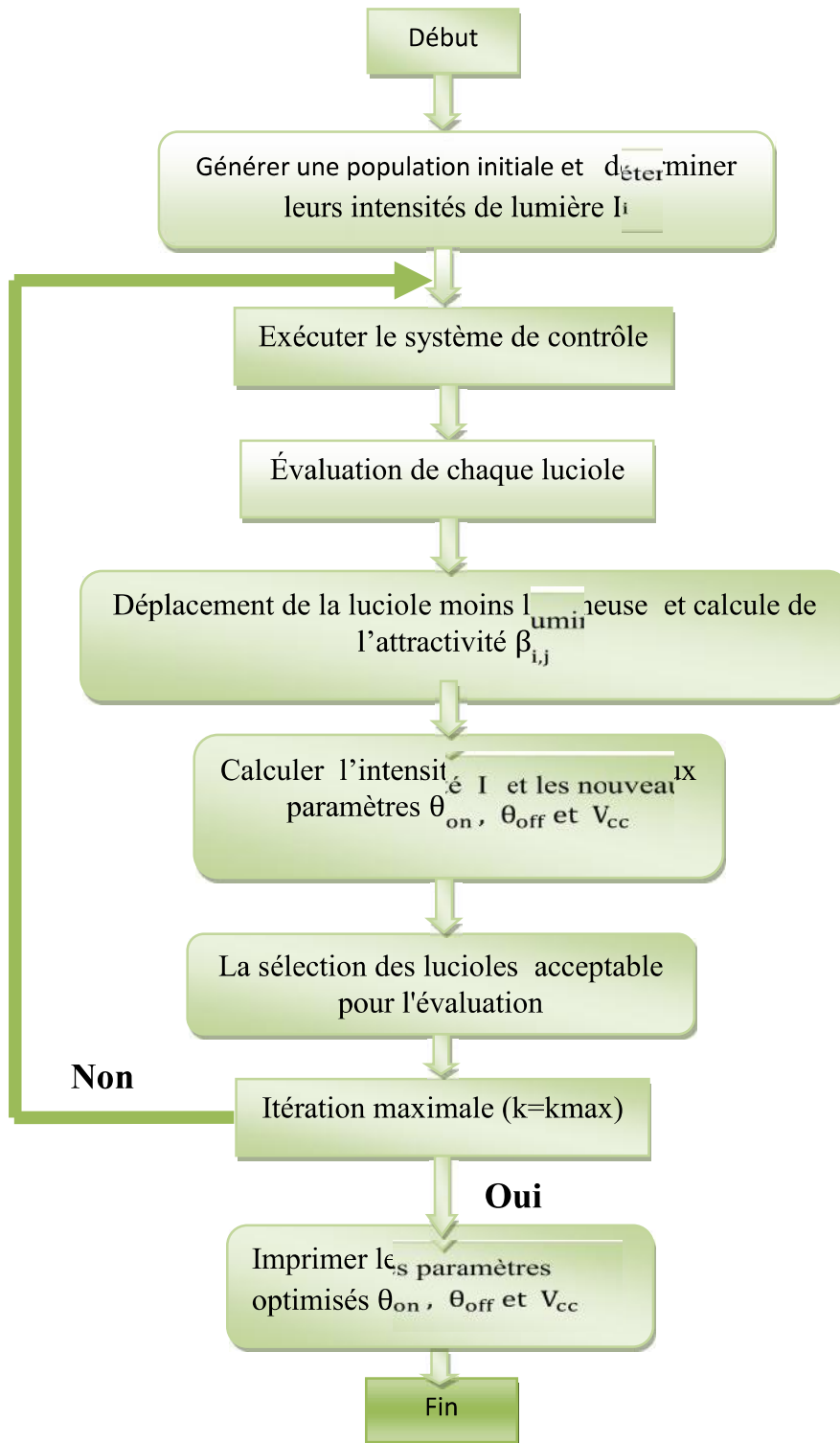


Fig. IV.2: Organigramme de base de FFA adapté au système de contrôle MRV.

Comme vu précédemment dans le chapitre III, l'algorithme Firefly (FFA) est exprimé avec deux choses essentielles: La variation de l'intensité de la lumière  $I$  et la l'attraction  $\beta$ . Pour simplifier, l'attraction des lucioles est déterminée en fonction de la luminosité, où la luminosité est déterminée avec la fonction objective  $f$

D'abord au cours de chaque génération, la luciole moins lumineuse se déplace vers la luciole la plus lumineuse et faire varier l'attraction en fonction de la distance  $r$  avec évaluation des nouvelles solutions et mettre à jour l'intensité de lumière. Enfin arrivé au nombre d'itérations maximum les lucioles sont classer pour trouver la meilleure solution.

Le programme de FFA a été développé (voir Annexes) en utilisant le langage de programmation de MATLAB, pour sa capacité à être associé au système de contrôle dans Simulink. Le nombre maximum d'itérations prises est égal à 100. Ainsi  $\alpha = \mathbf{1}$ ,  $\beta_0 = \mathbf{1}$  et  $\gamma = \mathbf{0.1}$ .

#### IV.2.2 Fonction objective.

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  $(I, \theta)$  [La17-18]. L'ondulation de couple peut être calculée en détaillant le couple instantané comme suit:

$$C_{\text{ond}} = \frac{C_{\text{max}} - C_{\text{min}}}{C_{\text{moy}}} \quad (\text{IV. 4})$$

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

$$SE = \max(|\omega_{\text{ref}} - \omega_r|) \quad (\text{IV. 5})$$

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 (IV.4) et l'équation (IV.5), nous pouvons identifier la fonction objective comme suit:

$$f = (1/C_{\text{ond}} - (SE)/n) \quad (\text{IV. 6})$$

Où  $n$  est un nombre naturel. Pour cette étude, il a été pris égal à 3.

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

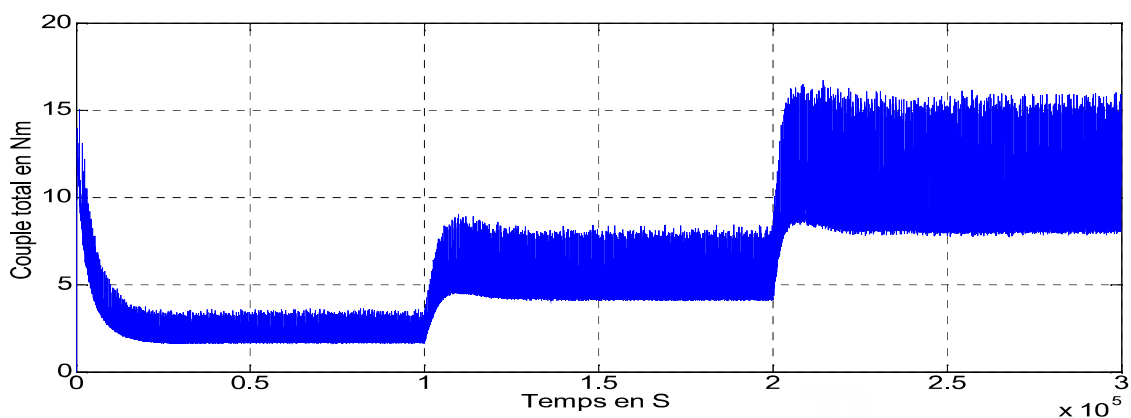
- $\theta_{on} \in [0^\circ - 10^\circ]$ .
- $\theta_{off} \in [15^\circ - 25^\circ]$ .
- $V_{cc} \in [200 - 400 \text{ volts}]$ .

### IV.3 Résultats de simulation et discussion.

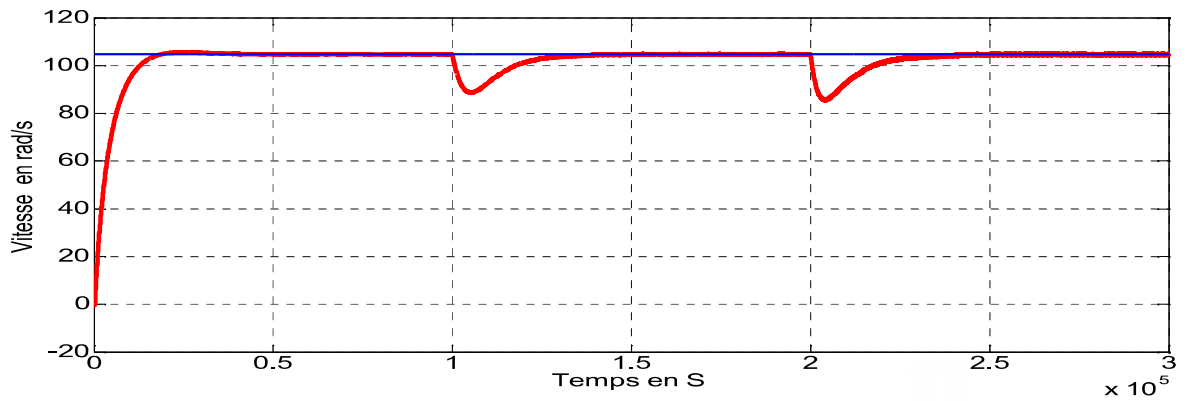
Dans ce paragraphe, différentes simulations sont faites afin de voir l'efficacité de l'algorithme firefly (FFA). Dans un premier temps, les performances de la MRV 8/6 en termes d'ondulation du couple et la réponse de vitesse sont analysés en tenant compte des paramètres standards. Dans un deuxième temps, l'algorithme FFA est adapté puis appliqué pour optimiser ces paramètres c'est à dire les angles de commutation  $\theta_{on}$ ,  $\theta_{off}$  et la tension  $V_{cc}$  ceci dans le but d'améliorer les performances du moteur à RV 8/6 en réduisant les ondulations du couple dans différentes conditions de charge. Les paramètres standards utilisés sont  $\theta_{on} = 0^\circ$ ,  $\theta_{off} = 23^\circ$  et  $V_{cc} = 300 \text{ volts}$ .

Lors des simulations, pour les deux vitesses de référence  $\omega_{ref} = 1000 \text{tr/min}$   $\omega_{ref} = 1500 \text{tr/min}$ , le changement de charge est effectué aux instants  $t=1 \text{ s}$  et  $t=2 \text{ s}$ . D'abord le moteur démarre pour un couple résistant de  $C_r=2 \text{ N.m}$ , ensuite à l'instant  $t=1 \text{ s}$  le couple passe de 2 à 5 N.m et enfin à  $t=2 \text{ s}$  le couple change de 5 à 10 N.m.

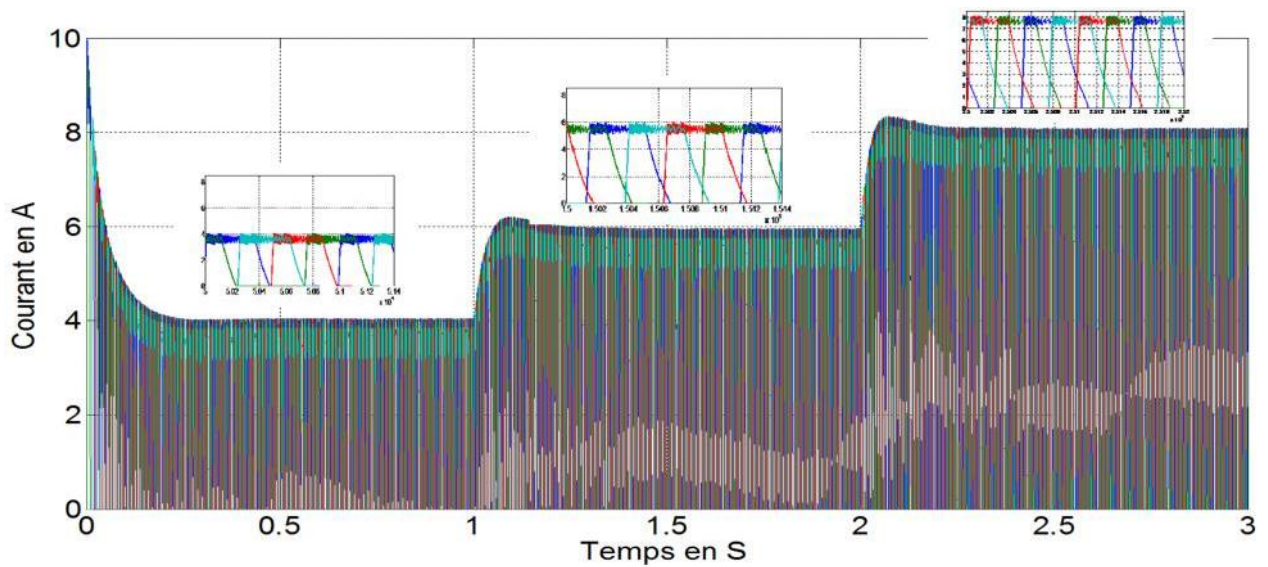
Les figures ci-dessous respectivement IV.3 et IV.4 montrent respectivement, le couple dynamique total et la réponse de vitesse en utilisant les paramètres standards alors que la figure IV.8 montre les courants des quatre phases du moteur avec  $\omega_{ref} = 1000 \text{tr/min}$ .



**Fig. IV.3:** Couple total en utilisant les paramètres standards avec  $\omega_{ref} = 1000 \text{tr/min}$ .



**Fig. IV.4:** la réponse de vitesse en utilisant les paramètres standards avec  $\omega_{ref} = 1000\text{tr}/\text{min}$ .



**Fig. IV.5** Courant contrôler par hystérésis des phases MRV en utilisant les paramètres standards avec  $\omega_{ref} = 1000\text{tr}/\text{min}$ .

Les figures respectivement IV.6 et IV.7 représentent respectivement, le couple dynamique total et la réponse de vitesse en utilisant les paramètres standards alors que la figure IV.8 présente les courants des quatre phases du moteur avec  $\omega_{ref} = 1500\text{tr}/\text{min}$ .

## Conclusion Générale.

Ce mémoire a pour objectif d'optimiser les techniques de commande d'une MRVDS 8/6 par des algorithmes intelligents en particulier l'algorithme FFA pour cela nous avons besoin établir des modèles pour l'étude des machine a reluctance variable en vue de simuler leur fonctionnement sous différents régimes. Dans le chapitre introductif, Après un bref exposé de principes théoriques liés aux modes de fonctionnement et de conversion d'énergie dans les MRV, et la manière dont leur couple est calculé. Nous avons détaillé leurs principaux avantages et inconvénients trouver dans la littérature ainsi leur domaine d'application.

Dans le chapitre suivant, dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à la modélisation de prototype du type MRVDS 8/6 choisi que nous envisageons d'optimiser son contrôle. Ensuite on a présenté les résultats de la modélisation par la MEF pour le cas de modèle magnétostatique, les résultats graphiques des répartitions des grandeurs magnétiques essentiellement pour les deux positions clés du rotor, ainsi les réseaux des courbes portant les caractéristiques statiques du flux total, l'inductance et le couple ont été présenté. Dans un deuxième temps, on a appliqué la technique de contrôle HCC en présence de la boucle de régulation de vitesse au modèle linéaire du moteur à RVDS 8/6 précédemment développé à base des caractéristiques statiques obtenue par la MEF. Le HCC a utilisé le comparateur d'hystérésis pour contrôler le courant par rapport à celui de référence dans le but de générer le couple voulu. Après avoir implémenté cette technique. Les résultats de simulation ont révélé 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 la performance de la machine ont été noté. Dans le troisième, nous avons présentés les algorithmes d'optimisations pour connaître la manière et le mécanisme de fonctionnements de ces algorithmes notamment l'algorithme de Lucioles (Firefly algorithm). En effet ces algorithmes sont basés sur l'exploration aléatoire probabiliste d'une ou plusieurs régions de l'espace de recherche, cette exploration aléatoire guidée parfois par des fonctions probabiliste permet d'éviter les optimum locaux lors de l'exploration contrairement aux méthodes déterministes qui se bloque en général dans un optima local ou bien si la fonction objective présente certaine complexité mathématique grandissante. Enfin dans le dernier chapitre, l'algorithmes FFA est adaptées avec un système de contrôle du moteur à RV afin de réduire l'amplitude des ondulation de couple par conséquent améliorer les performances de la machine par les paramètres optimisés obtenus par cet algorithme. En outre après avoir

comparé les résultats de simulation des paramètres optimisé avec celle des paramètres standard, nous a permis de valider la robustesse des stratégies utilisées car les réponses des suivies de variation de vitesse étaient rapides et l'impact des perturbations des charges et l'amplitude des ondulations de couple étaient bien réduites.

Enfin pour des travaux futurs, les algorithmes d'optimisation présentés ou encore de nouveaux algorithmes métaheuristique peuvent être adaptés à d'autres techniques de contrôle de la MRV afin d'améliorer leurs performances en termes de l'amplitude des ondulations de couple générées avec une vitesse de commutation minimale, ou également de prendre en considération d'autres critères de performance. En outre le modèle linéaire utilisé n'est pas exact et il y a des améliorations possibles pour le rendre plus fidèle comme la prise en compte de la saturation ainsi que la non linéarité fortement présente dans ce genre de machine, le fait d'établir un modèle proche de la réalité de la MRV s'accompagne avec de meilleures performances en utilisant les techniques de commande bien optimisées.

### 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 (1500 Tr/min)	Résistance d'une phase (1 $\Omega$ )
Puissance (4.5 kW)	Courant maximale (16 A)
Tension $V_{cc}$ (350 v)	

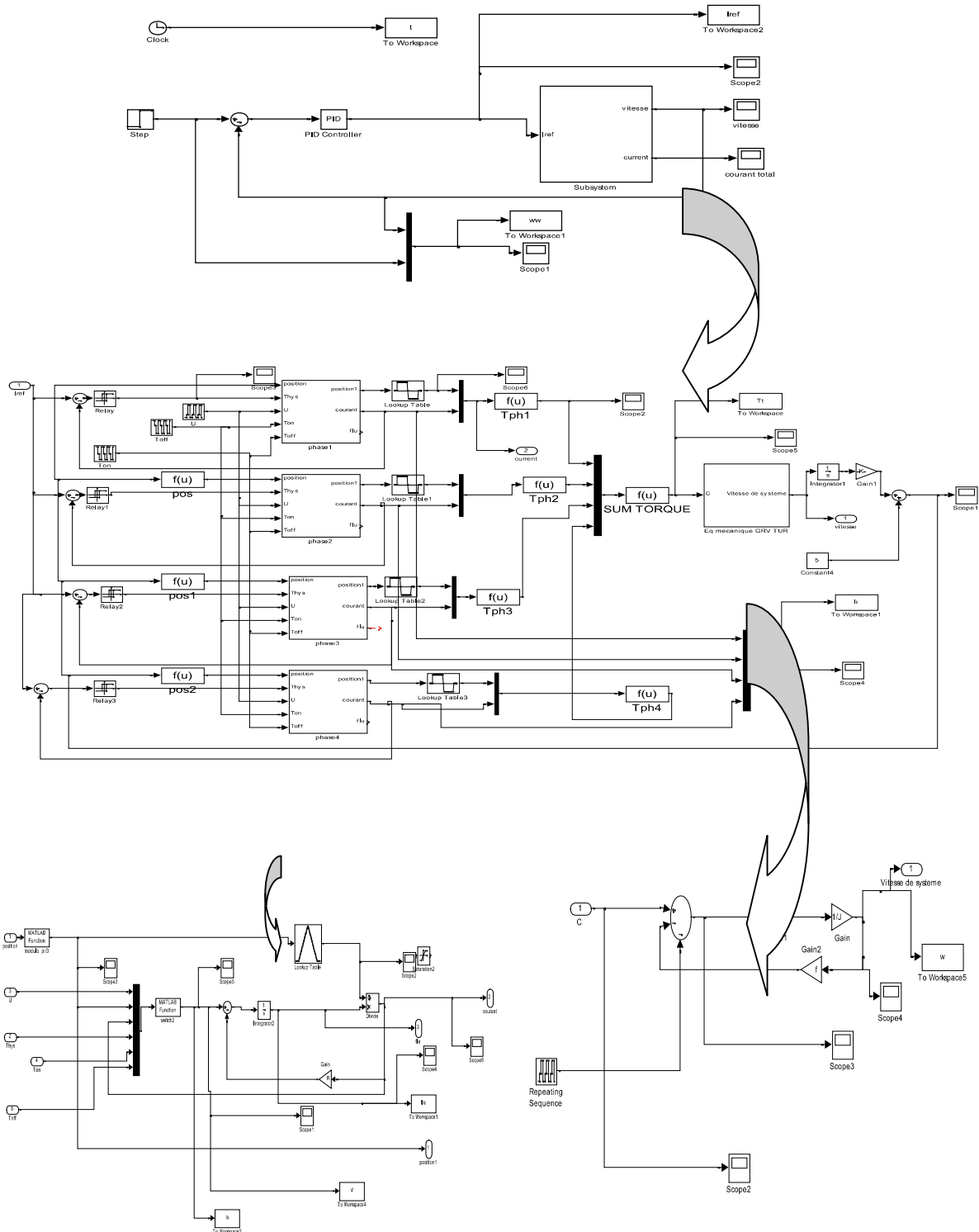
## B.2 Gains du régulateur PI

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

HCC :  $k_p = 0.09$  et  $k_i = 0.85$ ;

### C-Blocks Simulink/Matlab.

#### Contrôle de Courant par hystérésis (Hcc) :



### D-Programme de l'algorithme FFA.

Dans le dernier chapitre, on a utilisé l'algorithme de luciole pour optimiser les performances du moteur à RV. Ces techniques ont été réalisées par association entre un programme développé par langage MATLAB et le système de contrôle sous Simulink. Nous présentons dans cette annexe le programme de l'algorithme firefly afin de connaître le mécanisme d'association qui a été intégré.

Programme de l'algorithme FFA

```

clc
clear all
load('para1.mat')
Ton=8;Toff=20;wref=1500,hs=0.2,U=350;R=1;
Tload=10; J=0.004;f=0.001;Tmu=0.00005;
lim_inf(1)=15;lim_sup(1)=25; % limite inferieur et limite superieur de teta on
lim_inf(2)=0;lim_sup(2)=10; % limite inferieur et limite superieur de teta off
lim_inf(3)=200;lim_sup(3)=380; % limite inferieur et limite superieur de Vcc
beta0=1;
alpha=1;
gamma=0.1;
iteration=100; % nombre d'iteration maximal
pup_size = 10; % la taille de la population initiale des lucioles
%%%%%%%%%%%%%% Initial position
for k=1:pup_size
fi(k,1)=roundn(rand*(lim_sup(1)-lim_inf(1))+lim_inf(1),-2)
fi(k,2)=roundn(rand*(lim_sup(2)-lim_inf(2))+lim_inf(2),-2)
fi(k,3)=roundn(rand*(lim_sup(3)-lim_inf(3))+lim_inf(3),-0)
Toff=fi(k,1)
Ton=fi(k,2)
U=fi(k,3)
sim('HCC',[0 0.5]);
kk=find(t>0.4);
Tmax=max(Tt(kk(1):size(t))); % Maximum de couple
Tmin=min(Tt(kk(1):size(t))); % Minimum de couple
Tm=(Tmax)
Tstatic=abs(ww(size(t,1),2)-ww(size(t,1),1))
I(k)=Tm/(Tmax-Tmin)-Tstatic/3
end
[cost,ind]=sort(I,'descend'); % max element in first entry
optimal(1,1:3)=fi(ind(1),:);
optimal(1,4)=cost(1); % sorts population with max cost first
%figure(2);
%contour(x,y,z,20); hold on;
%plot(fi(:,1),fi(:,2),'*','markersize',7)
%hold off
tpop(:,,1)=fi;
tcost(:,,1)=I;
Ibest(1)=max(I)
for k=1:iteration
for i=1:pup_size
for j=1:pup_size
r=sqrt((fi(j,1)-fi(i,1))^2+(fi(j,2)-fi(i,2))^2);

```

## Programme de l'algorithme FFA

```

if I(i)<I(j)
beta=beta0*exp(-gamma*r.^2);
fi_new(i,1)=fi(i,1)+ beta*(fi(j,1)-fi(i,1))+alpha.*(rand-0.5);
fi_new(i,2)=fi(i,2)+ beta*(fi(j,2)-fi(i,2))+alpha.*(rand-0.5);
fi_new(i,3)=fi(i,3)+ beta*(fi(j,3)-fi(i,3))+alpha.*(rand-0.5);

if fi_new(i,1)<lim_sup(1) & fi_new(i,1)>lim_inf(1) & fi_new(i,2)<lim_sup(2) & fi_new(i,2)>lim_inf(2)&
fi_new(i,3)<lim_sup(3) & fi_new(i,3)>lim_inf(3)
fi(i,1)=fi_new(i,1);
fi(i,2)=fi_new(i,2);
fi(i,3)=fi_new(i,3);
Toff=fi(i,1)
Ton=fi(i,2)
U=fi(i,3)
sim('HCC',[0 0.5]);
kk=find(t>0.4);
Tmax=max(Tt(kk(1):size(t)));
Tmin=min(Tt(kk(1):size(t)));
Tm=(Tmax);
Tstatic=abs(ww(size(t,1),2)-ww(size(t,1),1))
I(i)=Tm/(Tmax-Tmin)-Tstatic/3
end
end
end
end
%figure(2);
%contour(x,y,z,20); hold on;
%plot(fi(:,1),fi(:,2),'*','markersize',7)
%hold off;
tpop(:,k+1)=fi;
tcost(:,k+1)=I;
Ibest(k+1)=max(I)
[cost,ind]=sort(I,'descend'); % max element in first entry
optimal(k+1,1:3)=fi(ind(1),:);
optimal(k+1,4)=cost(1); % sorts population with max cost first
optimal
k
end
plot(1:k+1,Ibest);

```

## Bibliographie

- [As09] Nouredine. ASSAS, Modélisation et contrôle du couple d'une machine à reluctance variable, Thèse de Magister, Université de Biskra, juin 2009.
- [Ba16] Souad. Badache, 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, USTMB Oran, 2016.
- [Bu16] Guilherme BUENO MARIANI, Machine synchrone à réluctance – Modèles équivalents à réseau de réluctances pour la simulation et l'optimisation, Thèse de Doctorat, Université de Grenoble. 2016.
- [Re14] Vincent. Reinbold, Méthodologie de dimensionnement d'un moteur électrique pour véhicules hybrides : optimisation conjointe des composants et de la gestion d'énergie, Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, 2014.
- [Ch17] Mama .CHOUITEK, Commande d'un Moteur à Reluctance Variable par l'Emploi de l'Intelligence Artificielle, Thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf ,2017.
- [Ma04] A. Mailfert, F.M. Sargos, "Machines à Réluctance Variable : Principes des MRV Machines à Commutation," Techniques de l'Ingénieur, D3680, Mai 2004.
- [Mi05] Xavier. Mininger, "Réduction des vibrations des machines à réluctance variable à l'aide d'actionneurs piézoélectriques " Ecole normal supérieur de Cachan ,2005.
- [MU93] Bernard. Multon, "Principe et éléments de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées" Journées électrotechniques du club EEA, ,25 et 26 mars 1993, Belfort, Article D2 19p.
- [MU94] Bernard. Multon, "conception et optimisation de systèmes électromagnétique" Ecole normal supérieur de Cachan,2006 .

[MU95] Bernard. Multon, "historique des machines électromagnétiques et plus les machines à réluctance variable", LESIR (URA CNRSD1375), Ecole normal supérieur de Cachan, revue 3 E, n°3, pp3-8, Juin1995.

[Ha08] Nassima. HABANI, Commande Optimale appliquée à un Entraînement à base du Moteur Synchrone à Réluctance Variable, Thèse de Magister, Université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou, Juillet 2008.

[Ha98] Ilhem. HAOUARA ,Contribution à l' étude la modélisation et l'optimisation d'une structure de machine a reluctance variable excitée par des aimants permanents, Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, juillet 1998.

[Mo08] Sihem. MOUELLEF, Contribution A L'étude D'une Machine A Réluctance Variable : Conception, Modélisation & Simulation D'une MRVDS 6-4. Thèse magister, Université MENTOURI de CONSTANTINE, 2008.

[Ho95] E .Hoang, "Etude, modélisation et mesure des pertes magnétiques dans le moteur à réluctance variable à double saillance, Thèse de doctorat, école normale supérieur de Cachan 1995.

[Re10] Rebbah. Redjem, Modélisation et Optimisation d'une Structure de Machine à Réluctance Variable Dédiée aux Energies Renouvelables, Thèse de doctorat, Université MENTOURI de CONSTANTINE, 2010.

[PA16] Sylvain. PARRANG, Prédiction du niveau de bruit aéroacoustique d'une machine haute vitesse à reluctance variable, Thèse de Doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, Novembre 2016.

[Gu12] Cherif .GUERROUDJ, Etude et conception d'une machine à aimants permanents à double saillance (DSPM) pour des applications à basse vitesse de rotation, thèse magister, Université A. MIRA de Bejaia, juillet 2012.

[Gu05] Guettaf.A, " Contribution à la conception de la machine à réluctance variable en vue d sa commande ".Thèse de magister, université de Biskra, 2005.

[Ka15] Naouel. KADA BELGHITRI, Contribution à la modélisation par la méthode des réseaux des réactances (MRR) d'une machine à réluctance variable. Thèse de Doctorat, USTMB Oran, 2015.

[Li11] Li. LI, Etude et mise au point d'une nouvelle famille d'alternodémarrateurs pour véhicules hybrides et électriques, Thèse de Doctorat, UNIVERSITÉ DE GRENOBLE, 2011

[Ta02] S. TAIBI, Contribution à l'étude, la conception, le dimensionnement et l'optimisation des machines à réluctance variable de type vernier, Thèse de Doctorat de l'Université des sciences et technologies de Lille, 2002.

[Ge15] Maud. Geoffriault, Réduction active des vibrations et des bruits d'une machine électrique par la stratégie de commande, Thèse de Doctorat, Centrale Supélec, 2015.

[Vi04] Codrut VISA, Commande non linéaire et observateurs : application à la MRV en grande vitesse, Thèse de Doctorat, Université de Metz ,2004.

[La14-a] C. Labiod, “ Modélisation des phénomènes électromagnétiques dans une machine à réluctance variable,” Thèse de Magister de l'Université de Biskra, 2014.

[La14-b] 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.

[La15] 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.

[La17-a] 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.

[La17-b] C. Labiod, K. Srairi, B. Mahdad, A. Dib, M. T. Benchouia, M. E. H. Benbouzid,

“Optimum Performances for Non-linear Finite Elements Model of 8/6 Switched Reluctance Motor Based on Intelligent Routing Algorithms,” *Advances In Electrical And Electronic Engineering (AEEE)*, Vol. 15, No. 1, pp. 1-1, 2017.

[La18] C. Labiod, Contribution à la modélisation dynamique à base d'éléments finis, au contrôle et à l'optimisation des machines à reluctance variable Thèse de Doctorat. Université Mohamed Khider – Biskra 2018.

[Am12] Yacine. Amara, Modélisation pour le dimensionnement des machines électriques. Application à des machines spéciales, Thèse de Doctorat, Université Paris XI, novembre 2012.

[Am96] LOFTI BEN AMOR, command non linéaire d'un moteur à reluctance variable Thèse de Doctorat, école polytechnique de Montréal, Octobre 1996

[Ma13] Floran. MARTIN, Contribution au dimensionnement optimal de machines synchrones à aimants déposés en surface pour applications à hautes vitesses, Thèse doctorat, l'Université de Nantes, avril 2013.

[Ga18] GahgahHadjer , Problème d'emploi de temps : proposition de temps : proposition un algorithme bio -inspiré - Université Mohamed Boudiaf - M'SILA – 2018

[Be12] Khaled BELKADI M, Latifa. DEKHICI, métaheuristique des Lucioles Discrète pour les Flow Shop Hybrides -, Laboratoire LAMOSI – 2012

[Ab15] ABBACI Atika Gestion de la qualité de service dans un reseau radio cognitive en utilisant l'algorithme FireFly - ABBACI Atika - Université Abou Bakr Belkaid– Tlemcen – 2015

[Mo12]Beghoura Mohamed Amine Segmentation multi sources des Images Satellitaires par l'algorithme Firefly – Université des sciences et de la technologie d'oran Mohamed Boudiaf – 2012

[do] Dongshu Wang, Particle swarm optimization algorithm: an overview - Zhengzhou University.

[Sa14]Kumara Sastry , Génétique algorithmes – Université de l'Illinois, USA– 2014

[Je14] Jenna Carr - May, une Introduction a l'Algorithmes génétiques - Jenna Carr - May 16, 2014.

[Sa00] Christophe SAUVEY, Contribution méthodologique a la modalisation pour le dimensionnement de moteurs à reluctance variable. Thèse de Doctorat, institut national polytechnique de Grenoble, 2000.