



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



Université des Frères Mentouri de Constantine  
Faculté des Sciences de la Technologie  
Département d'Electrotechnique

N° de série : .....

N° d'ordre : .....

## Thèse

Pour l'Obtention du diplôme de

**DOCTORAT 3<sup>ème</sup> CYCLE**

Spécialité: ELECTROTECHNIQUE

Option : Gestion & Transformation de l'Energie Electrique

Présentée par :

**BENAMIMOUR Tariq**

Master en Electrotechnique

## Thème

---

**Dimensionnement, Modélisation et Optimisation de Machines à  
Réductance Variable : Applications en Moteur/Générateur.**

---

Soutenue le, 02/07/2018

Devant le Jury :

<i>Président :</i>	Hocine Benalla	Professeur	Université Frères Mentouri Constantine
<i>Rapporteur :</i>	Ammar Bentounsi	Professeur	Ecole Nat. Polytechnique Constantine
<i>Examineur1 :</i>	Ramdane Bouzerara	MCA	Université Frères Mentouri Constantine
<i>Examineur2 :</i>	Djamel Rahem	Professeur	Université Larbi Ben M'Hidi O.E.B.

# Production Scientifique

1. **T. Benamimour**, A. Bentounsi, H. Djeghloud, “*Study of Wind Turbine based Variable Reluctance Generator Using Hybrid FEMM-MATLAB Modeling*”, IJECE (issn: 2088-8708), vol. 7, n°1, Feb. 2017.  
<http://iaesjournal.com/online/index.php/IJECE/issue/view/360>
2. F. Rebahi, A. Bentounsi, A. Lebsir and **T. Benamimour**, “*Soft magnetic materials for SRM: finite element analysis and perspective*”, Conf. Int. en Sciences etTechnologie au Maghreb, CISTEM2014, 3-6 Nov. 2014, Tunis.  
<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=7076953>
3. **T. Benamimour**, A. Bentounsi, and H. Djeghloud, “*CAD of Electrical Machines Using Coupled FEMM-MATLAB Software*”, EPECS’13, 2-4 October 2013, Istanbul, Turkey.  
<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/abstractAuthors.jsp?reload=true&arnumber=6712995>
4. **T. Benamimour**, A. Bentounsi, H. Djeghloud, and I. Bouchareb, “*Finite Element Modeling and Dynamic Simulation of Nonlinear VRM using MATLAB*”, ICMSAO’2013, Hammamet, Tunisie.  
<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/abstractKeywords.jsp?arnumber=6552653>
5. **T. Benamimour**, F. Rebahi, A. Bentounsi, “*Optimal Control Of Switching Angles Of SRM Using PSO AND Coupled FEMM-MATLAB Software*”, Accepté à la conférence Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC 2018), 26-29 Juin 2018, Arras, France.

## Remerciements

---

Je remercie le Tout Puissant, le Miséricordieux, de m'avoir appris ce que j'ignorais, de m'avoir donné la santé et tout ce dont j'avais besoin pour réaliser ce travail.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude envers mon cher encadreur, le Professeur Ammar Bentounsi, pour le sujet qu'il m'a proposé, ses conseils et sa disponibilité.

Mes sincères remerciements aussi à Messieurs les membres du jury, au Professeur Hocine Benalla de l'Université des Frères Mentouri de Constantine qui nous a fait l'honneur de présider ce jury, au Dr. Ramdane Bouzerara de l'Université des Frères Mentouri de Constantine qui a aimablement accepté notre invitation pour faire partie du jury, au Professeur Djamel Rahem de l'Université Larbi Ben M'Hidi d'O.E.B d'avoir répondu spontanément et favorablement à notre invitation pour examiner nos travaux de thèse de doctorat.

Toute ma gratitude aussi envers cher Dr. Fares Rebbahi et mes enseignants de l'Université des Frères Mentouri, notamment ceux du dept. D'électrotechnique, et spécialement Dr. Hind Djeghloud, pour le savoir qu'ils m'ont inculqué.

A toute ma famille, spécialement mes très chers parents auxquels je voue un profond respect et pour mes frères et sœurs ma reconnaissance pour leurs encouragements.

Je ne dois pas oublier mes chers amis, ceux de Facebook et surtout Nou\_Nou, pour leurs encouragements tout au long des années consacrées pour réaliser ce travail.

À tous ceux, nombreux, que je n'ai pas nommés ici je dirai MERCI !

Tariq Benamimour

# SOMMAIRE

---

Listes des tableaux et figures	---
Introduction Générale	---
I. État de l'Art des MRV	001
I.1 Historique des MRV	002
I.2. Classifications, topologies et applications des MRV	006
I.2.1. Classifications	006
I.2.2. Topologies de MRV	011
I.2.3. Applications des MRV	013
I.3. Etat de la Recherche sur les MRV	014
I.4. Choix d'une structure d'étude de MRV	017
II. Théorie de la MRV Élémentaire et Méthodologie de Conception	021
II.1 Théorie de la MRV élémentaire	022
II.1.1 Principe de fonctionnement de la MRV élémentaire	022
II.1.2. Modèle mathématique	024
II.1.3. Conversion électromécanique d'énergie	026
II.2 Modes d'alimentation et convertisseurs associés	028
II.2.1 Commande en courant	029
II.2.2 Commande en tension	030
II.2.3 Conditions d'extraction de puissance	031
II.2.4 Convertisseurs associés	036
II.3 Profils d'inductance - Triangle de faisabilité	037
II.4 Méthodologie de conception	041
II.4.1 Cahier de charges	042
II.4.2 Approche de pré-dimensionnement d'un prototype de MRVDS	042
III. Modèles et Performances en Mode Moteur	051
III.1 Modèle Électromagnétique en Magnétostatique 2D	051
III.2 Modèle élément finis et analyse des caractéristiques électromagnétiques	055

III.2.1	Approche	055
III.2.2	Mise en œuvre des logiciels couplés MATLAB-FEMM	055
III.2.3	Exploitation des résultats	061
III.3	Simulations sous MATLAB/Simulink	068
III.3.1	Model linéaire	068
III.3.2	Modèle non-linéaire	074
III.4	Optimisation des performances en mode moteur	079
III.4.1	Optimisation par essaim particulaire PSO	079
III.4.2	Optimisation par algorithmes génétiques AG	083
IV.	Modèles et performances en mode Générateur	093
	Introduction générale	094
IV.1.	L'énergie éolienne	099
IV.1.1	Configuration de l'énergie éolienne	099
IV.1.2	Accouplement mécanique de l'éolienne	101
IV.1.3	Chaîne de conversion de l'énergie éolienne	102
IV.1.4	Bilan de puissance	105
IV.2	Simulations de la GRV sous MATLAB/Simulink	107
IV.2.1	Calcul simplifié du couple électromagnétique	109
IV.2.2	Schéma bloc de la simulation sous MATLAB/Simulink	110
IV.2.3	Résultats des simulations	117
IV.3	Simulations de l'éolienne sous Matlab/Simulink	120
IV.3.1	Schéma bloc de la turbine sous Matlab	120
IV.3.2	Résultats de la simulation	121
IV.3.3	Simulations de la GRV en association avec la turbine	122
IV.4.	Optimisation des performances	123
	Conclusion Générale	129
	Bibliographie	---
	Annexes	---

## Liste des acronymes

---

$\Omega$	Vitesse de rotation angulaire [Rad/s]
$\omega$	Pulsation des courants statoriques [Rad/s]
Nr	Nombre des dents rotoriques
Ns	Nombre des dents statoriques
U	Tension en [V]
i	Courant en [A]
R	Résistance en Ohm [ $\Omega$ ]
L	Inductance en Henri [H]
$\psi$	Flux magnétique en [Wb]
$\theta_m$	Téta mécanique (position du rotor)
W <sub>e</sub>	Energie électrique
W <sub>m</sub>	Energie magnétique
W <sub>m</sub>	Energie mécanique
C <sub>e</sub>	Couple électromagnétique
q	Nombre des phases
P	Perméance
R	Reluctance
L <sub>max</sub>	L'inductance maximale
L <sub>min</sub>	L'inductance minimale
P	La puissance active en [Watt]
$\alpha_r$	Pas polaire rotorique
$\alpha_s$	Pas polaire statorique
$\theta_s$	Pas entre phases
$\theta_x$	½ plat d'opposition
$\theta_z$	½ plat de conjonction
$\theta_y$	½ Pas polaire
$\beta_s$	angle dentaire statorique
$\beta_r$	angle dentaire rotorique
D	Diamètre d'alésage
L	Longueur axial utile
$\sigma$	Pression tangentielle
B <sub>e</sub>	Induction d'entrefer moyenne/pôle
A <sub>L</sub>	Densité linéique de courant
N <sub>t</sub>	Nombre de spires/phase statorique
Y <sub>s</sub>	Epaisseurs de culasses statorique
Y <sub>r</sub>	Epaisseurs de culasses rotorique

## Liste des acronymes

---

hs	Hauteurs de dentures statoriques
hr	Hauteurs de dentures rotoriques
$f$	Fréquence d'alimentation en [Hz]
Wr	Largeur de dent rotorique
Ws	Largeur de dent statorique
H	Vecteur champ magnétique
B	Induction magnétique
E	Champ électrique
J	Densité de courant
$\Gamma$	Couple de la machine
$\Gamma_c$	Couple résistant
f	Coefficient de frottement visqueux
$P_1$	La puissance de l'éolienne
$P_0$	La puissance du vent
$\rho$	La densité de l'air
S	La surface active de la pale de la turbine
$v_w$	La vitesse du vent
$C_p(\lambda)$	Coefficient de performance de la turbine
$\lambda$	La vitesse spécifique
$\beta$	L'angle de l'inclinaison des pales
$\Omega_1$	Vitesse de rotation à l'entrée du Gearbox
$\Omega_2$	Vitesse de rotation à la sortie du Gearbox
$T_e$	Couple généré par la GRV

### **Pour la turbine**

J	Moment d'inertie
F	Coef. de frottement
$\beta$	Angle Pitch
R	Rayon des pales
$V_n$	Vitesse nominale du vent
K	Coef. de multiplication
P	Puissance

## Liste des tableaux et figures

---

### Liste des tableaux

Tab I.1. Critères fonctionnels	006
Tab I.2 Nomenclature et spécificités du couplage fractionné	007
Tab I.3 Avantages/inconvénients/applications des moteurs électriques selon leurs interactions	010
Tab I.4 Applications des MRV	013
Tab II.1 Séquences de fonctionnement de l'onduleur en moteur.	036
Tab II.2 Séquences de fonctionnement de l'onduleur en générateur	036
Tab II.3 Paramètres géométriques obtenus lors de calcul	047
Tab III.1 Calcul du couple $T_e(i,\theta)$ à l'aide de FEMM	062
Tab III.2 Calcul du flux $\psi(i,\theta)$ à l'aide de FEMM	064
Tab III.3 Calcul de l'inductance $L(i,\theta)$ à l'aide de FEMM	065
Tab III.4 Résultat de calcul utilisant PSO	083
Tab III.5 Résultat de calcul utilisant GA	089
Tab IV.1 Classement mondial des pays producteurs d'électricité au moyen de l'énergie éolienne	096
Tab IV.2 Évaluation des systèmes éoliens	098
Tab IV.3 Paramètres de la turbine	120

### Liste des figures

Fig I.1. Moteur à « pistons électromagnétiques » de G. Froment.	003
Fig I.2. Moteur pas-à-pas à 32 dents rotoriques breveté par C.L. Walker en 1919.	003
Fig I.3. Un des premiers MRVDS (1920).	003
Fig I.4.a Quelques exemples d'applications industrielles des MRV.	005
Fig. I.4.b Quelques Types des MRVs avec ses principes de fonctionnement	006
Fig I.5. Classification des machines électriques selon.	009
Fig I.6. MRV à flux axial	012
Fig I.7. MRV monophasée à AP.	012
Fig I.8. MRV discoïde du Pr. Rioux.	012
Fig I.9. MRV linéaire triphasé.	012
Fig I.10. MRVDS et MSRV.	012
Fig I.11. Lave-linge	013
Fig I.12. Pousse seringues médicaux	013
Fig I.13. Centrifuge d'un laboratoire	013
Fig I.14. Nombre de publications et de thèses sur les MRV depuis 1980	015

Fig II.1 Structure d'une machine à réluctance élémentaire monophasée	022
Fig II.2 Principe de création de couple d'une MRV	023
Fig II.3 Machine à réluctance variable à double saillance 6/4 triphasée (MRVDS 6/4)	023
Fig II.4 Positions extrêmes du rotor	024
Fig II.5 Schéma monophasé équivalent de la MRV	024
Fig II.6 Caractéristiques perméance ou inductance et courant de la MRV pour les 2 modes M/G.	025
Fig II.7 Energie magnétique $W_{\text{field}}$ et co-énergie $W_{\text{co}}$	026
Fig II.8 Energie convertie entre les 2 positions extrêmes du rotor.	027
Fig II.9 Caractéristiques de la MRV en fonction de la position (cas d'un couple moteur).	028
Fig II.10 Modes d'alimentation selon la gamme de vitesse.	029
Fig II.11a. Alimentation à excitation série d'une MRV monophasée	030
Fig II.11b Cycle flux magnétique-fmm pour un courant en créneaux	030
Fig II.12 Cycle flux magnétique-fmm pour un courant en créneaux alternés	030
Fig II.13 Commande en créneaux de tension.	031
Fig II.14- Diagramme de Fresnel	033
Fig II.15 MRV monophasé à double saillance (MRVDS)	033
Fig II.16 Condition 1 du synchronisme	034
Fig II.17 Condition 2 du synchronisme	035
Fig II.18 Un bras de l'onduleur pour une phase de la machine	036
Fig II.19 Convertisseur triphasé en demi-pont asymétrique	037
Fig II.20 Allure idéalisée d'inductance.	038
Fig II.21a Plat d'opposition pour $\theta_x \neq 0$ ( $L_{\text{min}}$ ).	038
Fig II.21b Plat de jonction pour $\beta r \neq \beta s$ ( $\theta_z \neq 0$ )	038
Fig II.22 Profils d'inductance selon les trois cas des dents	039
Fig II.23 Triangle de faisabilité pour la MRVDS 6/4	041
Fig II.24 Schéma MRVDS 6/4	045
Fig II.25 Organigramme de la méthode de calcul.	046
Fig II.26. Schéma explicatif des différents paramètres géométriques.	048
Fig II.27. Courbe B(H) du matériau ferromagnétique utilisé	049
Fig II.28. Disposition du bobinage et de l'espace entre bobines (clearance)	049
Fig III.1 Machine à reluctance variable à double saillance ( $N_s=6$ et $N_r=4$ )	052
Fig III.2 Procédure du calcul sous <i>MATLAB</i>	052
Fig III.3. Les différentes étapes de calcul sous <i>FEMM</i>	057
Fig III.4 Couplage entre <i>MATLAB</i> et <i>FEMM</i> .	059

Fig III.5. Caractéristique magnétique B(H) du matériau ferromagnétique utilisé	060
Fig III.6 Maillage de la MRVDS sous FEMM	060
Fig III.7. Distribution des lignes de champ pour les deux positions extrêmes.	061
Fig III.8. Densité de champ magnétique	061
Fig III.9. Caractéristiques flux $\psi(i)$ paramétrées avec la position.	066
Fig III.10. Caractéristiques couple T( $\Theta$ ) paramétrées selon l'excitation	066
Fig III.11. Caractéristiques inductance L( $\Theta$ ) paramétrées selon l'excitation.	067
Fig III.12. Caractéristiques flux $\psi$ ( $\Theta$ ) paramétrées selon l'excitation.	067
Fig III.13. Comparaison entre les résultats semi-numériques et numériques des flux.	068
Fig III.14. Principe de commande par hystérésis : allures des tension et courant.	070
Fig III.15a Schéma-bloc de la machine sous MATLAB/Simulink	071
Fig III.15b Schéma-bloc des trois phases de la machine sous MATLAB/Simulink	071
Fig III.16. Principe de la commande en courant par hystérésis : allures des tension, courant et couple dans <i>Simulink</i> .	072
Fig III.17. Inductance de la phase (A)	073
Fig III.18. Courants des trois phases	073
Fig III.19. Couple total généré par les trois phases de la MRVDS 6/4[2]	073
Fig III.20. Vitesse de la machine (rad/s)	074
Fig III.21.a. Caractéristique flux/position/courant	075
Fig III.21.b. Caractéristique courant /position/couple	075
Fig III.21.c. Caractéristique courant /position/inductance	075
Fig III.22 Schéma-bloc de simulation de la machine complète.	076
Fig III.23 Schéma-bloc de simulation des trois phases.	076
Fig III.24 Couple généré par la phase(A)	077
Fig III.25. Couple total généré par les 3 phases de la MRVDS 6/4	077
Fig III.26. Courant de la phase (A)	077
Fig III.27 Courants des trois phases	078
Fig III.28 La vitesse de rotation en (rad/s)	078
Fig III.29 Représentation schématique du mouvement d'une particule dans un algorithme PSO.	080
Fig III.30 Schéma synoptique de l'algorithme PSO appliqué	082
Fig III.31 Couple maximum, couple minimum et couple moyen	083
Fig III.32 Résultat de calcul utilisant PSO	083
Fig III.33 Schéma synoptique de l'GA appliqué	088
Fig III.34 Capture écran de l'algorithme appliqué	089

Fig III.35 Résultats de calcul utilisant GA	089
Fig IV.1. Besoin mondial en l'énergie électrique	094
Fig IV.2. Taux de croissance de la production d'électricité par ressources dans le monde	094
Fig IV.3 Cout de kWh en visant la source de production	095
Fig IV.4. Répartition de la puissance électrique d'origine éolienne installée dans le monde en 2015	096
Fig IV.5.a Ferme éolienne d'Adrar	097
Fig IV.5.b .Régions ventées en Algérie d'après les données satellitaires du « Laboratoire d'Energie Eolienne » du <i>CDER</i>	097
Fig IV.6. Conception des éoliennes à HAWT et à VAWT	099
Fig IV.7.a Structure en amont	100
Fig IV.7.b Structure en avale	100
Fig IV.8. Sous-système d'une éolienne AHWT	101
Fig IV.9 .Profil typique de la vitesse de vent	102
Fig IV.10. $C_p$ en fonction de $\lambda$ pour différentes turbines	104
Fig IV.11 Zones de fonctionnement de l'éolienne : puissance vs vitesse du vent.	104
Fig IV.12. Bilan de puissances actives (turbine + gearbox+ GRV)	105
Fig IV.13. Chaîne de conversion d'énergie éolienne.	106
Fig IV.14. Schéma synoptique de la chaîne de conversion.	107
Fig IV.15. Structure simplifiée d'une GRV 6/4.	108
Fig IV.16. Onduleur triphasé en demi-pont asymétrique.	108
Fig IV.17. Contrôle des angles $\theta$ sur une période de $90^\circ$ mécaniques.	109
Fig IV.18. Schéma blocs de la GRVDS 6/4.	111
Fig IV.19. Schéma bloc de la phase A.	112
Fig IV.20 Calcul du courant de la phase (A).	112
Fig IV.21 Calcul d'inductance de la phase (A).	113
Fig IV.22 Circuit de puissance du convertisseur.	113
Fig IV.23 Onduleur, bus continu et charge	114
Fig IV.24 Circuit de commande du convertisseur.	114
Fig IV.25 Capteur de position.	115
Fig IV.27 Calcul d'inductance de la phase (A) avec le bloc look_up table.	115
Fig IV.28 Schéma synoptique du contrôleur avec le bus continu	116
Fig IV.29 Allures courant, inductance et couple dynamiques.	117
Fig IV.30 Courants des trois phases.	117
Fig IV.31 Inductances des trois phases.	117

Fig IV.32 Tensions des trois phases.	118
Fig IV.33 Couple total des trois phases.	118
Fig IV.34 Tension du bus continu.	118
Fig IV.35 Le courant généré par la phase 1 pour différentes valeurs de la vitesse d'entraînement.	118
Fig IV.36 courant généré par la phase 1 pour différentes valeurs de $\theta_{off}$ à 9000rad/s	119
Fig IV.37. Profils des trois inductances avec leurs impulsions.	119
Fig IV.38. Caractéristique flux vs courant d'une phase de la GRV.	119
Fig IV.39 Schéma bloc de la turbine à vitesse fixe ( $V=8m/s$ )	120
Fig IV.40 Modèle de la turbine utilisée	120
Fig IV.41. Caractéristique du coefficient de puissance $C_p$ en fonction de $\lambda$	121
Fig IV.42. Caractéristique du coefficient de couple $C_t$ en fonction de $\lambda$	121
Fig IV.43. Caractéristique de la puissance mécanique en fonction de la vitesse $\Omega_1$ (rad/s)	121
Fig IV.44. Vitesse à la sortie de la turbine.	122
Fig IV.45 Schéma blocs de toute la chaîne	122
Fig IV.46 Profil du courant, impulsion et inductance de la première phase	123
Fig IV.47 couple des trois phases de la machine	123
Fig IV.48 L'algorithme P & O	124
Fig IV.49 Schéma bloc de l'algorithme appliquée	125
Fig IV.50 Schéma bloc du MPPT attaché au convertisseur	125
Fig IV.51-a Principe de la MPPT avec ( $\Delta P$ positif)	126
Fig IV.51-b Principe de la MPPT avec ( $\Delta P$ négatif)	126

# Introduction Générale

La thématique traitée dans le cadre de cette thèse de doctorat fait partie d'un axe de recherche développé par l'équipe « Conversion, Optimisation & Traitement de l'Energie Electrique » (COTEE) dirigée par le Prof. Bentounsi Ammar au sein du Labo. de Génie Electrique de Constantine (LGEC). Cet axe se propose d'étudier puis de concevoir des structures innovantes de convertisseurs électromécaniques pouvant répondre à de nouvelles exigences en matière de performances et de coût pour de multiples applications, notamment dans le domaine des énergies renouvelables (EnR). Parmi ces nouvelles structures pouvant rivaliser avec les machines « conventionnelles » type synchrones ou asynchrones, les machines à réluctances variable (MRV) possèdent des atouts dans certaines niches d'applications, ce qui justifierait ce choix d'axe de recherche.

Dans ce contexte, nous avons commencé à nous familiariser avec une configuration basique de MRV lors de notre PFE de Master intitulé « *Modélisation et Simulation Dynamique d'une MRV sous MATLAB/Simulink* » et soutenu en Juin 2012 à l'UMC. Et c'est tout naturellement que nous avons poursuivi ce travail de Master dans le cadre de cette thèse de doctorat LMD, en approfondissant certains aspects et en développant d'autres, selon un cahier de charges prédéfini.

Comme l'indique l'intitulé de notre thèse, la problématique se résume à l'étude, la modélisation et la simulation de deux modes de fonctionnement d'une structure de MRV pure à double saillance :

- Fonctionnement MOTEUR à vitesse élevée
- Fonctionnement GENERATEUR à faible vitesse

Comme applications potentielles, nous pourrions par exemple envisager la motorisation d'un véhicule électrique, un générateur « à attaque directe » (sans réducteur de vitesse) d'une

éolienne ou un stockage inertiel. Toujours est-il, les recherches menées actuellement ne cessent d'étendre le domaine d'application des MRV en améliorant continuellement les performances.

Pour mener à bien nos travaux, nous avons structuré le contenu de la thèse en quatre parties :

1. Le premier chapitre débute par un Etat de la Recherche sur les MRVs (historique, topologies et convertisseurs associés, principes de fonctionnement, performances et applications).
2. Le deuxième chapitre se focalise sur la modélisation analytique d'un prototype de machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS) et se termine par le choix d'une structure d'étude avec pré-dimensionnement d'un prototype, selon un cahier de charges, permettant la modélisation éléments finis traitée dans les deux chapitres suivants.
3. Le troisième chapitre est relatif au fonctionnement MOTEUR moyennant la mise en œuvre d'un modèle éléments finis sous logiciel FEMM couplé à MATLAB/Simulink permettant le tracé (*look-up tables*) et l'analyse de diverses caractéristiques électromagnétiques ; nous concluons cette partie par une optimisation des performances via les paramètres ( $\theta_{on}$  ;  $\theta_{off}$ ) de contrôle des angles de commutation du convertisseur statique associé.
4. Le quatrième et dernier chapitre traite du mode GENERATEUR (GRV) destiné à l'attaque directe (sans intermédiaire de réducteur de vitesse) d'une turbine éolienne fonctionnant à faible vitesse de vent car il s'agit d'une niche d'application récemment investie par les chercheurs vu son intérêt dans la conversion d'EnR. Après analyse ici aussi de diverses caractéristiques électromagnétiques via un modèle éléments finis sous logiciel FEMM couplé à MATLAB/Simulink réalisé par nos soins, nous avons

étudié la conversion d'énergie à différents niveaux de la chaîne éolienne et discuté les résultats obtenus avant d'opérer une optimisation par technique MPPT.

Nous concluons nos travaux en faisant ressortir les résultats les plus significatifs obtenus ainsi que les perspectives pouvant améliorer et enrichir notre thèse.

# **I. Etat de l'Art des MRV**

## **I.1 Historique des MRV**

## **I.2. Classifications, topologies et applications des MRV**

## **I.3. Etat de la Recherche sur les MRV**

## **1.4. Choix d'une structure d'étude de MRV**

## I.1. Historique des MRV

Le principe de la machine à réluctance variable (MRV), basé sur la règle du « flux max » ou de « réluctance min » résultant de la variation de réluctance due à une anisotropie géométrique (variation d'entrefer par présence de dentures) ou à une anisotropie physique (variation de perméabilité par présence de feuilletage ou de barrières de flux), a été mis en œuvre depuis plus d'un siècle pour produire des courants à fréquence élevée, dans des alternateurs homopolaires pour fours à induction, relais électromagnétiques, moteurs pas-à-pas, synchrones ou autopilotés (horlogerie, jouets, rasoirs, tourne-disques, ...). [1]

Parmi les inventeurs, citons De Jacobi qui proposa en 1834 une structure tournante à réluctance variable [2]. En 1835, C. G. Page réalisa des dispositifs « à fer tournant » [3]. En 1840, Gaiffé construit un moteur à réluctance variable autopiloté mécaniquement [2]. Des moteurs similaires furent ensuite construits par Davenport en 1837 (actionneur de presse d'imprimerie) et Davidson en 1839 (entraînement d'un tour). En 1842, ce dernier utilisa un des premiers moteurs rotatifs à RV pour la première locomotive électrique entre Edinburgh et Glasgow. En 1845, G. Froment réalisa un moteur performant, ancêtre des MRV à double saillance (fig. I.1). En 1865, Bourbouze proposa un moteur à deux noyaux plongeurs [3].

Au début des années 1880, les premiers moteurs DC et AC réalisés par Gramme, Tesla, Boucherot, Dolivo-Dobrowolski, ..., surpassèrent les MRV qui connurent ainsi une période de relative stagnation. Puis, les premiers moteurs pas-à-pas trouvèrent des applications autres que l'horlogerie (fig. I.2). Et c'est vers 1920 que les premières structures à double saillance, MRVDS (fig. I.3), sont apparues [4]. Alors que c'est vers 1930 que les moteurs synchrones à pôles saillants (SynRM) non excités furent étudiés pour des applications à vitesse constante.

Dans les années 1960, on s'intéressa à nouveau aux MRV; et ce fut probablement le démarrage des travaux de recherche sur les MRV auto-commutés (terme anglo-saxon « *Switched Reluctance Motor* ») des équipes des universités anglaises. [5]

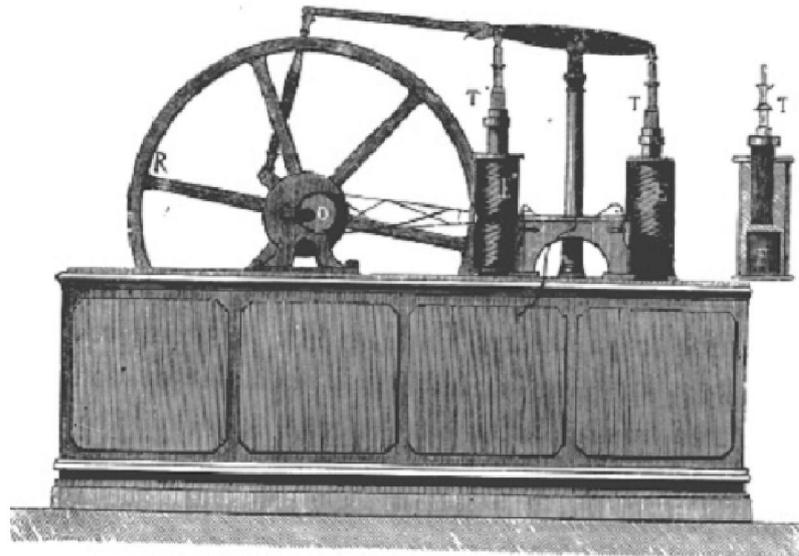


Fig. I.1. Moteur à « pistons électromagnétiques » de G. Froment.

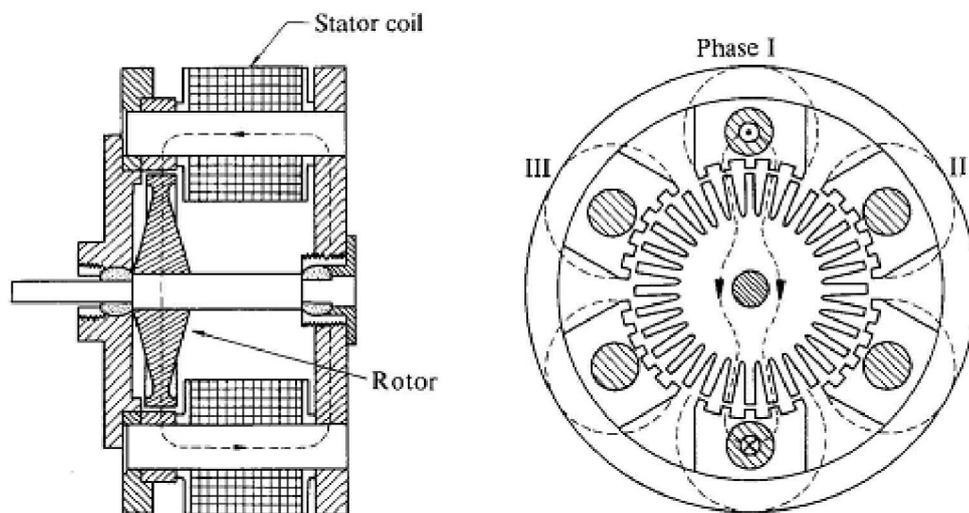


Fig. I.2. Moteur pas-à-pas à 32 dents rotoriques breveté par C.L. Walker en 1919.

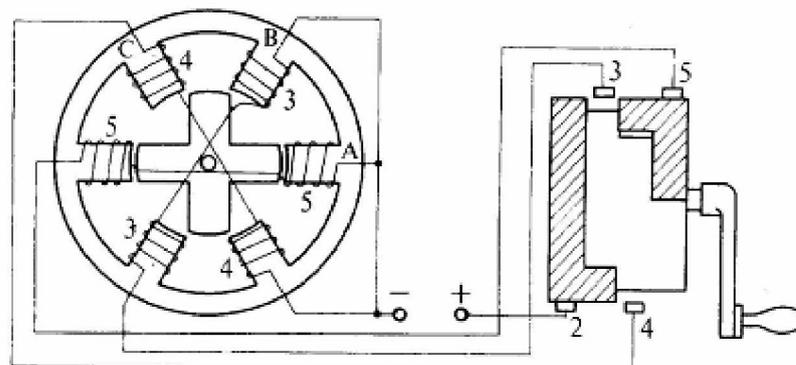
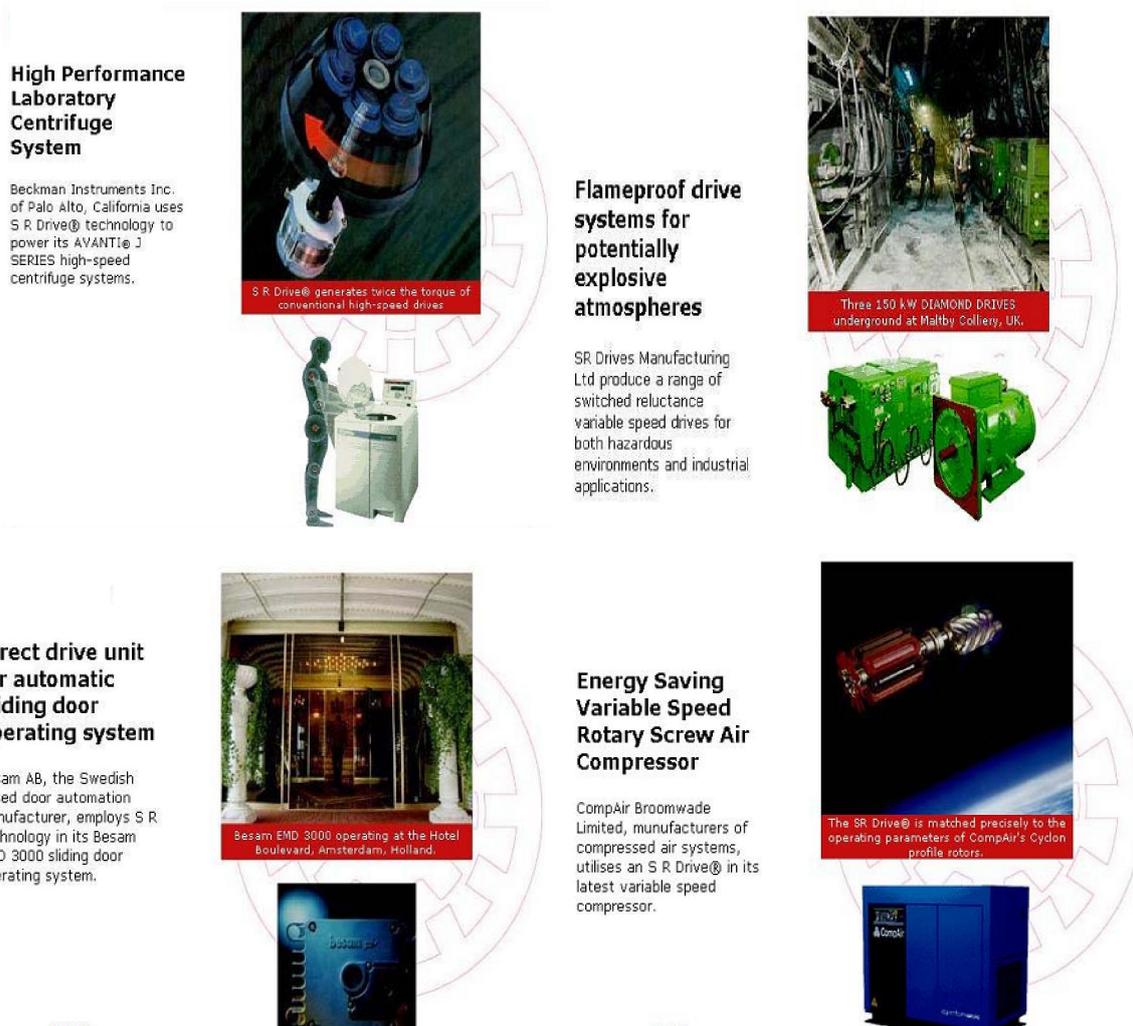


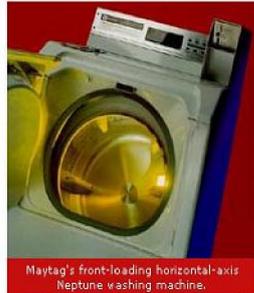
Fig. I.3. Un des premiers MRVDS (1920).

Après une période de relative stagnation, la MRV a connu un regain d'intérêt suite aux progrès réalisés en électronique de puissance et de commande, dans les matériaux, dans les modèles et outils de simulations. Grâce à ses multiples atouts (simplicité de construction, robustesse, fiabilité, performances élevées et coût réduit), la MRV trouve de plus en plus de créneaux, que ce soit dans des applications d'entraînement à vitesse élevée (micro-usinage, compresseurs, applications embarquées, stockage inertiel, ...) ou à basse vitesse et couple élevé (aérogénérateur à attaque directe,...) ; ce qui lui permet de concurrencer les machines dites conventionnelles dans certaines niches d'applications. Dans les années 1990, dans le sillage des progrès réalisés dans la Recherche, les industriels commencent à commercialiser les MRV [6]. A titre indicatif, nous citerons les entreprises Beckman, SRDrives Manuf., Besam AB, Allenwest, Emerson Motor Technology, Sicme-Motori, ... (fig. I.4).



**Uniquely Designed and Technologically Advanced Washing Machine**

Emerson Appliance Motor Division together with Maytag developed an SR Drive® for Maytag's new Neptune Washing machine.

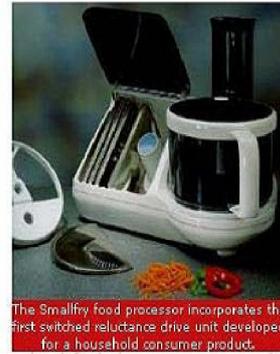


Maytag's front-loading horizontal-axis Neptune washing machine.



**Compact drive concept for next generation of food processor**

Industrial design consultants, Smallfry, employed switched reluctance technology when designing the ultimate food processor.



The Smallfry food processor incorporates the first switched reluctance drive unit developed for a household consumer product.



**Environmentally Friendly Air Conditioning System for Passenger Trains**

In response to growing concerns over the environmental impact of chemical refrigerants, aerospace air conditioning technology has been applied into the railway market.

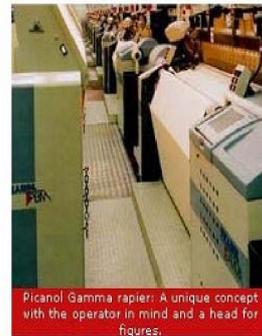


The German ICE1 high speed train: Deutsche Bahn has selected air cycle air conditioning for its latest ICE3 high speed passenger trains.



**Servo systems for advanced technology Weaving Machine**

Picanol, a world leader in the design and manufacture of weaving machines, incorporates SR technology in its latest high-tech loom.



Picanol Gamma rapier: A unique concept with the operator in mind and a head for figures.



**Innovative Motor-blower for Commercial Vacuum Cleaning Systems**

Ametek Lamb Electric's INFIN-A-TEK switched reluctance motor blowers are bringing new levels of performance to the commercial floor market.



The SR motor-blower offers lower cost than brushless technology and longer life than brush-type motors.



**Advanced operating unit for high speed roll doors**

NORDIC door ab, the Swedish based industrial door manufacturer, developed its latest super fast door range around SR variable speed technology



NORDIC door in an airport application, where the requirement for speed and reliability is extremely high.

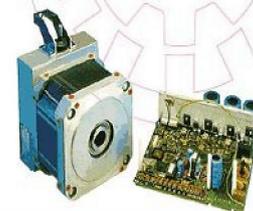


Fig. I.4.a Quelques exemples d'applications industrielles des MRV [6].

## I.2. Classifications, topologies et applications des MRV

**I.2.1. Classifications :** vu la grande variété de structures de machines à reluctance variable (MRV) existantes, elles sont souvent classées selon leurs fonctionnement, alimentations, topologies ou applications. Le dimensionnement ainsi que le contrôle de ces machines ont toujours été les principales motivations pour la modélisation des MRV.

Bien que difficile à réaliser, une classification exhaustive des convertisseurs d'énergie électromécanique a été établie par B. Nogaredo selon des critères fonctionnels et structurels assez simples, définis à partir d'une analyse de structures existantes [7].

Par ailleurs, Hamid Ben Ahmed a proposé dans son rapport de synthèse pour HDR la classification suivante [8] :

1. Source d'excitation : la source de puissance étant souvent produite par une alimentation, celle d'excitation peut être générée par divers procédés selon Tab. I.1.

Tab. I.1. Critères fonctionnels [7]

Source d'excitation		Non-dissipative	dissipative
Produite	Aimantation	MS et MCC à AP	***
	Courant	MS bobinée (supra)	MCC et MS bobinées et MAS généralisée
Induite	Aimantation	MRV pure	Machine à hystérésis
	Courant	***	M à induction

2. Alimentation/Mouvement : représentés par les deux grandeurs caractéristiques,  $\tau$ , lié à la fréquence d'alimentation de la source de puissance, et  $X$ , course totale du mobile ; d'où 2 catégories d'actionneurs :

(a) *Actionneurs mono-pas* ( $\tau/X \approx 1$ ) : type à bobine mobile (haut-parleur) ou électro-aimant à noyau plongeur.

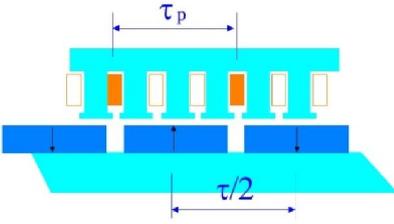
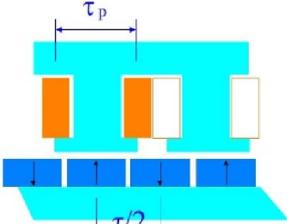
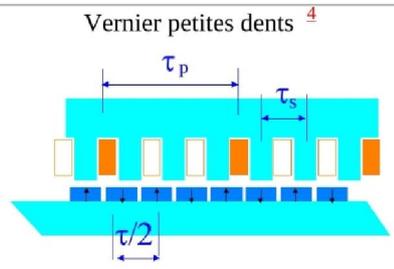
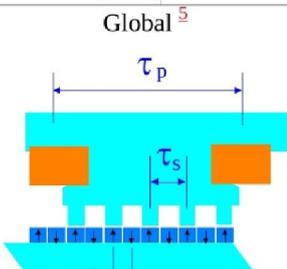
(b) *Actionneurs multi-pas* ( $\tau/X \ll 1$ ) : caractérisés par une dissociation totale entre fréquence d'alimentation et course du mobile ; on y trouve la majorité des actionneurs électromagnétiques tournants ou linéaires qui nous intéressent particulièrement ici.

3. Couplages électromagnétiques : le bobinage de puissance peut être **réparti** (actionneurs conventionnels à champs tournants et à phases couplées) et **centralisé** ou **global** (couplages magnétiques faibles ou négligeables) ; le couplage magnétique étant défini par l'interaction entre sources de puissance et d'excitation.

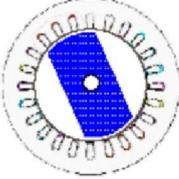
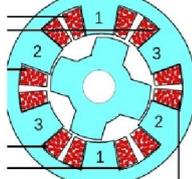
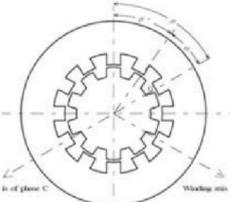
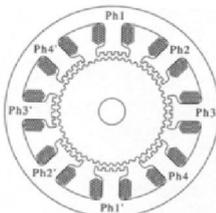
A partir du type de bobinage et du rapport  $\tau/2\tau_p$  (représentatif du rapport de la fréquence fondamentale et du double pas polaire du bobinage de puissance resp.), H. Ben Ahmed a défini 4 classes de machines élémentaires (Tab. I.2):

- celles dites à **couplage polaire** ( $\tau/2\tau_p \approx 1$ ) où il distingue celles à bobinage réparti dites « classiques » à champ tournant et celles à bobinage centralisé dites « Vernier grosses dents » ;
- celles dites à **couplage fractionné** ( $\tau/2\tau_p \ll 1$ ) où il distingue les machines dites « Vernier petites dents » et celles dites à « bobinage global ».

Tab.I.2 Nomenclature et spécificités du couplage fractionné [8]

Carac.	Bobinage de puissance	
	réparti classique	centralisé Vernier grosses dents <sup>4</sup>
<b>Couplages polaires</b> $\tau/2\tau_p \approx 1$		
<b>Couplages fractionnés</b> $\tau/2\tau_p \ll 1$	<b>Vernier petites dents<sup>4</sup></b> 	<b>Global<sup>5</sup></b> 

COUPLAGES ELECTROMAGNETIQUES APPLIQUES AUX STRUCTURES LINEAIRES

	réparti Classique	centralisé Vernier grosses dents
<b>Couplages polaires</b>		
<b>Couplages fractionnés</b>	Vernier petites dents 	Global 

COUPLAGES ELECTROMAGNETIQUES APPLIQUES AUX STRUCTURES TOURNANTES

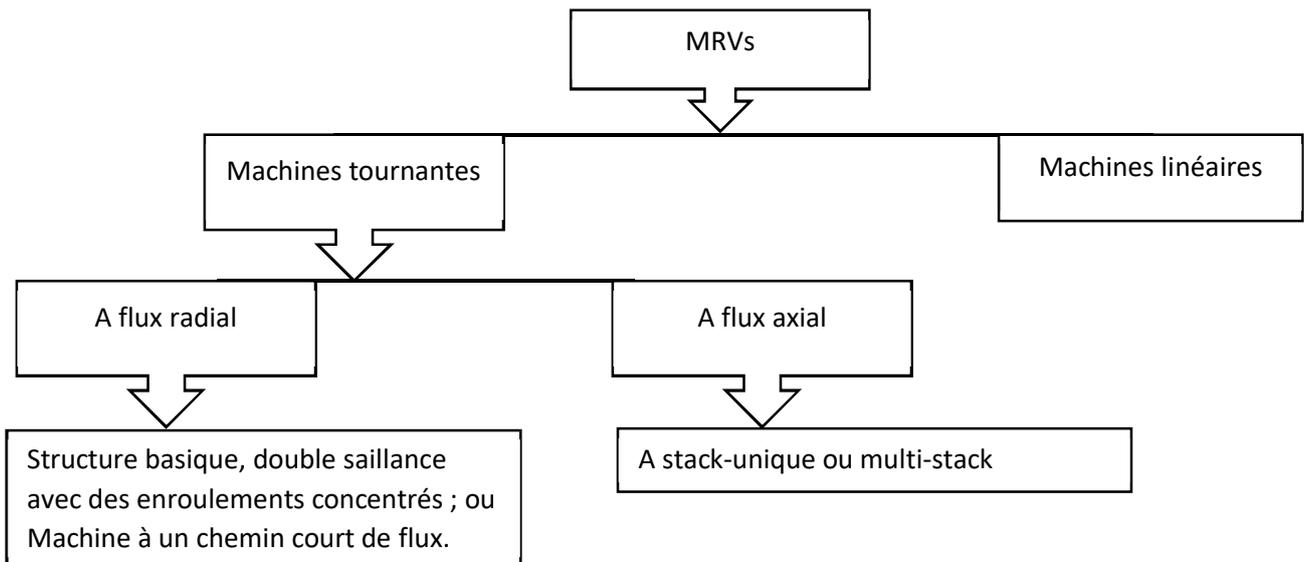


Fig. I.4.b Quelques Types des MRVs avec ses principes de fonctionnement

Généralement les machines électriques sont classées selon le type d'énergie électrique de leur alimentation (continu ou alternative) comme elles peuvent être classées aussi selon leurs géométries, le type de mouvement (linéaire, rotatif ou combiné) ...etc. En effectuant notre recherche bibliographique, nous avons constaté que les MRV n'obéissent pas à une classification évidente. En effet, pour la même géométrie, elles peuvent fonctionner avec une source continue comme la MRV pure à double saillance (MRVDS), ou avec une source alternative comme le MRV synchrone, vernier, hybride, ...[9] Certains auteurs [10] ont tenté de lui trouver sa place dans « l'arbre généalogique » des machines électriques. Dépourvue de

collecteur, la MRV peut se classer à côté des machines à courant alternatif comme représenté sur l'organigramme suivant (fig. I.4). :

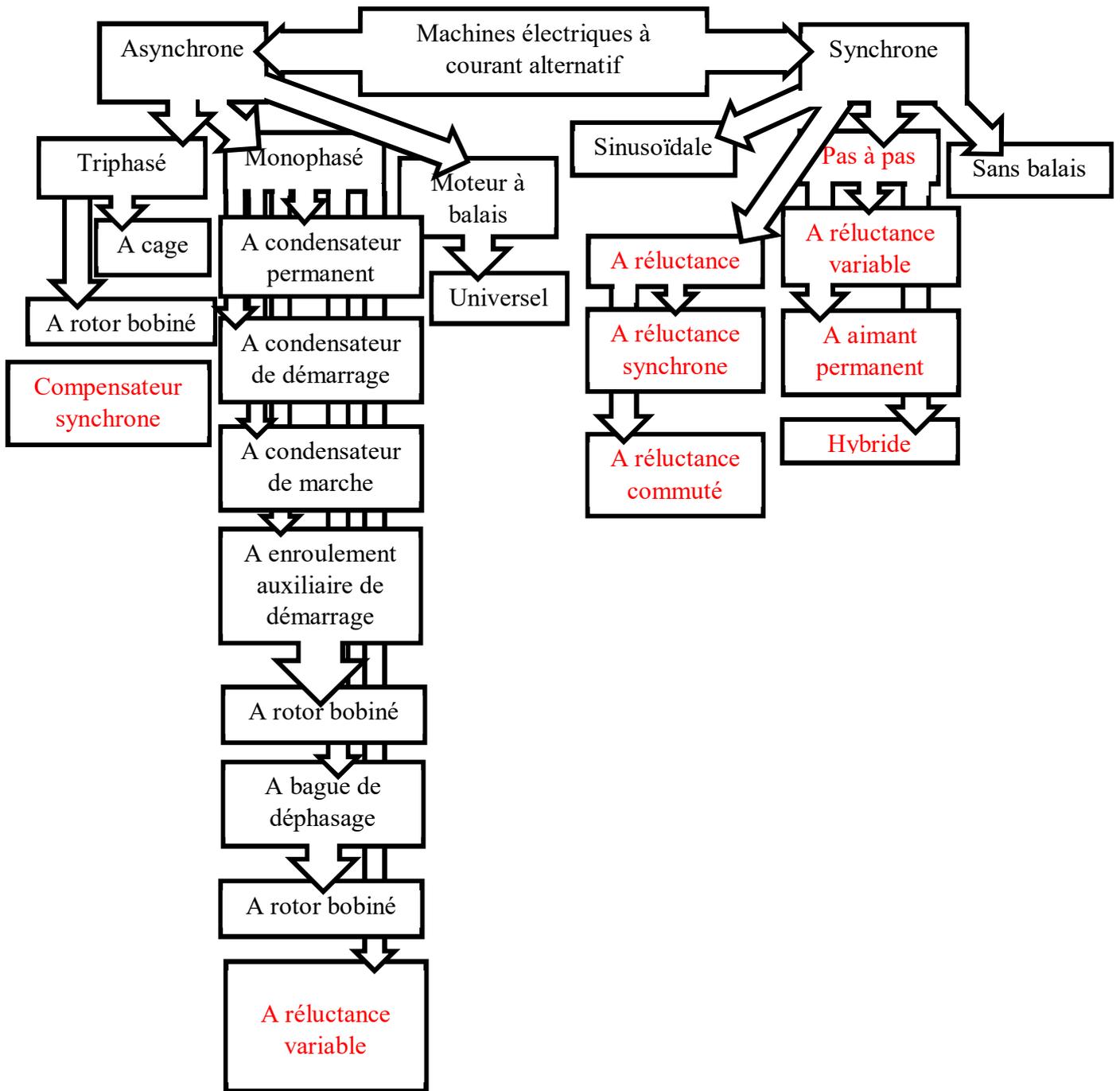


Fig.I.5. Classification des machines électriques selon [10]

Une autre classification des moteurs électriques est proposée par l'auteur [11] selon l'interaction entre les courants produits/induits, aimantation produite ou induite (Tab. I.3).

Tab I.3 Avantages/inconvénients/applications des moteurs électriques selon leurs interactions [11]

Type d'interaction	Avantages	Inconvénients	Utilisations
1. Courant produit /courant produit –Machine synchrone à rotor bobiné	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Plus facile à réaliser et plus robuste que la machine à C.C</li> <li>- Son rendement est proche 99%.</li> <li>- Possibilité de réglage du <math>\cos\phi</math></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Un moteur auxiliaire de démarrage est souvent nécessaire</li> <li>- Deux source d'énergie sont nécessaire</li> <li>- Problème décrochage sur le réseau</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- En forte puissance (1 à 100MW)</li> <li>- Peut être utilisé comme source de puissance réactive pour relever le facteur de puissance.</li> </ul>
–Machine à C.C à inducteur bobiné	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Très bien adapté au fonctionnement a vitesse variable</li> <li>- Facile à mettre en œuvre dans les quatre quadrants.</li> <li>- Fort couple de démarrage et démarrage rapide.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Son collecteur constitue l'élément limitatif pour les applications (haute tension et/ou forte courant, grande vitesse)</li> <li>- Pertes excessives dans le rotor et les balais</li> <li>- Nécessité une source DC</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Servomécanismes des machines-outils</li> <li>- Entraînements de toute sorte</li> <li>- Application en traction électrique ( des moteurs série)</li> </ul>
2. Courant produit / courant induit <b>- Machine asynchrone</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- structure simple et robuste</li> <li>- son rapport coût / puissance est le plus faible</li> <li>- peut fonctionner en forte puissance à vitesse variable dans un large domaine</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- courant de démarrage très important</li> <li>- la réduction de vitesse se détriment du rendement</li> <li>- les pertes rotoriques posent un problème d'échauffement</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- électroménager sans réglage de tension par onduleur</li> <li>- en traction électrique (TGV, Tram)</li> <li>-des entrainements électriques économiques a deux vitesses</li> </ul>
3. Courant produit / aimantation produite <b>- Machine à aimant permanent</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Rendement élevé</li> <li>- Fort couple massique</li> <li>- Simple à commander</li> <li>- Taux d'harmoniques bas</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Pertes par courants de Foucault dans les aimants</li> <li>- Coût total plus cher</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Aux faibles puissances (appareil enregistreuse, servomoteur)</li> <li>- En forte puissance (1à2 MW, traction électrique (sous-marin), véhicule</li> </ul>
4. Courant produit / aimantation induite <b>- Machine a reluctance variable</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- La plus simple et la plus économique</li> <li>- Possibilité de travail en haute puissance</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Couple a forte ondulations</li> <li>- Bruit acoustique élevée</li> <li>- Mauvais facteur de puissance</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- L'électroménager Accessoire automobiles (moteur de traction)</li> <li>- dans les applications de haute vitesse – starter/générateur a bord des avions)</li> </ul>

### **I.2.2. Topologies de MRV :**

Cette filière de recherche est très vaste et chaque chercheur propose une topologie et un design spécifique avec parfois de petites modifications pour atteindre de meilleures performances [12-18]. Nous allons en faire l'inventaire grâce à une recherche bibliographique assez fournie et présenterons par la suite la structure de MRV adoptée pour notre présente étude ainsi que les bases théoriques régissant son fonctionnement. [19]

Si la MRV a une structure saillante au rotor et/ou au stator avec un stator "actif" où sont situés les bobinages et un rotor "passif" (sans bobinage ni aimants), on dit que cette MRV est "pure" [20], ce qui la distingue d'un point de vue topologique des machines synchrones et asynchrones. Une autre particularité est qu'elle n'est pas à champ tournant mais à champ pulsé et certains auteurs la désignent aussi sous le vocable de *machine à aimantation induite*. Souvent, les moteurs à réluctance variable se satisfont de courants unidirectionnels de forme rectangulaire, ce qui fera la spécificité de leurs alimentations. L'alimentation joue aussi un rôle de classification ; ainsi, on dit que des MRV sont de type Vernier, si elles ont des structures identiques aux MRV pures sauf qu'elles sont alimentées en courants sinusoïdaux et non en créneaux.

Il existe un autre modèle de ces machines dénommé MRV hybride dont la particularité réside dans l'intégration d'aimants permanents afin d'améliorer les performances. En effet, l'adjonction d'aimants dans les structures à double saillance permet de compenser un entrefer trop élevé, donc d'améliorer le facteur de puissance, mais on s'éloigne des structures à réluctance pure. Comme un besoin d'un mouvement linéaire ou doté d'un fort couple massique, il existe un type de MRV possédant des caractéristiques similaires à celles des machines synchrones à flux axial. [21]

Ci-dessous quelques exemples de topologies de MRV (Fig. I.6 à Fig. I.10).

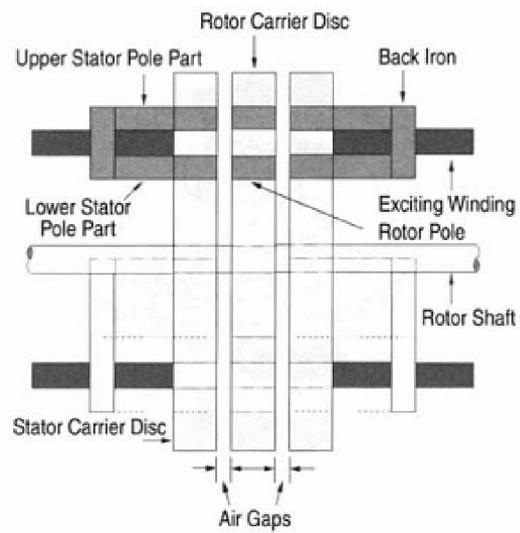


Fig. I.6 MRV à flux axial

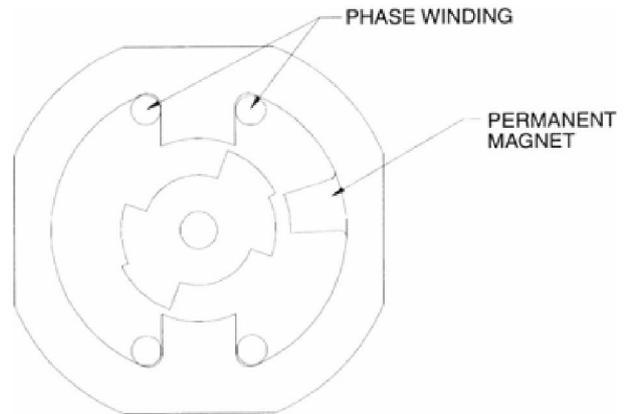


Fig. I.7 MRV monophasée à AP.

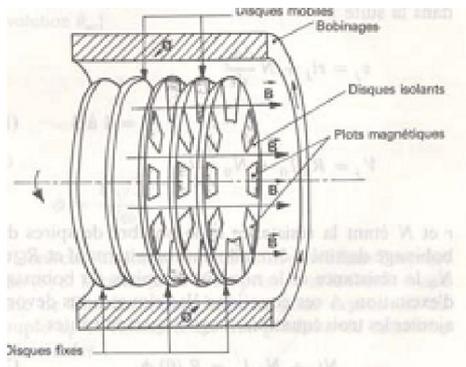


Fig. I.8 MRV discoïde du Pr. Rioux.

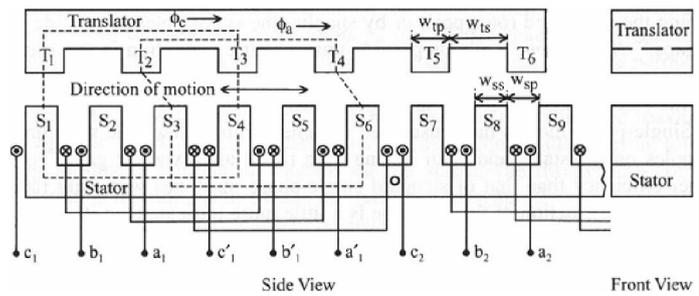
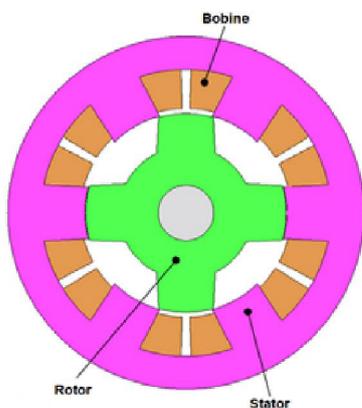
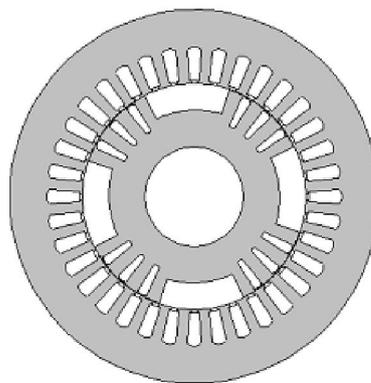


Fig. I.9 MRV linéaire triphasé.



a) Machine à réductance variable



b) MSRV type rotor massive



c) MSRV à barrières de flux

Fig. I.10 MRVDS et MSRV.

### 1.2.3. Applications des MRV

Sachant que la MRV présente beaucoup d'avantages et peut être employée avec succès en tant que **moteur** à vitesse variable ou en tant que **générateur**, ce type des machines fournit des solutions pour une large gamme d'applications dans différents domaines d'utilisation, notamment des applications de traction électrique (voiture hybride) où on peut atteindre des vitesses élevées grâce à sa structure massive et robuste. Avec des performances très satisfaisantes, la MRV présente une alternative pour une multitude d'applications [9].

Parmi ces multiples applications on peut citer:

- ✓ Les compresseurs, ventilateurs, pompes, électroménager (fig. I.11)
- ✓ Les équipements médicaux tels les pousse-seringues [22] (fig. I.12), les centrifugeuses (fig. I.13)
- ✓ Aéronautique, ascenseurs, robotique ...
- ✓ Filière des énergies renouvelables, notamment l'éolien, ...



Fig.I.11 Lave-linge



Fig.I.12 Pousse seringues médicaux



Fig.I.13 Centrifuge d'un laboratoire

Le tableau ci-après résume des applications des MRV ainsi que leurs constructeurs.

Tab.I.4 Applications des MRV [23].

<i>Applications</i>	<i>Sociétés</i>
<b><i>Applications Industrielles</i></b>	
<i>Moteur industriels 7.5-22 kW</i>	Allenwest, UK
<i>Chariots industriels 4-43kW</i>	Oulton, Task Drives, UK
<i>Pompe de suppression</i>	General Motors, USA
<i>Moteur industriels 9-140 kW</i>	Sicme Motori, Italy

<i>Machines d'ondulation</i>	SRDL,UK ;Picanol, Belgium
<i>Machines d'Exploitation minière 35-200 kW</i>	British Jeffrey Diamond, UK/ SRDL, UK
<b><i>Applications commerciales</i></b>	
<i>Centrifuges</i>	Beckmen Instruments Inc, UK
<i>Outils électriques</i>	Kaskd, Russia
<i>Ventilateurs</i>	AMEtEK lamp Electric, USA
<i>Compresseurs</i>	Compare Broomwade, UK ;Emotron a/b, Sweden
<i>Pompes</i>	Emotron a/b, Sweden
<i>Portes électriques</i>	Besam a/b, Sweden
<i>Portes glissantes, Portes roulantes</i>	SRDL, UK
<b><i>Applications automobiles</i></b>	
<i>Véhicule électrique</i>	Aisin Seiki, Japan
<i>Climatisation des trains, Pilotage</i>	SRDL, UK
<i>Régulateur de vitesse</i>	DANA Corp, USA
<i>Climatisation des trains</i>	Normalair Garett, UK
<b><i>Applications domestiques</i></b>	
<i>Laves linges, Aspirateurs</i>	SRDL, UK
<b><i>Autres applications</i></b>	
<i>10-1500 W</i>	Magna Physics, USA
<i>Positionneurs</i>	MACCON, Germany
<i>6-18 kW</i>	T-Gidropress, Russia
<i>Méga-couple. Attaque-directe</i>	NSL Ltd, Japan
<i>Multiple applications</i>	Mavrik Motors, USA
<i>Moteur à grande vitesse et contrôleur</i>	AMC NEC/ Densei, USA
<i>Moteur à faible vitesse</i>	Electro Magnetix Ltd., UK

### I.3. Etat de la Recherche sur les MRV

A partir des années 80, le nombre de publications de thèses et de brevets relatifs à la MRV n'a cessé de croître (fig. I.14). [9]

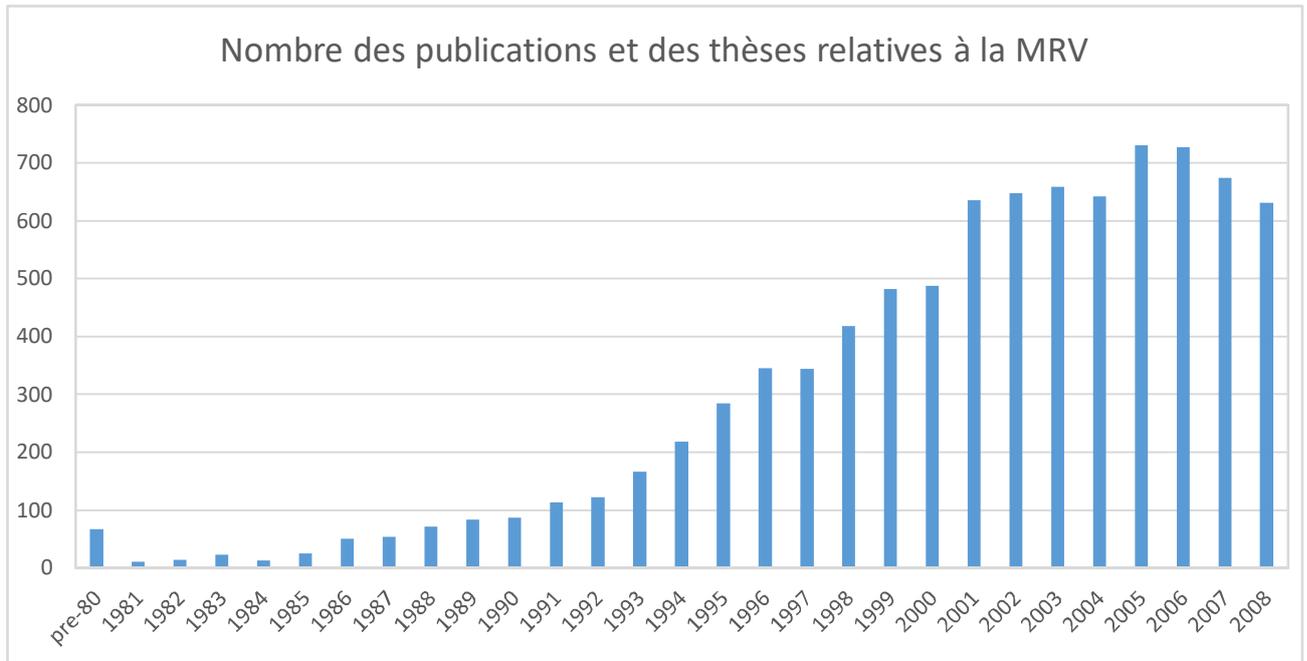


Fig. I.14. Nombre de publications et de thèses sur les MRV depuis 1980 [9].

Selon les applications, les besoins et la forme, plusieurs modèles et types de cette machine sont étudiés par les auteurs. On constate que l'étape dimensionnement-design de la machine a une grande importance. Des méthodes de calcul et des algorithmes sont proposés par [24], détaillés dans [25-26] et présentés dans des articles et publications [27]. Ainsi, l'auteur [27] a traité des différentes topologies des MRV avec les différents types d'alimentation existants, surtout en mode générateur pour les faibles et fortes vitesses de rotation.

Généralement, pour le mode moteur [28-29], les travaux se focalisent sur la simulation des MRV 6/4 de base et la comparaison avec d'autres topologies comme la MRV 12/8 par exemple, sous Matlab/Simulink ; les résultats obtenus sont comparés aussi avec des modèles réels de même puissance.

Récemment, pour le mode générateur les différentes étapes nécessaires pour faire un dimensionnement d'une GRV sont exposées [30-31] suivis d'une validation des résultats trouvés par la construction d'un prototype de la machine. Dans la littérature, il existe aussi de nouvelles structures géométriques avec ajout d'aimants permanents au niveau de la partie excitation [32-33], machines connues sous le vocable de DSIPM et qui sont de type hybride,

qui sont proposées par les auteurs et simulées dans des plateformes 2D et 3D afin d'optimiser les caractéristiques magnétiques et spécialement l'ondulation du couple.

La partie modélisation et simulation de la MRV attire aussi beaucoup des chercheurs [34], soit pour trouver des modèles plus proches d'une machine réelle, soit pour développer des outils de simulation plus rapides et fiables. Concernant cette étape, beaucoup de logiciels sont utilisés tels que MATLAB/Simulink [35], CASPOC [36], Infloytica MAGNET [31][37], ANSYS MAXWELL [38]. Ces derniers ont permis de réaliser des simulations de machines même en 3D. D'autres logiciels comme PSCAD [39], DesignSRM [40], FLUX [41-42] ou SRDAS [43] sont généralement commercialisés à des prix parfois exorbitants. Mais il existe aussi des logiciels open source comme FEMM [44] qui est gratuit, souple et fiable pour traiter ce genre de problème. Ce dernier software peut être couplé et piloté entièrement via MATLAB, ce qui lui confère un avantage par rapport aux autres logiciels.

Beaucoup de travaux se concluent par une comparaison entre les résultats trouvés lors d'une simulation éléments finis avec ceux calculés analytiquement [45] et parfois même avec des essais expérimentaux [46].

La partie optimisation a aussi sa part d'intéressement par les chercheurs. Les travaux dans ce champ peuvent être séparés dans deux grandes filières de recherches : (i) l'optimisation qui touche la géométrie (la forme des dents), les matériaux utilisés, ...) [47] et (ii) l'autre qui touche l'alimentation, spécialement les angles de commande du convertisseur associé [48].

Comme toute machine électrique, la MRV est aussi réversible ; elle soit utilisée comme **moteur** [49] dans les véhicules hybrides, soit utilisée comme **générateur** généralement dans le domaine des énergies renouvelable et surtout dans la filière des éoliennes pour les faibles puissances [50] ou les grandes puissances [51].

#### **I.4. Choix d'une structure d'étude de MRV**

Pour diverses raisons liées aussi bien à notre recherche bibliographique qu'à une continuation des travaux déjà menés auparavant par l'équipe de recherche [12, 52-55], notre présente étude portera sur une structure simple de machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS 6/4), « pure » (non excitée), composée d'un rotor passif et d'enroulements concentriques au stator. Si on néglige les couplages magnétiques entre phases, le fonctionnement peut être décrit à partir d'une structure monophasée élémentaire comme nous l'exposerons dans le chapitre II suivant. L'ensemble MRV-convertisseur est ensuite analysé en vue d'une optimisation de sa commande. Les dimensions de la machine sont calculées analytiquement et de manière automatisée à partir d'un programme MATLAB \*.m utilisant une démarche décrite dans l'excellent ouvrage de *Krishnan* [24].

## Références I

- [1]. B. Multon, "*Historique des machines électriques et plus particulièrement des machines à réductance variable*", Revue 3EI, n°3, Juin 1995, pp. 3-8.
- [2]. P. Laurancin, "*L'étincelle électrique, son histoire, ses applications*", Librairie d'Education.
- [3]. M. Dumas, "*Histoire générale des techniques*", tome III, 1968, et tome IV, 1978, PUF.
- [4]. T. Kenjo, "*Stepping motors and their microprocessor controls*", Oxford Sc. Publi., 1992.
- [5]. P. J. Lawrenson, "*Theory and Performance of Polyphase Reluctance Machines*", proceed. IEE, vol. 111, August 1964, pp. 1435-1445.
- [6]. V. Kuzmichev, "*SRM for Electrical Drives of Electric Power Plants Equipment*", MPEI (TU), ORGRES. <http://www.elkraft.ntnu.no/eno/dok/SRDforElDrive.pdf>
- [7]. B. Nogarede, "*Machines tournantes: principes et constitution*", Tech. Ing., D3411.
- [8]. Hamid Ben Ahmed, "*Des procédés de conversion électro-magnéto-mécaniques non-conventionnels aux systèmes mécatroniques*", ENS Cachan Ker Lann, HDR soutenue le 22 Juin 2006.
- [9]. N. Kada Belghitri, "*Contribution a la modelisation par la methode des reseau de reluctances (MRR) d'une machine a réductance variable*", these de doctorat, 2015, université d'oran.
- [10]. C. Keyes, "*Guide de référence sur l'efficacité énergétique des moteurs*", CEA, Technologies Inc. 2007.
- [11]. Y. Alhassoun, "*Etude et mise en œuvre des machines a aimantation induite fonctionnant à haute vitesse Etude et mise en œuvre des machines a aimantation induite*", thèse de doctorat, INPT, 2005
- [12]. S. Mouellef., "*Modelisation et Optimisation D'une Machine a Reluctance Variable Par Algorithmes Intelligents*", these de doctorat, 2016: p. 140, umc.
- [13]. A. McDonald , M.A. Mueller, and H. Polinder, "*Comparison of generator topologies for direct-drive wind turbines including structural mass*, in *XVII International Conference on Electrical Machines*", ICEM, 2006.
- [14]. L. Jian , X. Song, and Y. Cho, "*Comparison of 12/8 and 6/4 Switched Reluctance Motor: Noise and Vibration Aspects*", Vol. 44. 2008. 4131-4134.
- [15]. S. Huang , et al., "*A general approach to sizing and power density equations for comparison of electrical machines*", Vol. 34. 1998. 92-97.
- [16]. C. Laudensack, D. Gerling, "*Investigation of different parameters on the performance of switched reluctance machines*", IEEE, 2010.
- [17]. M. Liptak , "*Principle of Design of Four Phase Low Power Switched Reluctance Machine Aimed to The maximum Torque Production*", Electrical Engineering, 2004. p55.
- [18]. J. Gao, et al., "*Optimization design of Switched Reluctance Motor based on Particle Swarm Optimization*", 2011. 1-5.
- [19]. M.K. Berker Bilgin, "*An FEA/MATLAB based machine design tool for switched reluctance motors*", IEEE, 2011: p. 1938-8756

- [20]. H. Chen, "*Implementation of a Three-Phase Switched Reluctance Generator System for Wind Power Applications*", IEEE, 2008.
- [21]. <http://img.directindustry.com>
- [22]. I.Mahmoud, H.Rehaoulia and M.Ayadi, "*Design and modeling of a linear switched reluctance actuator for biomedical applications*", International Journal Of Physical Sciences, Vol.6(22), pp. 5171-5180 , October 2011.
- [23]. A. Matveev, "*Development of methods, algorithms and software for optimal design of switched reluctance drives*", These Phd, 2006, PaysBas, TUE.
- [24]. R. Krishnan, "*Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*", 2001: Taylor & Francis
- [25]. P. O.Rasmusen, et al "*Fully automatic characterization system for switched reluctance motors*", dans ICEM'98, Istanbul, Turkey, Sept. 1998.
- [26]. L. Moreau, "*Modelisation, conception et commande de generatrice a reluctance variable basse vitesse*", thèse de doctorat, 2005, univ de Nantes.
- [27]. A. Arifin et al, "*State of the art of switched reluctance generator*", EPE, 4,447-458, 2012.
- [28]. B. Dong, "*The modelling and simulation of 12/8 SRM and SRD based on simulink*" , EMEIT, Paris, France, 2012.
- [29]. T. Witchert, "*Design and construction modification of switched reluctance machines*" , Ph.D thesis, Warsaw, 2008.
- [30]. H. Chen, "*Design of Switched reluctance generator system based on the software package for windows*", APSCOM, Hong Kong, Nov 2003.
- [31]. J. Rasakannu, C. Chinnagounder, "*Design and implementation of small power switched reluctance generator-based wind energy conversion system*", TJEECS, 3228-3239, 2016.
- [32]. B. Bilgin, et al, "*design considerations for switched reluctance machines with higher number of rotor poles for solar-assisted plug-in electric auto rickshaw*", 978-1-4244-6392, IEEE, 2010.
- [33]. G. J.Li et al, "*Design of double salient interior permanent magnet machine based on mutually coupled reluctance machine for increasing the torque density and flux-weakin capability*", 98-1-14244-6392, IEEE, 2010.
- [34]. M. A.Mueller, "*Design and performance of a 20 kW, 100rpm, Switched Reluctance Generator for a Direct drive wind energy converter*", IEEE, 0-7803-8987-5, 2005.
- [35]. B. Bilgin and M. Krishnmurthy, "*An FEA/MATLAB Based Machine Design tool for Switched reluctance motors*", IEEE, 978-1-61284, 2011.
- [36]. A. matveev, P. J.van Duijsen, "*Novel Caspoc-based software for multilevel simulation of switched reluctance drives*", [www.caspoc.com](http://www.caspoc.com) .
- [37]. A. Siadatan, V. Najmi, "*Modeling, simulation and analysis of a novel two layer 8/6 hybrid switched reluctance motor/field-assisted generator*", ICEE, Tehran, Iran, 2012.

- [38]. Z. Tang, et al, "*Prediction of electromagnetic forces and vibrations in SRMs operating at steady state and transient speeds*", 0-7803-8487-3, IEEE, 2004.
- [39]. K. N. srinivas et R. Arumugam, "*Dynamic characterization of switched reluctance motor by computer aided design and electromagnetic transient simulation*", 0018-9464, IEEE, 2003.
- [40]. T. wichert and H. Kub, "*Innovative compact drives with switched reluctance motor(SRM) for industrial applications*", PNIM, Nr62, 2008.
- [41]. A. Bentounsi et al, "*Design and Modeling of a doubly salient variable reluctance machine*", dans le proceeding de l'ICEM, 2008.
- [42]. M. Sihem et al, "*2D Finite element modelling of switched reluctnce motor*", dans le proceeding de l'ISEFMEEE, valencia, Espagne, 2015.
- [43]. E. Annie elisabeth Jebaseeli and D. Susitra, "*Performance analysi of various configurations of switched reluctance machine for wind energy applications* ", 978-1-4244-9182, IEEE, 2010.
- [44]. D. Meeker, "*Finite Element Method Magnetics 4.0 – User's Manual .PDF version 2011*".dmeeker@ieee.org .
- [45]. Y. C.Wu, et al, "*Analytic calculation of electromagnetic characterstics of switched reluctance machine*", 978-1-4673-6322-8, IEEE, 2008.
- [46]. L. Takau et S. Round, "*Design of a switched reluctance motor for an electric vehicle*",*Proceedings of 2003 Australasian Universities Power Engineering Conference AUPEC 2003*.
- [47]. F. rebahi, et al, "*Soft magnetic materials for SRM: finite element analysis and perspective*", Conf. Int. en Sciences et Technologie au Maghreb, CISTEM2014, Tunis, 3-6 Nov. 2014.
- [48]. P. Asadi, M. Ehasni et al, "*Design and control Charaterization of Switched reluctance Generator for maximum output power*",IEEE, 0-7803-9547, 2006.
- [49]. Z. Omaç et al, "*Design, analysis, and control of in-wheel switched reluctance motor for electric vehicles*", Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2017.
- [50]. H. Chen, "*Electromagnetic Design of Switched Reluctance Generator*",0-7803-7885-7/03, IEEE, 2003.
- [51]. H. Chen, F. Xiao et al, "*A 50kW Switched relctance generator system*", 0-7803-7459-2, IEEE, 2002.
- [52]. A. Lebsir, "*Performances comparées de machines synchrones à aimants permanants et à reluctance variable associées à une chaine de conversion d'energie renouvelable*", thèse de doctorat, 2016, umc.
- [53]. F. Rebahi, "*Etude de l'influence des paramètres géométriques et de controle sur les performances des MRV cylindriques*", thèse de doctorat, 2016, umc.
- [54]. R. Rebbah, "*Modélisation et Optimisation D'une Structure de machine à reluctance variable Dédiée aux Energies en Renouvelabe*", these de doctorat, 2010, umc.
- [55]. I. Bouchareb, "*Modélisation & outils d'aide au diagnostique de défauts de machines synchrone & a reluctance variable*", these de doctorat, 2013, umc.

## **II. Théorie de la MRV Élémentaire et Méthodologie de Conception**

### **II.1 Théorie de la MRV élémentaire**

**II.1.1 Principe de fonctionnement de la MRV élémentaire**

**II.1.2. Modèle mathématique**

**II.1.3. Conversion électromécanique d'énergie**

### **II.2 Modes d'alimentation et convertisseurs associés**

**II.2.1 Commande en courant**

**II.2.2 Commande en tension**

**II.2.3 Conditions d'extraction de puissance**

**II.2.4 Convertisseurs associés**

### **II.3 Profils d'inductance - Triangle de faisabilité**

### **II.4 Méthodologie de conception**

**II.4.1 Cahier de charges**

**II.4.2 Approche de pré-dimensionnement d'un prototype de MRVDS**

## II.1. Théorie élémentaire de la MRV

### II.1.1 Principe de fonctionnement de la MRV élémentaire [1] :

Ce type des machines est ainsi dénommé à cause du mode de conversion électromécanique d'énergie associé et basé sur la règle du « flux max » ou de « réluctance min » résultant de la variation de réluctance due à une anisotropie géométrique (variation d'entrefer par présence de dentures) ou à une anisotropie physique (variation de perméabilité par présence de feuilletage ou de barrières de flux).

Pour expliquer simplement ce principe de fonctionnement, on utilise souvent le schéma d'une MRV élémentaire telle que schématisée figure 2.1 et constituée de deux armatures ferromagnétiques, l'une fixe (stator) comportant un enroulement à  $N$  spires parcourues par un courant  $I$ , l'autre mobile (rotor) autour d'un axe fixe. Soit  $\theta_m$  l'angle mécanique entre l'axe longitudinal de la partie mobile et l'axe interpolaire de la partie fixe. Si les couplages magnétiques entre phases sont négligeables (c'est souvent le cas), on peut décrire le fonctionnement à partir de l'étude de cette structure monophasée élémentaire.

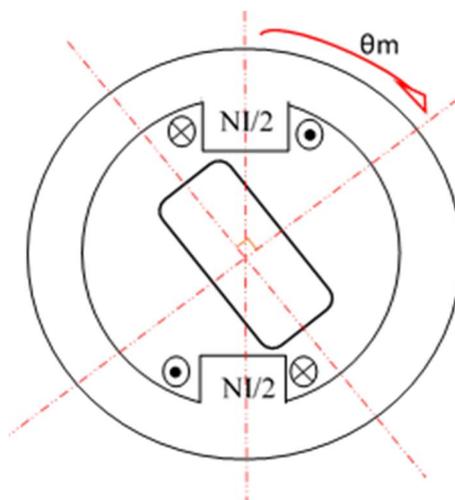


Fig.II.1 Structure d'une machine à réluctance élémentaire monophasée

Lorsqu'une phase stator est alimentée, elle attire la dent du rotor de telle sorte que le flux embrassé soit maximal (Fig. 2.2). En coupant l'alimentation, la dent rotorique continuera son mouvement par cinétique. On peut renouveler cette opération avec les phases statoriques qui

seront alimentées en synchronisme avec les positions relatives des dents rotoriques (Fig. 2.3) : ce type de machine est dit à *champ pulsé* ou à *aimantation induite*.

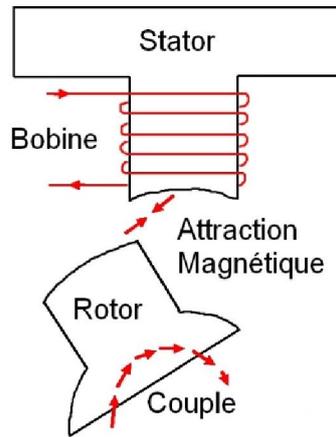


Fig. II.2 Principe de création de couple d'une MRV

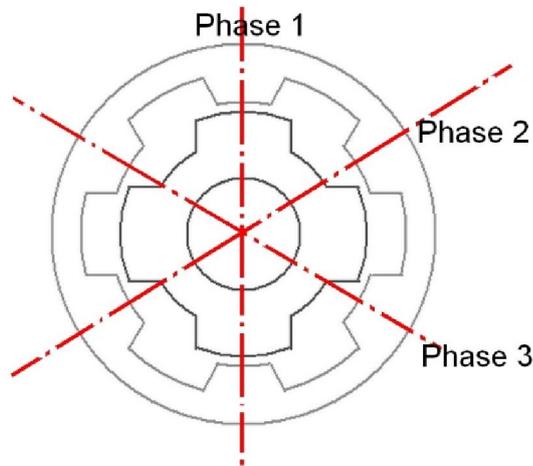


Fig. II.3 Machine à réluctance variable à double saillance 6/4 triphasée (MRVDS 6/4)

Le passage d'un courant  $I$  dans les  $N$  spires de l'enroulement statorique crée une force magnétomotrice  $F = N.I$ .

Le flux magnétique créé par ces ampères-tours ( $NI$ ) oscille entre deux valeurs extrêmes correspondant aux deux positions relatives des dents stator et rotor (Fig. 2.4), à savoir :

- Une position d'**opposition** (*unaligned*) dans laquelle le circuit magnétique présente une réluctance maximale ou une inductance minimale ( $L_{opp}=L_{min}$ ).
- Une position de **conjonction** (*aligned*) dans laquelle le circuit magnétique présente une réluctance minimale ou une inductance maximale ( $L_{conj}=L_{max}$ ).

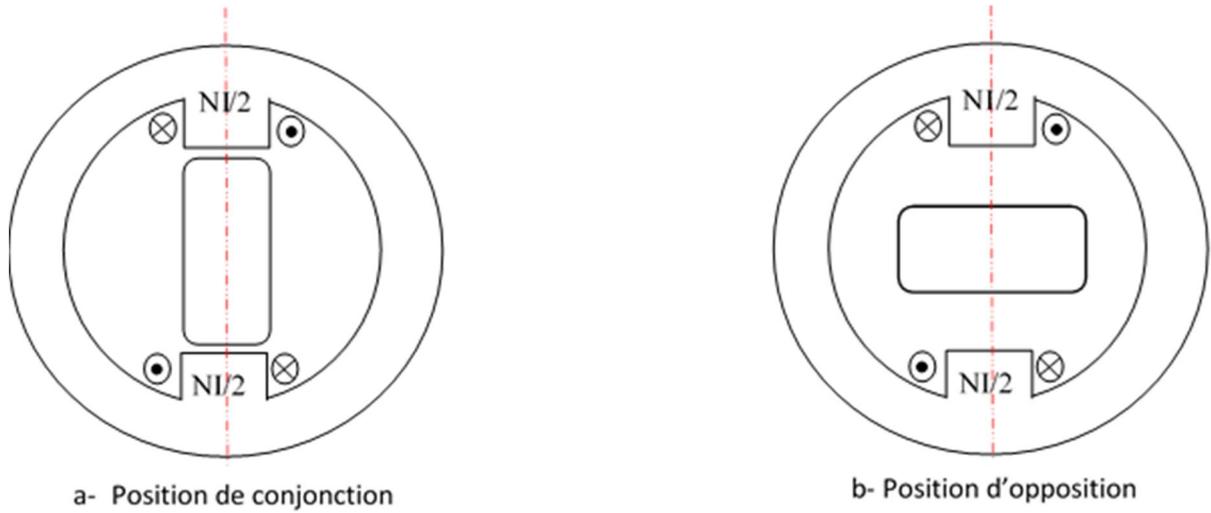


Fig.II.4 Positions extrêmes du rotor

### II.1.2. Modèle mathématique

L'équation électrique par phase statorique est :

$$v = R_s i + \frac{d\psi}{dt} \quad (\text{II.1})$$

Le flux totalisé  $\psi = L(\theta m, i)$  étant fonction de la position relative des dents  $\theta m$  et du courant  $i$  :

$$v = R_s i + \frac{\partial \psi}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial \psi}{\partial \theta m} \cdot \frac{\partial \theta m}{\partial t} \quad (\text{II.2})$$

Où :  $(\partial \psi / \partial i) = L(\theta m, i)$  représente l'inductance dynamique (II.3)

$$(\partial \psi / \partial \theta m) = i \cdot \left( \frac{\partial L}{\partial \theta m} \right) = i \cdot K \text{ si l'inductance } L(\theta m) \text{ a un profil linéaire de pente } K \quad (\text{II.4})$$

$$(\partial \theta m / \partial t) = \Omega \text{ est la vitesse angulaire} \quad (\text{II.5})$$

Le dernier terme de l'équation (2) représente la fcem induite d'expression :  $e = K \cdot i \cdot \Omega$  (II.6)

Nous pouvons ainsi établir un schéma monophasé équivalent de la MRV similaire à celui d'une machine DC série (Fig. 2.5).

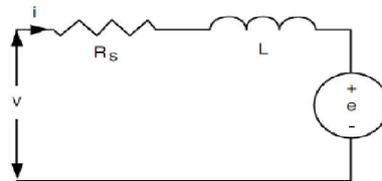


Fig. 2.5 Schéma monophasé équivalent de la MRV

En multipliant les deux membres de l'équation électrique (2) par le courant  $i$ , nous aurons la puissance d'entrée instantanée :  $p_i = v \cdot i = R_s i^2 + Li \frac{di}{dt} + i^2 \frac{dL}{dt}$  (II.7)

Sachant que :

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} Li^2 \right) = Li \frac{di}{dt} + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{dt} \quad (\text{II.8})$$

On déduit que : 
$$p_i = R_s i^2 + \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} L i^2 \right) + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{dt} \quad (\text{II.9})$$

Expression qui traduit le principe bien connu de la *conservation d'énergie* des systèmes électromécaniques où le 1<sup>er</sup> terme représente les pertes joule, le 2<sup>ème</sup> terme la variation d'énergie magnétique alors que le 3<sup>ème</sup> terme représente la puissance électromagnétique d'entrefer :

$$p_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{dt} = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta_m} \Omega \quad (\text{II.10})$$

D'où l'on déduit l'expression du couple électromagnétique :

$$T_e = p_e / \Omega = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta_m} \quad (\text{II.11})$$

Expression indépendante du signe du courant  $i$  (possibilité d'alimenter en alternatif) mais fonction de la variation de l'inductance  $L$  avec la position angulaire  $\theta_m$  ; ainsi, le couple sera :

- **Moteur** ( $T_e > 0$ ) pendant la phase croissante de l'inductance ( $\partial L / \partial \theta_m > 0$ )
- **Générateur** ( $T_e < 0$ ) pendant la phase décroissante de l'inductance ( $\partial L / \partial \theta_m < 0$ )

Ces deux modes de fonctionnement sont schématisés Figure II.6.

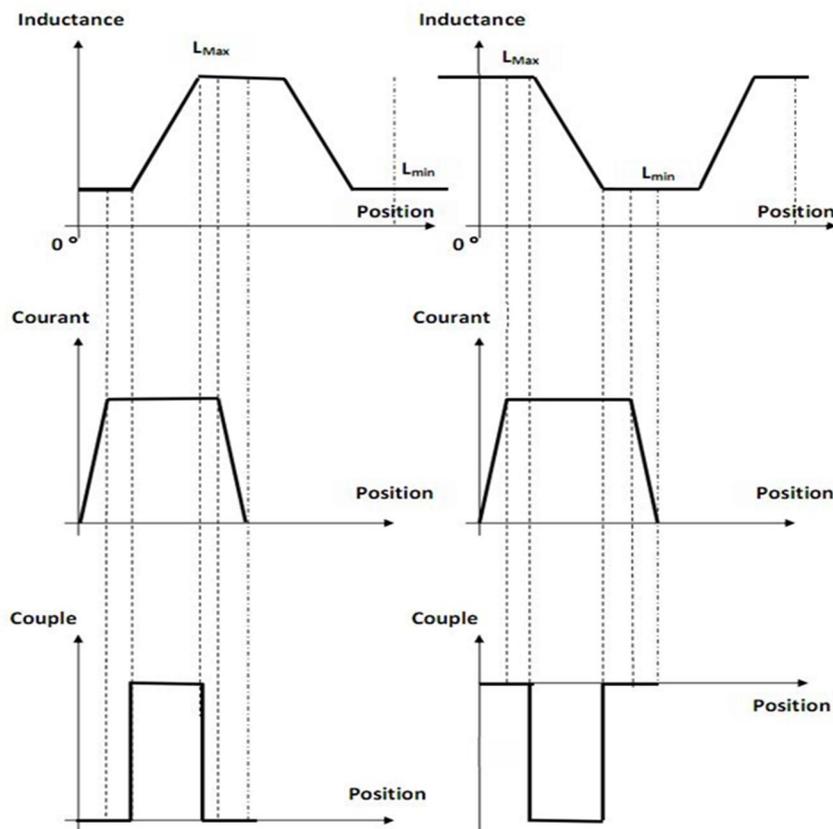


Fig. II.6 Caractéristiques perméance ou inductance et courant de la MRV pour les 2 modes M/G.

### II.1.3. Conversion électromécanique d'énergie

Le choix de :

- l'énergie magnétique :  $W_{em} = \int H dB = \int i d\psi$  (II.12)

- la co-énergie :  $W'_{em} = \int B dH = \int \psi di$  (II.13)

Dépend de la description initiale du système et du résultat désiré. Le courant  $i$  étant plus accessible que le flux  $\psi$ , on choisit souvent la co-énergie pour calculer le couple (Fig. II.7).

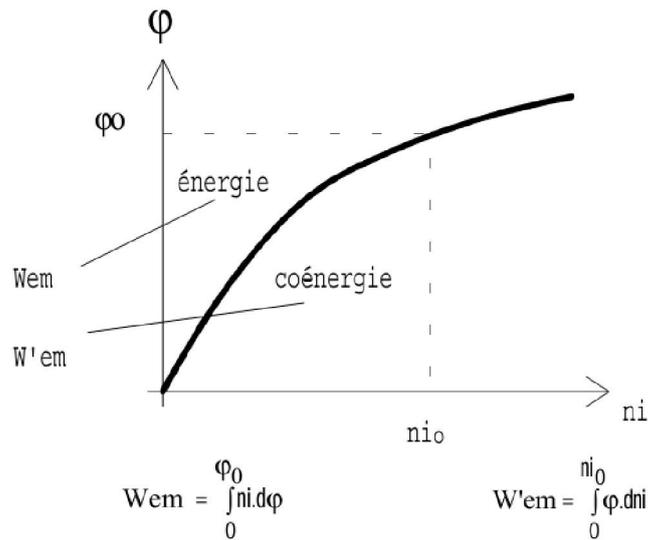


Fig.II.7 Energie magnétique  $W_{field}$  et co-énergie  $W_{co}$

Le principe de conservation d'énergie qu'on vient d'examiner est aussi vérifié si on multiplie les deux membres de l'équation électrique (2) par  $i.dt$ , soit :

$$dW_{el} = dW_j + i.d\psi \quad (II.14)$$

ou encore :  $dW_{eln} = dW_{mag} + dW_{mec}$  (II.15)

$dW_{eln}$  : variation d'énergie électrique « nette » (pertes joule déduites)

$dW_{mag}$  : variation d'énergie magnétique

$dW_m$  : variation d'énergie mécanique

Des équations (14) et (15), on déduit la variation d'énergie magnétique :

$$dW_{mag} = i.d\psi - dW_{mec} \quad (II.16)$$

qui est une fonction d'état de différentielle totale :

$$dW_{\text{mag}}(\psi, \theta) = (\partial W_{\text{mag}} / \partial \psi) \cdot d\psi + (\partial W_{\text{mag}} / \partial \theta) \cdot d\theta \quad (\text{II.17})$$

L'expression du couple déduite de la variation d'énergie magnétique avec la position  $\theta$  est :

$$T_e = -\partial W_{\text{mag}} / \partial \theta |_{\psi=\text{cst}} \quad (\text{II.18})$$

De manière analogue, le concept de coénergie magnétique  $W'_{\text{co}}(i, \theta)$  donnerait :

$$(W_{\text{mag}} + W'_{\text{co}}) = i \cdot \psi \Rightarrow T_e = + \partial W'_{\text{co}} / \partial \theta |_{i=\text{cst}} \quad (\text{II.19})$$

Le couple électromagnétique en régime *linéaire* a finalement pour expression :

$$T_e = (i^2/2) \cdot (dL/d\theta_m) = Nr(i^2/2) \cdot (dL/d\theta) \quad (\text{II.20})$$

Sachant la relation entre angles électrique  $\theta$  et mécanique  $\theta_m$  :  $\theta = Nr \cdot \theta_m$

où  $Nr$  représente le nombre de dents rotoriques.

On montre également que le couple moyen est proportionnel à l'énergie convertie par cycle  $W$  (*per stroke*) qui est égale à la surface du cycle décrit dans le plan flux-At (Fig. II.8) :

$$\langle T \rangle = q \cdot Nr \cdot W/2 \quad (\text{II.21})$$

où  $q$  représente le nombre de phases.

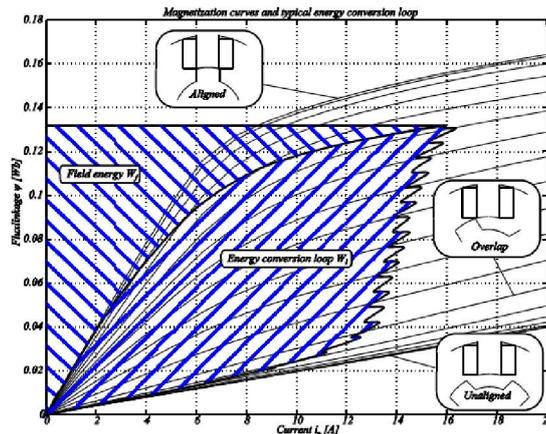


Fig.II.8 Energie convertie entre les 2 positions extrêmes du rotor [2].

Hypothèses simplificatrices :

- régime linéaire : proportionnalité flux-courants
- perméabilité du fer  $\gg$  et flux d'entrefer radial (sans fuites)
- phases découplées (absence de mutuelles)

- inductance L (ou perméance) variant périodiquement avec la position du rotor ( $\theta_m$ ), d'où décomposition en séries de Fourier :

$$L(\theta) = \sum_{k=0}^{\infty} L_k \cos(kN_r\theta_m) \quad (\text{II.22})$$

En se limitant au fondamental (22) devient :

$$L(\theta_m) = L_0 + L_1 \cos(N_r\theta_m) \quad (\text{II.23})$$

où:  $L_0 = (L_{\text{conj}} + L_{\text{opp}})/2$  : valeur moyenne des 2 inductances extrêmes (II.24a)

$L_1 = (L_{\text{conj}} - L_{\text{opp}})/2$  : écart entre inductances max (conj) et min (opp) (II.24b)

Dans ces conditions, l'expression (20) du couple électromagnétique deviendra :

$$T_e = (i^2/2) * (dL/d\theta_m) = - (i^2/2) * (L_1 * N_r * \sin(N_r * \theta_m)) \quad (\text{II.25})$$

En alimentation idéale en courant (en créneaux), nous aurons les caractéristiques de la fig.II.9.

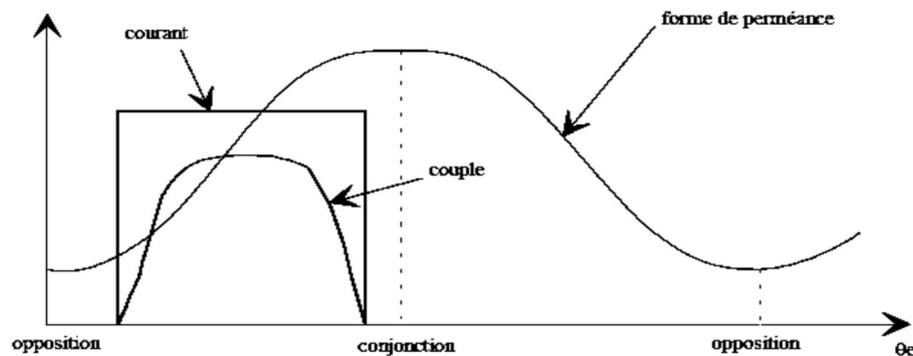


Fig.II.9 Caractéristiques de la MRV en fonction de la position (cas d'un couple moteur).

## II.2 Modes d'alimentation et convertisseurs associés [1]

L'autopilotage des MRVDS consiste à asservir la commande du convertisseur à la position  $\theta$  du rotor. Au niveau de son alimentation, les différents paramètres de pilotage sont le courant de ligne ou la tension par phase de l'actionneur. On a donc deux possibilités de réglage de la machine pour profiter pleinement de l'onduleur et de la machine selon la vitesse de rotation (Fig. 2.10) : soit imposer le ***courant***, soit imposer la ***tension***.

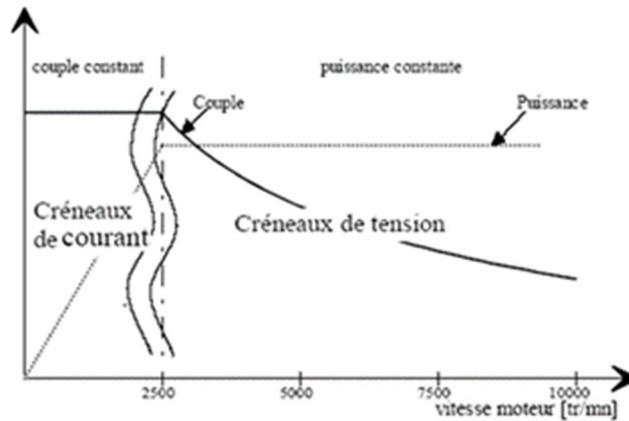


Fig. II.10 Modes d'alimentation selon la gamme de vitesse [2].

### II.2.1 Commande en courant :

Pour la plage de fonctionnement à couple constant, diverses possibilités de commande s'offrent à l'utilisateur. Pour les basses vitesses, les MRVDS sont alimentées par des créneaux de courant de hauteur réglable en fonction du couple demandé. Ces créneaux peuvent être simplement de forme rectangulaire appliqués durant la croissance de l'inductance si l'on veut un fonctionnement en mode *moteur* et durant la phase décroissante de l'inductance si l'on veut un fonctionnement en mode *générateur*. Pour mettre en œuvre le système de régulation des courants, plusieurs solutions sont envisageables :

- *Contrôle des courants par MLI*
- *Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis*

Théoriquement, il existe deux modes fondamentaux d'alimentation en mode moteur :

- (a) Courant unidirectionnel: (fig.2.11a) type haché synchronisé avec le mouvement rotorique (capteur position)  $\Rightarrow$  équivalence avec une machine synchrone

Ce courant en créneaux  $\equiv$  superposition courants DC (excitation série) et AC de pulsation :

$$w = Nr.\Omega \quad (II.26)$$

Expression du couple :

$$T_e = (F^2/2).dP(\theta)/d\theta = (n.i)^2.(Nr.P1/2).\sin(Nr.\theta) \quad (II.27)$$

$$\text{Si } Nr = 2 \Rightarrow \langle T \rangle = (n \cdot I_m)^2 \cdot P_1 / \pi = S_{\text{cycle}} \phi(ni) / \pi \quad (\text{fig. II.11b}) \quad (\text{II.28})$$

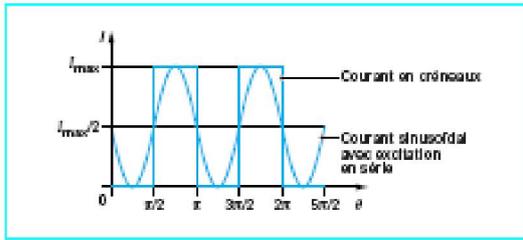


Fig.II.11a. Alimentation à excitation série d'une MRV monophasée [2]

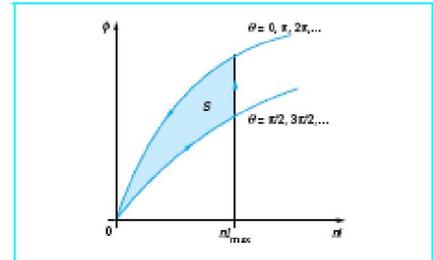


Fig.II.11b Cycle flux magnétique-fmm pour un courant en créneaux [2]

**(b) Courant alternatif:** (fig.II.12)

En remarquant que le sens du courant n'intervient pas dans le fonctionnement précédent (sens de rotation et signe couple ne dépendent que des valeurs de  $\theta$  pour lesquelles le bobinage est alimenté ou non), on devrait obtenir un fonctionnement identique au précédent avec une alimentation purement alternative de pulsation :  $w' = (Nr/2) \cdot \Omega$  (II.29)

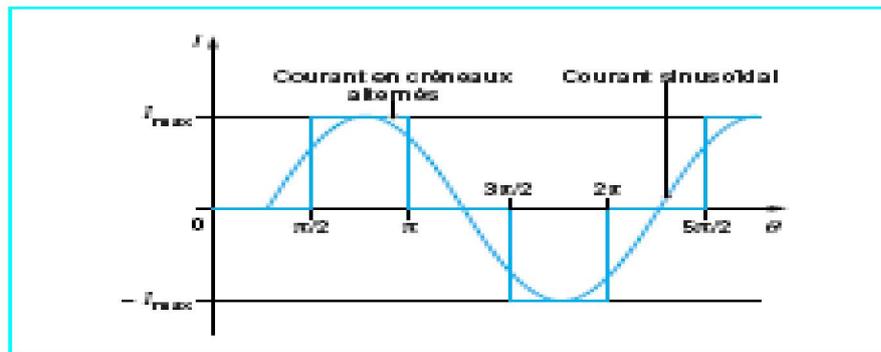


Fig.II.12 Cycle flux magnétique-fmm pour un courant en créneaux alternés[2]

**II.2.2 Commande en tension :**

Pour la plage de fonctionnement à puissance constante, au-delà de la vitesse de base, une régulation de courant par MLI ou par hystérésis devient difficile compte tenu de la force contre électromotrice produite par la machine. On aura alors recours à une commande en créneaux de tension (Fig.II.13).

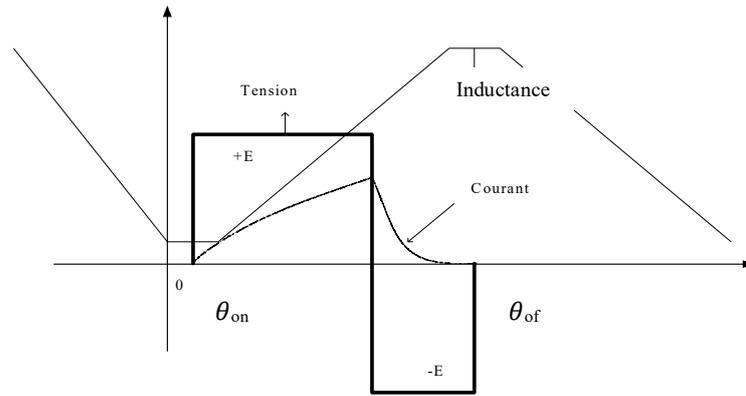


Fig. II.13 Commande en créneaux de tension.

### II.2.3. Conditions d'extraction de puissance

Pour simplifier l'étude analytique, nous supposons comme précédemment :

- pas de saturation  $\Rightarrow$  relations flux-courants linéaires
- variation sinus. inductance  $L$  avec l'angle rotorique *mécanique* ( $\theta_m$ ) selon l'équation (II.25)

En se limitant toujours au 1<sup>er</sup> harmonique ( $k=1$ ), nous avons établi plus haut l'équation (II.23) :

$$L(\theta) = L_0 + L_1 \cdot \cos(N_r \cdot \theta_m)$$

*Rq:* l'angle électrique vaut  $\theta_e = N_r \cdot \theta_m$  où  $N_r$  joue rôle similaire au nombre de paires de pôles  $p$

Pour ce qui est du mode d'alimentation, en vertu de l'étude théorique précédente, nous supposons les AT inducteurs ( $F = n \cdot i$ ) ayant une composante continue ( $I_c$ ) et une autre alternative ( $I_a = I_m \cdot \cos \omega t$ ):

$$i = (I_c + I_a) = I_c + I_m \cdot \cos \omega t \quad (II.30)$$

superposés dans un bobinage inducteur unique ou séparés dans 2 bobines d'excitation en mutuelle totale et créateurs d'un flux:

$$\psi = L \cdot i = n \cdot \phi = n \cdot P \cdot f \quad (II.31)$$

D'où l'expression de la tension d'alimentation (en négligeant la résistance  $R_s$ ):

$$u \approx e = d\psi/dt = d(L \cdot i)/dt = L \cdot (di/dt) + i \cdot (dL/d\theta) \cdot (d\theta/dt) \quad (II.32)$$

Supposons le rotor tourner à vitesse angulaire quelconque, à priori différente de la vitesse de synchronisme ( $\Omega_s = \omega / N_r$ ), soit :

$$\Omega = d\theta/dt = \mathbf{m} \cdot (\omega/N_r) \quad (\text{II.33})$$

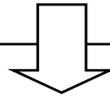
$$\Rightarrow \theta = \mathbf{m} \cdot (\omega/N_r) \cdot t - \theta_0 \quad (\text{II.34})$$

D'où l'expression finale de la puissance moyenne fournie, à partir des relations précédentes :

$$P_{\text{moy}} = (1/T) \int_0^T u \cdot i \cdot dt = -(L_1 \cdot \omega \cdot I_c \cdot I_m / T) \cdot (\mathbf{m} - 0.5) \int \sin[(\mathbf{m} - 1) \cdot \omega t - N_r \cdot \theta_0] \cdot dt \\ - (L_1 \cdot \omega \cdot I_m^2 / 4T) \cdot (\mathbf{m} - 1) \int \sin[(\mathbf{m} - 2) \cdot \omega t - N_r \cdot \theta_0] \cdot dt \quad (\text{II.35})$$

D'où les 2 conditions d'existence de puissance moyenne non nulle :

$P_{\text{moy}} \neq 0 \Leftrightarrow \mathbf{m} = 1 \text{ ou } 2 \quad (\text{II.36})$
---



<p><b>(a) <math>\mathbf{m} = 1</math> :</b> <math>\Rightarrow \omega = N_r \cdot \Omega</math> (<i>condition 1 synchronisme</i>)</p>	(II.37-a)
--	-----------

$$P_{(\mathbf{m}=1)} = (L_1 \omega \cdot I_c \cdot I_m / 2) \cdot \sin(N_r \cdot \theta_0) \quad (\text{II.38-a})$$

proportionnelle à  $L_1$ ,  $I_c$  et  $I_m$

<p><b>(b) <math>\mathbf{m} = 2</math> :</b> <math>\Rightarrow \omega' = N_r \cdot \Omega / 2</math> (<i>condition 2 synchronisme</i>) (37-b)</p>	
--	--

$$P_{(\mathbf{m}=2)} = (L_1 \omega' \cdot I_m^2 / 4) \cdot \sin(N_r \cdot \theta_0) \quad (\text{II.38-b})$$

proportionnelle à  $L_1$ , et  $I_m^2$  ( $I_c$  n'intervient pas !)

Les 2 expressions étant Max. pour un décalage angulaire électrique  $(N_r \cdot \theta_0) = \pi/2$  (II.39)

Ce qui va guider notre choix pour l'alimentation ad-hoc !

- **Diagramme de Fresnel ?** (fig. II.14)

Etabli pour un fonctionnement à la vitesse de synchronisme ( $\mathbf{m}=1$ ).

Expression tension d'après (II.28) :

$$u = d(L \cdot i) / dt = -L_1 \omega \cdot I_c \cdot \sin(\omega t - N_r \cdot \theta_0) - L_0 \omega \cdot I_m \cdot \sin(\omega t) - L_1 \omega \cdot I_m \cdot \sin(2\omega t - N_r \cdot \theta_0) \quad (\text{II.40})$$

En se limitant au 1<sup>er</sup> harmonique (fondamental) :

$$u = -L_1 \omega \cdot I_c \cdot \sin(\omega t - N_r \cdot \theta_0) - L_0 \omega \cdot I_m \cdot \sin(\omega t)$$

$$u = L_1 \omega \cdot I_c \cdot \cos(\omega t - N_r \cdot \theta_0 + \pi/2) + L_0 \omega \cdot I_m \cdot \cos(\omega t + \pi/2) \quad (\text{II.41})$$

On retrouve bien l'expression de la puissance moyenne (35-a) en multipliant l'amplitude du courant avec la composante de tension en phase, soit :

$$P_{(m=1)} = (L_1 \cdot \omega \cdot I_c \cdot I_m / 2) \cdot \sin(N_r \cdot \theta_0) \quad (\text{II.42})$$

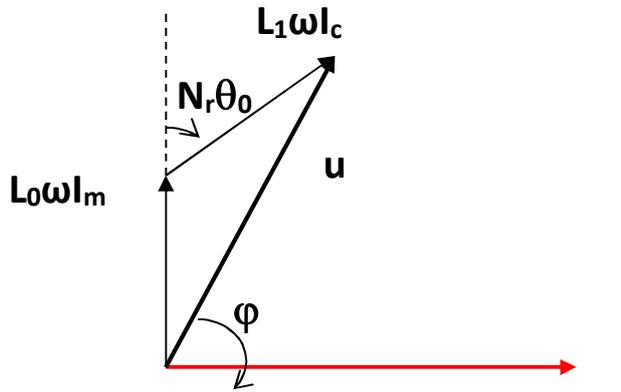


Fig. II.14- Diagramme de Fresnel

Ainsi, la MRV est  $\equiv$  à un circuit ( $R_{eq}$ ,  $L_{eq}$ ) série avec :

$$\begin{cases} R_{eq} = L_1 \cdot \omega \cdot \sin(N_r \cdot \theta_0) \cdot (I_c / I_m) & (\text{II.43a}) \\ L_{eq} = L_1 \cdot \omega \cdot \cos(N_r \cdot \theta_0) \cdot (I_c / I_m) + L_0 & (\text{II.43b}) \end{cases}$$

• **Influence Nombre Dents ?**

Si stator et rotor dentés (fig.II.15) avec pas resp.  $\delta_s = 2\pi/N_s$  et  $\delta_r = 2\pi/N_r$  cette denture est l' $\equiv$  d'un réducteur de vitesse ( $N_r/p$ ) où  $p=1$  paire de pôles pour le stator vu de loin (point de vue macroscopique) !

Par ailleurs *effet de transpolarité* qui transforme machine à  $p$  paires de pôles en machine à  $N_r$  pôles, lequel effet permet de séparer 2 types de problèmes :

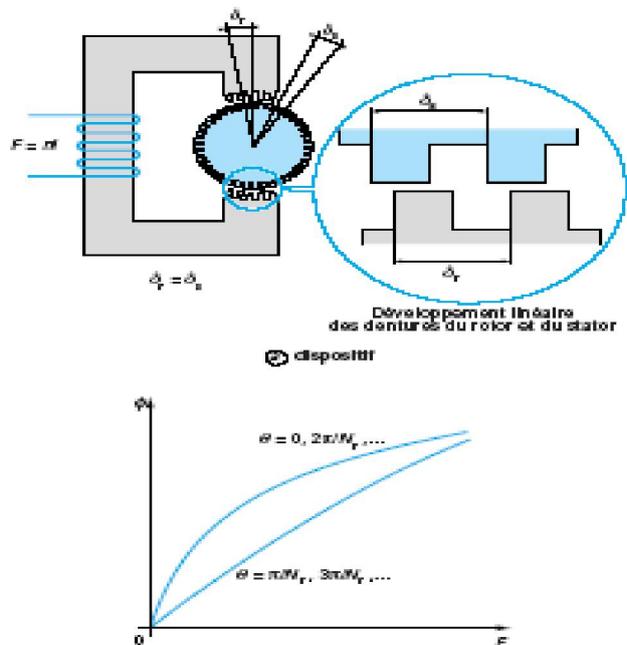


Fig II.15 MRV monphasé à double saillance (MRVDS)[2]

- À l'échelle **micro**. (*Denture*): optimiser les dimensions pour augmenter le couple
- À l'échelle **macro**. (*Structure*): choisir nombres de pôles, phases..., de manière à optimiser les dimensions globales, la qualité de fonctionnement, ...

• **Simulation sous [MATLAB]**(voir annexe II.1 pour les programme\*.m)

(a)  $m = 1$ :  $\Rightarrow \Omega = w/N_r$  (condition 1 synchronisme) (II.37-a)

$$P_{(m=1)} = (L_1 w \cdot I_c \cdot I_m / 2) \cdot \sin(N_r \cdot \theta_0) \quad \text{(II.38-a)}$$

Alimentation avec courant unidirectionnel (Fig. II.16) :  $i = I_c + I_m \cdot \cos \omega t$

où :  $I_c = I_m$  et  $\omega = N_r \cdot \Omega$

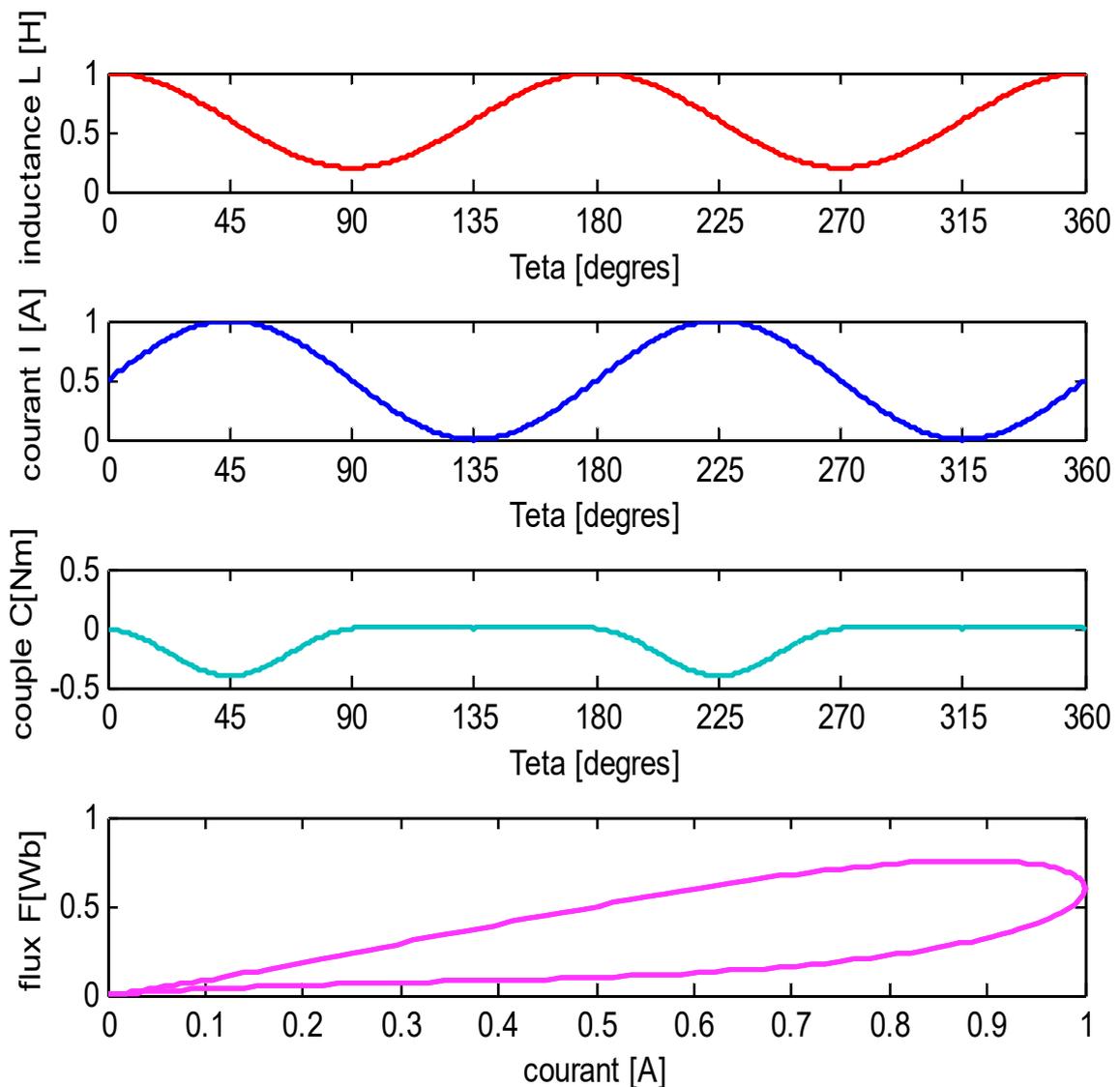


Fig. II.16 Condition 1 du synchronisme

(b)  $m = 2 : \Rightarrow \Omega = 2w/N_r$  (condition 2 synchronisme) (37-b)

$$P_{(m=2)} = (L_1 w' \cdot I_m^2 / 4) \cdot \sin(N_r \cdot \theta_0) \quad (\text{II.38-b})$$

Alimentation avec courant purement alternatif (Fig. 2.17) :  $i = I_M \cdot \cos w't$

où :  $I_M = 2I_m$  et  $w' = N_r \cdot \Omega / 2$

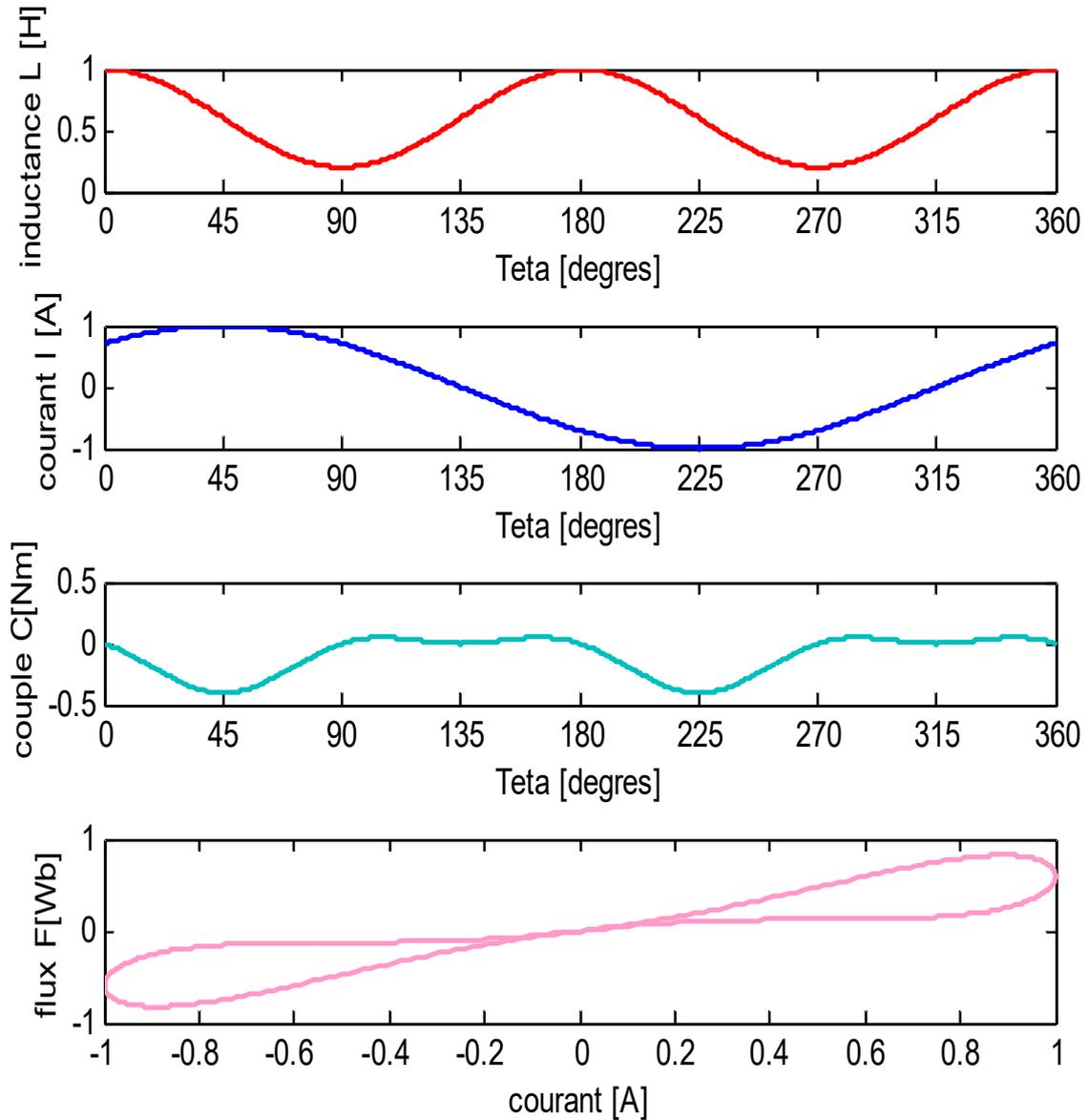


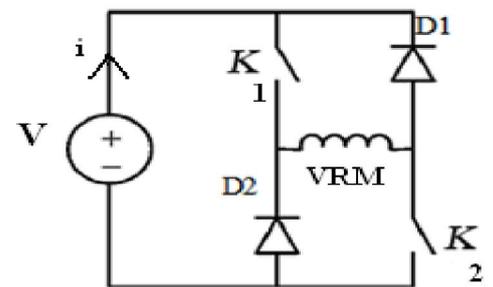
Fig II.17 Condition 2 du synchronisme

### II.2.4. Convertisseurs associés

L'autopilotage des MRVDS consiste à asservir la commande du convertisseur à la position  $\theta$  du rotor. Au niveau de son alimentation, les différents paramètres de pilotage sont le courant de ligne ou la tension par phase de l'actionneur. La topologie la plus utilisée pour le convertisseur associé est une structure d'onduleur de tension en demi-pont en H asymétrique (Fig.2.18). Les séquences de fonctionnement de l'onduleur en *moteur* et en *générateur* sont décrites selon les tables ci-dessous :

Tab.II.I Séquences de fonctionnement de l'onduleur en moteur.

N°	SWITCHES		TENSION
1	K <sub>1</sub> et K <sub>2</sub> conduisent	D <sub>1</sub> et D <sub>2</sub> bloquées	+ V
2	(K <sub>1</sub> ; D <sub>1</sub> ) ou (K <sub>2</sub> ; D <sub>2</sub> ) conduisent		0
	K <sub>1</sub> ET K <sub>2</sub> BLOQUES	D <sub>1</sub> ET D <sub>2</sub> CONDUISENT	- V



Tab. II.2 Séquences de fonctionnement de l'onduleur en générateur

I <sub>PH</sub>	V <sub>PH</sub>	Interrupteurs fermés
<b>CROISSANT</b>	+V <sub>dc</sub>	<b>2K<sub>1</sub>K<sub>2</sub></b> <b>(MAGNETISATION)</b>
	0 (roue libre)	<b>(K<sub>1</sub>,D<sub>1</sub>) OU (K<sub>2</sub>,D<sub>2</sub>)</b>
<b>DECROISSANT</b>	-V <sub>dc</sub>	<b>2D<sub>1</sub>D<sub>2</sub></b> <b>(GENERATION)</b>

Fig. II.18 Un bras de l'onduleur pour une phase de la machine

Le nombre des bras d'un convertisseur associé à une machine à reluctance variable dépend du nombre des phases de la machine. En continuité de nos travaux de master, la machine étudiée ici est une MRV triphasée à 6 pôles saillants au stator et 4 pôles saillants au rotor (MRVDS 6/4).

De manière usuelle, son alimentation se fait à l'aide d'un convertisseur de puissance triphasé en demi-pont asymétrique (fig.2.19)..

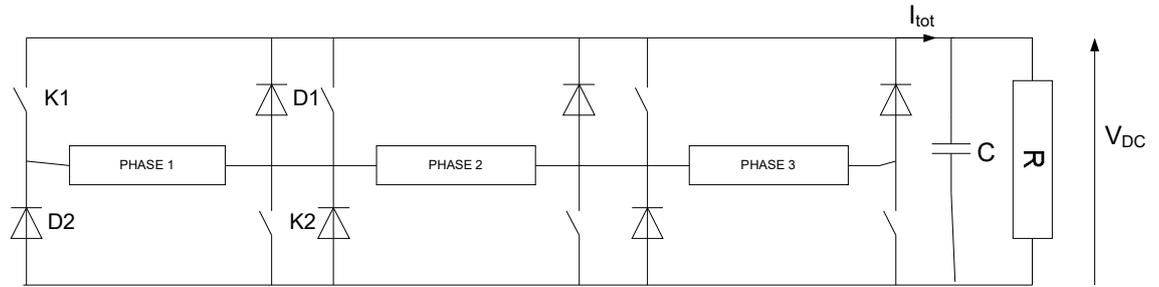


Fig II.19 Convertisseur triphasé en demi-pont asymétrique

### II.3 Profils d'inductance-Triangle de faisabilité :[2]

#### a) Profils d'inductance

Pouvoir modéliser la MRV, il est nécessaire de connaître la variation de l'inductance  $L$  en fonction de la position  $\theta$  du rotor (et du courant  $I$  si on travaille en saturé !). Afin d'appréhender aisément les performances de la MRV et d'établir des lois de commande simples, on approche souvent la courbe de variation de l'inductance par une courbe idéalisée (Fig.II.20). Cette allure présente une périodicité  $\alpha_r=2\pi/N_r$ , par le passage d'une position d'opposition à une position de conjonction et un retour à la configuration d'opposition.

Quatre régions caractéristiques sont définies par les angles suivants :

- la première région  $[0 ; \theta_x]$  correspond à l'absence de dents rotoriques sous les dents statoriques de la phase considérée (Fig. 2.21a); l'inductance est constante et égale à sa valeur minimale  $L_{\min}$ .
- la deuxième région  $[\theta_x ; \theta_y]$  est caractérisée par la progression d'une dent rotorique sous chaque dent statorique de la phase considérée ; l'inductance croît linéairement avec une pente  $dL/d\theta$  constante jusqu'à atteindre la valeur maximale  $L_{\max}$ .
- dans la troisième région  $[\theta_y ; \theta_{xy}]$ , les dents rotorique et statorique en recouvrement (overlap) dans la région précédente commencent à s'écarter progressivement, augmentant ainsi la reluctance magnétique dans la phase considérée ; l'inductance  $L$  décroît de sa valeur maximale  $L_{\max}$  à sa valeur minimale  $L_{\min}$  avec une pente constante et égale en valeur absolue à celle de la deuxième région.
- dans la quatrième région  $[\theta_{xy} ; \alpha_r]$ , l'inductance  $L$  est similaire à celle de la première région.

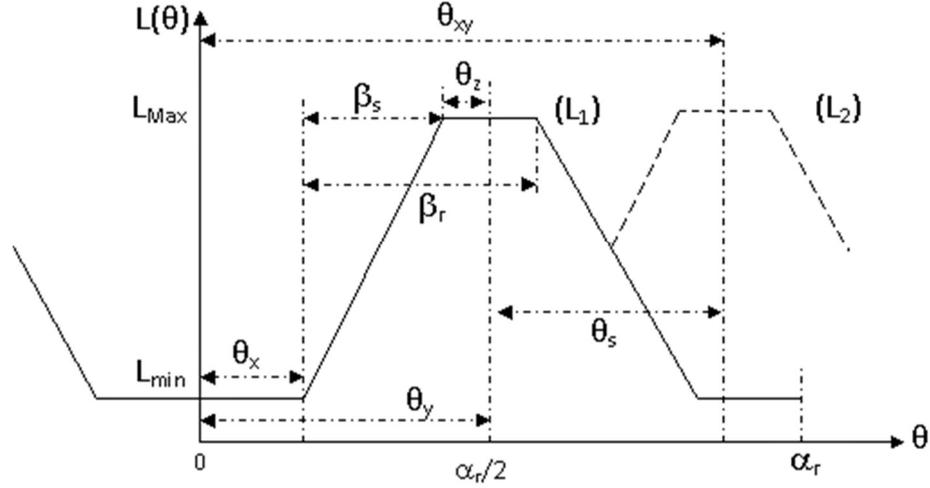


Fig.2.20 Allure idéalisée d'inductance.

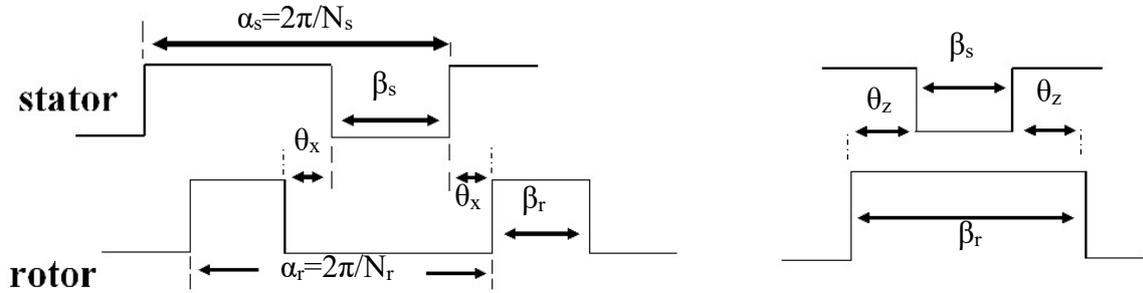

 Fig.2.21a Plat d'opposition pour  $\theta_x \neq 0$  ( $L_{min}$ ).

 Fig.2.21b Plat de conjonction pour  $\beta_r \neq \beta_s$  ( $\theta_z \neq 0$ )

Quand les arcs des pôles du rotor et du stator du moteur ne sont pas égaux ( $\beta_r \neq \beta_s$ ), on a les relations d'angles suivantes (Fig. 2.21b):

$$\text{Pas polaire rotor : } \alpha_r = \frac{2\pi}{N_r} \quad (44\text{-a})$$

$$\text{Pas polaire stator : } \alpha_s = \frac{2\pi}{N_s} \quad (44\text{-b})$$

$$\text{Pas entre phases } (L_1, L_2, L_3) : \theta_s = 2\pi \left( \frac{1}{N_r} - \frac{1}{N_s} \right) \quad (44\text{-c})$$

$$\frac{1}{2} \text{ plat d'opposition : } \theta_x = \frac{(\alpha_r - \beta_r - \beta_s)}{2} \quad (44\text{-d})$$

$$\frac{1}{2} \text{ plat de conjonction : } \theta_z = \frac{(\beta_r - \beta_s)}{2} \quad (44\text{-e})$$

$$\theta_y = (\theta_x + \beta_s + \theta_z) = \left( \frac{\alpha_r}{2} \right) \quad (36\text{-f})$$

$$\theta_{xy} = \left( \frac{\alpha_r}{2} + \theta_s \right) = \theta_y + \theta_s \quad (44\text{-g})$$

En fonction des angles  $\theta_x$  et  $\theta_z$ , nous obtenons différents profils d'inductance représentés Fig.II.22.

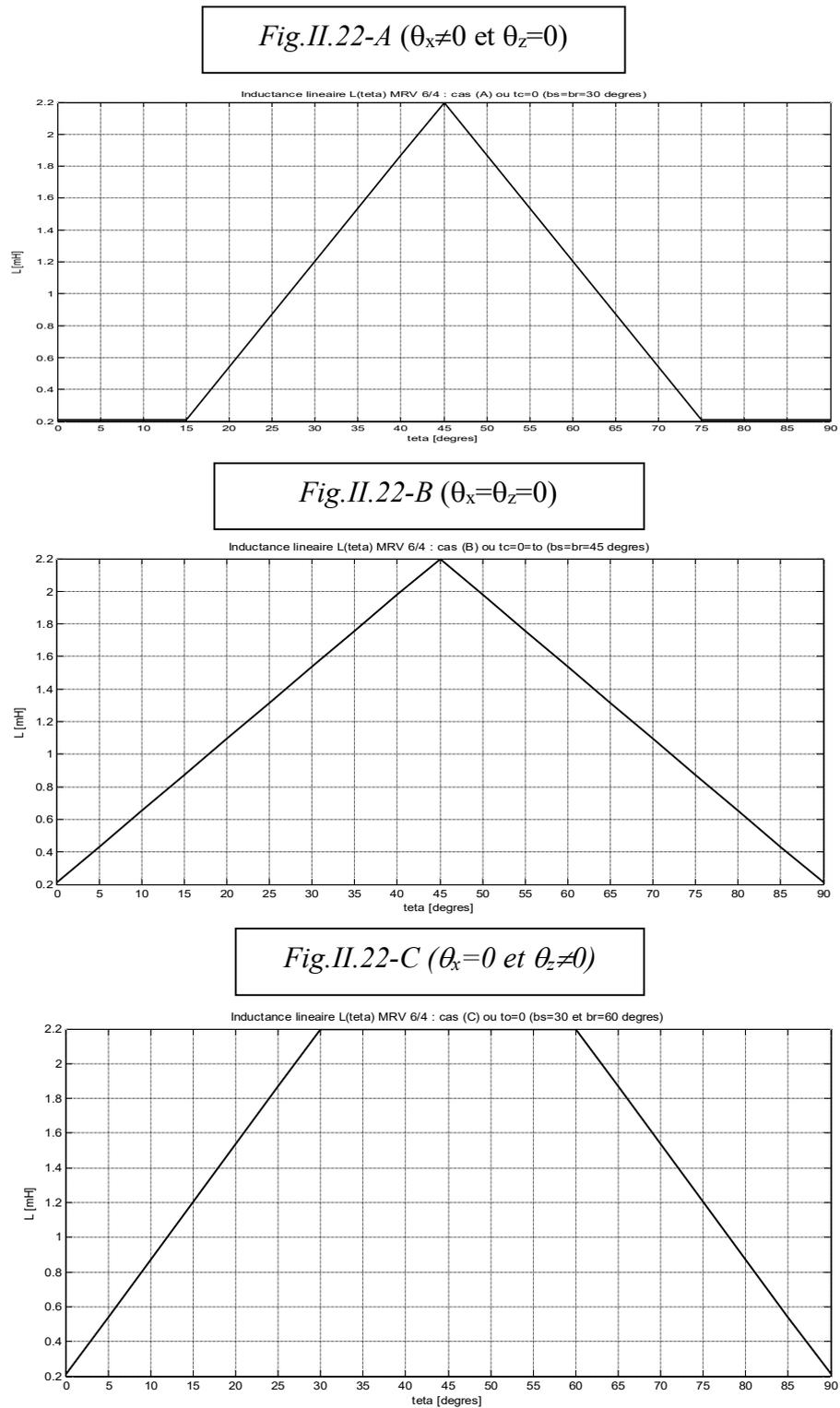


Fig.II.22 Profils d'inductance selon les trois cas des dents

*Voir (annexe II.2) programme MATLAB (Lmrv.m) tracé profils d'inductance en linéaire.*

**b) Triangle de faisabilité (fig. II.23)**

L'influence des angles dentaires sur la forme de l'onde de perméance et donc sur celle de couple d'après les conditions nécessaires pour que la perméance d'opposition reste faible (l'arc dentaire statorique doit rester inférieur à l'arc inter-dentaire rotorique)[7].

➤ **Condition (1) :**  $\beta_s < \beta_r$  (II.45)

Pour des raisons de place bobinable, on préfère le cas où correspondant au demi-triangle ABC limité par les 3 droites (AB ; BC ; CA) et où les inductances (L<sub>A</sub> ; L<sub>B</sub> ; L<sub>C</sub>) correspondant aux trois (3) sommets sont représentées précédemment dans les Fig.(II.22-A, B, C).

➤ **Condition (2) :**  $\beta_s > \beta_{sm} = 2\pi/qNr$  (II.46)

**Choix  $\beta_s$  ?** angle durée production couple ou variation onde inductance :

$$\left\{ \begin{array}{l} - \Psi_{Max} \approx \Psi_{conj} = L_c \cdot i \approx [n^2(\mu_0 R l \beta_s / e)] \cdot [j h_s(a_s - \beta_s)] \Rightarrow d\Psi/d\beta_s = 0 \Rightarrow \beta_s = a_s / 2 = \pi / 2q \\ - \text{pour assurer continuité couple sur période à } q \text{ phases, condition : } \beta_{sm} = 2\pi / qNr \\ - \text{pour augmenter couple décollage} \Rightarrow \beta_s > \beta_{sm} \end{array} \right.$$

➤ **Condition (3) :**  $(\beta_s + \beta_r) < a_r = 2\pi/Nr$  (II.47-a)

**Choix  $\beta_r$  ?** à  $\beta_s$  imposé (considérations couple pulsatoire), on a :

$$(\beta_r)_m \leq \beta_r \leq (\beta_r)_M = (a_r - \beta_{sm}) \quad (II.47-b)$$

- **$\beta_r$  élevé**  $\Rightarrow$   $(\theta)_{conjonction} = \theta_c$  élevé (sommet C) : démagnétisation aisée et couple lissé si choix judicieux courant alim.
- **$\beta_r$  faible**  $\Rightarrow$   $(\theta)_{opposition} = \theta_o$  élevé (sommet A) : augmentation de  $P_{Max}$  mais couple instantané T(t) ondulé; l'inertie (J) diminue avec  $\beta_r$ .

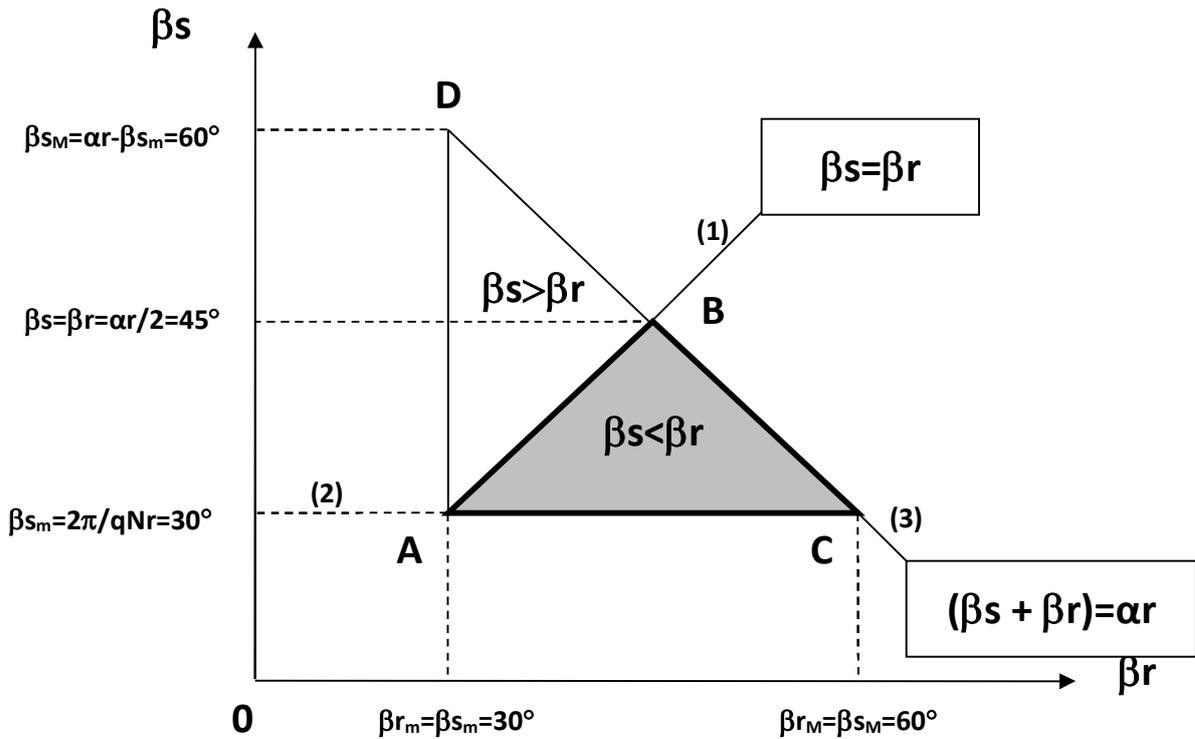


Fig.II.23 Triangle de faisabilité pour la MRVDS 6/4 [8]

## II.4 Méthodologie de conception [3]

Dans cette partie, on va essayer de présenter une démarche *analytico-numérique* rapide, simple mais précise pour le dimensionnement d'une machine à reluctance variable à double saillance. L'approche est basée sur le concept de circuit magnétique équivalent à la MRV (schéma de réductances) déduit de 7 lignes équiflux caractéristiques paramétrées par un système d'équations proposées par *Krishnan* dans son ouvrage de référence [5].

Pour garantir de meilleurs résultats, notre démarche utilise même les petites valeurs des réductances magnétiques calculées, avec prise en compte des caractéristiques électromagnétiques des matériaux, des différentes topologies rotoriques, des signes de bobinage et des conseils pour rendre les topologies tolérantes aux défauts [6]. La démarche de dimensionnement est complétée par un modèle numérique EF de la machine pour validation.

Un algorithme de calcul sous MATLAB est également proposé et appliqué pour notre prototype de MRVDS 6/4.

Le but de cette démarche de dimensionnement est de créer un modèle qui servira à réaliser des simulations, en régime dynamique, par la méthode des éléments finis, en implémentant le couplage entre deux logiciels, FEMM et MATLAB/Simulink, que nous avons réalisé; ce qui faciliterait la construction de *look-up tables* pour la simulation sous MATLAB/Simulink.

### II.4.1 Cahier des charges

Le dimensionnement des machines électriques nécessite des données préliminaires. Ces données, qui sont principalement les caractéristiques du régime de fonctionnement nominal, représentent la base autour de laquelle sera conçue la machine. Généralement elles se regroupent en [4]:

(a) Puissance et vitesse de rotation ou couple

(b) Tension ou courant et fréquence

Les données préliminaires du prototype de MRVD6/4 triphasée à pré-dimensionner sont :

- ✓ La vitesse : 1500tr/min.
- ✓ La puissance : 1200W

### II.4.2. Approche de pré-dimensionnement d'un prototype de MRVDS [5]

Pour démarrer le processus de calcul des dimensions de l'enveloppe de la MRV, on utilise usuellement l'expression du couple déduite de la vitesse et de la puissance développée par une machine conventionnelle similaire, soit :

$$T = 2(\pi D^2 L / 4) \sigma \quad (\text{II.48})$$

Où:

- $D$  = diamètre d'alésage
- $L$  = longueur axiale utile
- $\sigma$  = pression tangentielle =  $F_t / \pi \cdot D \cdot L = B_e \cdot A_L$
- $B_e$  = induction d'entrefer moyenne/pôle
- $A_L = 2N_t i / \pi D$  = densité linéique de courant  $\in [200; 3000]$  At/m
- $N_t$  = nombre de spires/phase statorique
- $i$  = courant

Selon la gamme de puissance et le mode de refroidissement, les valeurs typiques de la pression tangentielle  $\sigma$  sont les suivantes :

- pour les petits moteurs :  $0,7 < \sigma < 3,5 \cdot 10^{-3}$  kPa
- pour les moteurs intégral-hp :  $3,5 < \sigma < 13,8$  kPa ;
- pour les servomoteurs à rendement élevé :  $6,9 < \sigma < 20,7$  kPa,
- pour les machines aérospatiales :  $13,8 < \sigma < 34,5$  kPa
- pour les grandes machines refroidies :  $68,9 < \sigma < 103,4$  kPa.

On déduit le fameux  $D^2L$  utilisé dans les machines conventionnelles :

$$D^2L = 2T/\pi\sigma \quad (\text{II.49})$$

(b) Pour déterminer séparément  $D$  et  $L$ , on choisit le ratio :

$$k_L = L/D \quad (\text{II.50})$$

Selon le type d'application et les contraintes d'encombrement :

- pour les non-servo. applic. :  $0.25 > k_L > 0.70$

- pour les servo. applic :  $1 > k_L > 3$

D'où :

$$D = (2T/(\pi\sigma k_L))^{1/3} \quad (\text{II.51})$$

(c) Le diamètre statorique externe,  $D_o$ , est fonction du diamètre d'alésage,  $D$ , selon le ratio:

$$kd = D/D_o \quad (\text{II.52})$$

dont la valeur typique est :  $kd = 0.5$

- si  $kd < 0.5$  : il y aurait saturation des pôles suite à une diminution de leur section

- si  $kd > 0.5$  : il y aurait diminution de l'ouverture d'encoche d'où difficulté à bobiner

(d) Quant au diamètre de l'axe de rotation,  $D_{sh}$ , on le choisit souvent égal à celui d'une machine synchrone de même puissance.

**(e)** Concernant l'épaisseur d'entrefer,  $e$ , on essaie de l'optimiser en fonction des contraintes mécaniques, sachant que le couple développé lui est inversement proportionnel.

En effet, le couple non nul durant  $\theta_s$  (angle dent stator), vaut en régime **linéaire** :

$$T = (i^2/2) * (dL/d\theta) = (i^2/2) * (La-Lu)/\theta_s = (i^2/2) * (1-Lu/La)(La/\beta_s) \quad (\text{II.53})$$

Sachant que le ratio des inductances d'opposition,  $Lu$ , et de conjonction,  $La$ , varie dans les

$$\text{limites : } 0.07 < (Lu/La) < 0.18 \Rightarrow 0.82 < k = (1-Lu/La) < 0.93 \quad (\text{II.54-a})$$

$$\text{Et que l'inductance de conjonction peut être approximée par : } La = N_i^2 (\mu_0 DL \beta_s / 4e) \quad (\text{II.54-b})$$

On en déduit l'expression du couple recherchée :

$$T = (k\mu_0/8) * (N_i^2 DL) * i^2 / e \quad (\text{II.55})$$

Qui montre bien qu'une diminution d'entrefer entraînerait une augmentation du couple.

Mais, dans ce cas, il serait difficile de maintenir le courant à sa valeur en position de conjonction vu l'augmentation de l'inductance correspondante.

**(f)** Pour ce qui est des épaisseurs de culasses stator,  $Y_s$ , et rotor,  $Y_r$ , elles doivent être choisies de sorte à laisser passer la moitié du flux dans les dents avec une moindre chute de potentiel magnétique ; on choisit usuellement le ratio :

$$kc = (\text{épaisseur culasse} / \text{demi-largeur dent}) \geq 1 \quad (\text{II.56})$$

**(g)** Enfin, le choix des différents diamètres, longueur, épaisseurs d'entrefer et de culasses précédents va permettre de déterminer les hauteurs de dentures  $h_s$  et  $h_r$  selon la procédure programmée sous *Matlab* ci-jointe annexée.

**(h) Influence du nombre de dents ( $N_s$  ;  $N_r$ ) ?**

Pour éviter des positions de non-démarrage, il faudrait remplir la condition :

$$PPCM (N_s ; N_r) > N_s \text{ et } N_r \quad (\text{II.57})$$

Qui traduit le fait que les nombres de dents  $N_s$  et  $N_r$  ne sont pas multiples entre-eux.

Par ailleurs, la symétrie des sources de  $(2\pi q/N_s)$ , nécessitant une symétrie rotorique multiple de  $(2\pi q/N_s)$  afin de maintenir une symétrie de perméance autour des positions de conjonction et d'opposition, conduirait à la 2<sup>ème</sup> condition:

$$PPCM(N_s ; N_r) = qN_r \quad (II.58)$$

Il existe donc de multiples combinaisons  $(N_s/N_r)$ , les plus courantes étant :

1.  $q = 3$  phases : 6/4 ; 6/8 ; 12/8 ; ...
2.  $q = 4$  phases : 8/6 ; 8/10 ; ...

Un nombre de phases  $q$  élevé serait pénalisant au niveau du convertisseur d'alimentation, mais il pourrait aussi réduire l'ondulation du couple ; nous avons finalement choisi :  $q = 3$ .

Par ailleurs, un nombre élevé de dents rotoriques,  $N_r$ , conduirait à une augmentation des pertes fer puisque la fréquence d'alimentation est liée à la vitesse angulaire de rotation par :

$$f = N_r * (\Omega / 2\pi) \quad (II.59)$$

Finalement, on a choisi pour notre présente étude une **MRVDS 6/4** (Fig. II.24) dont nous allons calculer les paramètres géométriques numériquement par éléments finis.

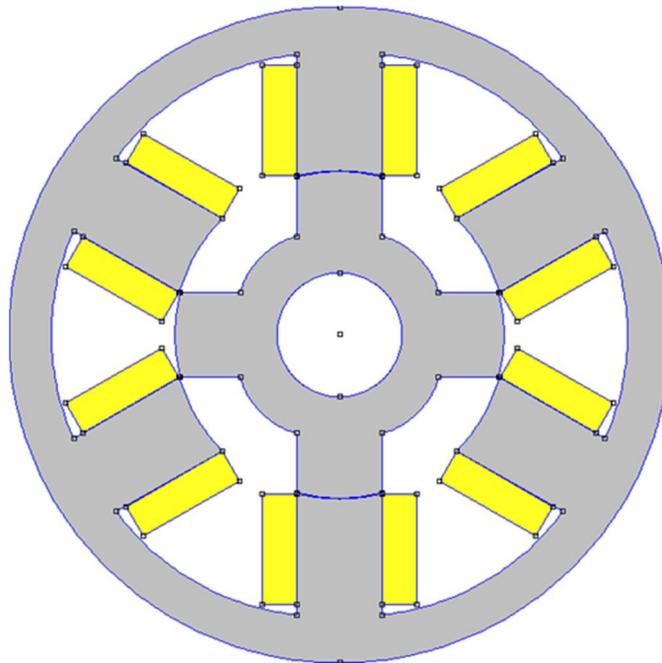


Fig. II.24 Schéma MRVDS 6/4

L'organigramme représenté fig.II.25 résume les principales étapes de la démarche précédente.

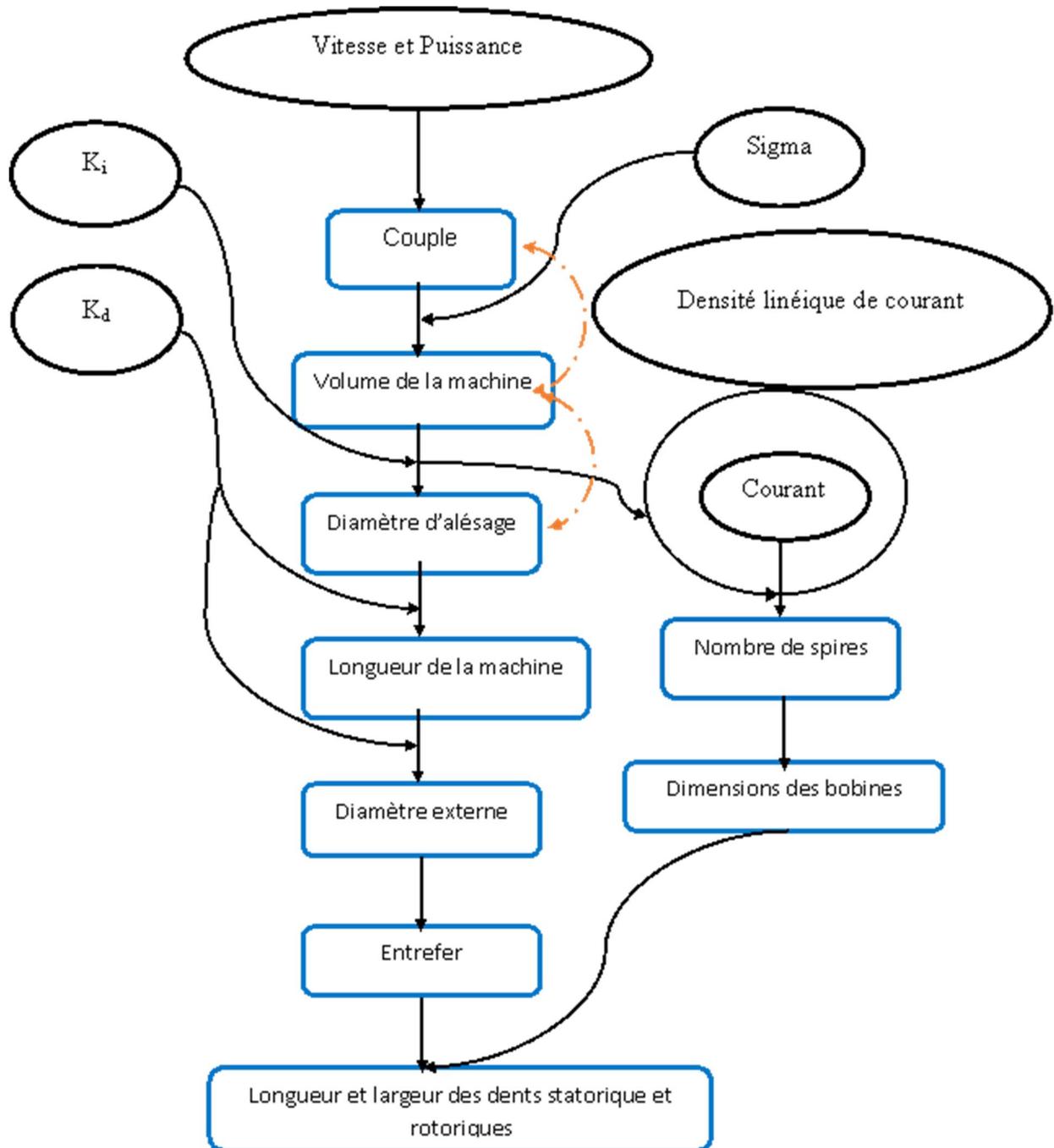


Fig.II.25 Organigramme de la méthode de calcul.

Conformément au cahier de charges, les valeurs d'entrée du prototype à dimensionner sont :

- ✓ La vitesse : 1500 tr/min.
- ✓ La puissance : 1200W

Concernant les entrées pour les différentes constantes de calcul, nous avons choisi :

- ✓  $K_l$ : 0.5
- ✓  $\Sigma$  : 20400 Pa.

La densité de courant résultante est calculée et vérifiée par rapport à la valeur maximale imposée ; l'espace d'enroulement peut être calculé à partir du nombre de tours, de la section du conducteur et de l'isolation, affectés d'un coefficient correcteur (*filling factor*).

Une fois les ampères-tours calculés, le choix séparé du nombre de tours et du courant est déterminé selon deux options :

- ❖ Faible courant implique un plus grand nombre de tours.
- ❖ Petites valeurs de résistance et d'inductance impliquent un plus petit nombre de tours [5].

Les résultats de calcul des paramètres géométriques (fig.II.26) sont résumés tableau II.3.

Tableau II.3 Paramètres géométriques obtenus lors de calcul

<i>Intitulé</i>	<i>Notation</i>	<i>Dimension</i>
<i>Nombre de dents statoriques</i>	Ns	6 pôles
<i>Nombre de dents rotoriques</i>	Nr	4 pôles
<i>Nombre de spires/phase</i>	N	374 tours
<i>Diamètre d'alésage</i>	D	0.0994 m
<i>Diamètre extérieur</i>	D0	0.1988 m
<i>Épaisseur d'entrefer</i>	E	2.5e-4 m
<i>Hauteur de dent statorique</i>	hs	0.0368 m
<i>Hauteur de dent rotorique</i>	hr	0.0166 m
<i>Largeur de dent rotorique</i>	Wr	0.0256 m
<i>Largeur de dent statorique</i>	Ws	0.0257 m
<i>Épaisseur culasse du rotor</i>	Yr	0.0128 m
<i>Longueur de la machine</i>	L	0.0497 m

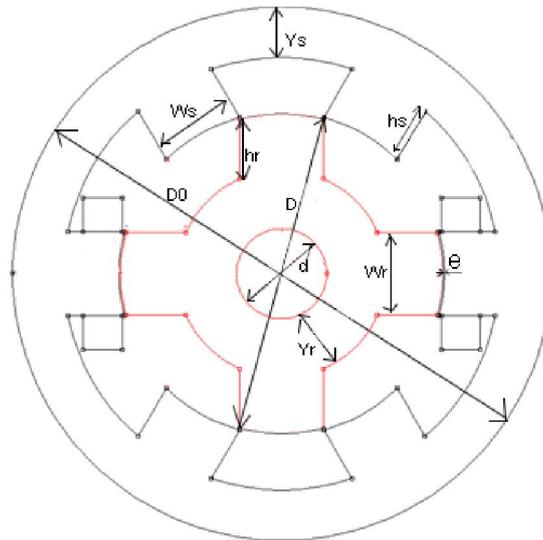


Fig. II.26. Schéma explicatif des différents paramètres géométriques.

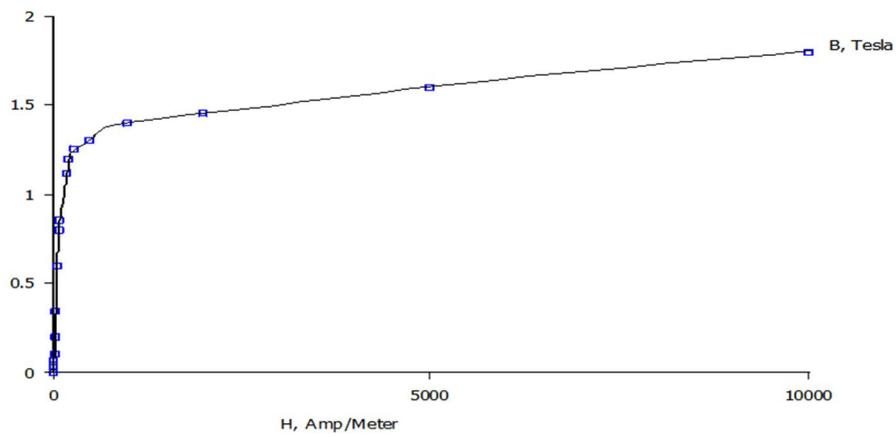


Fig. II.27. Courbe B(H) du matériau ferromagnétique utilisé

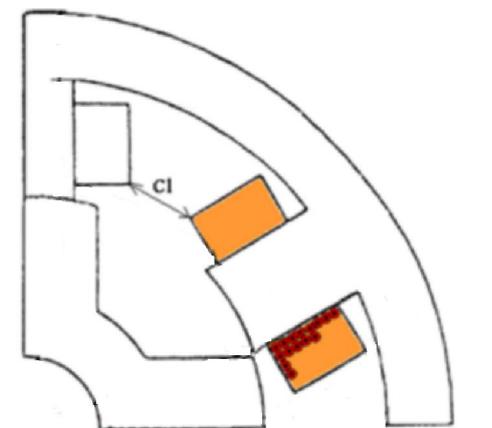


Fig. II.28. Disposition du bobinage et de l'espace entre bobines (clearance)

### **Conclusion :**

Outre une présentation succincte de principes théoriques et autres modèles analytiques pour une meilleure compréhension du fonctionnement et des performances des MRV, ce deuxième chapitre a permis le pré-dimensionnement d'un prototype de MRVDS 6/4 selon un cahier de charges donné. Ceci va faciliter la réalisation de modèles éléments finis pour des simulations en modes moteur (chap. III) et générateur (chap. IV) sous environnement FEMM-MATLAB.

## Références II

- [1]. A. Mailfert, F.Sargos, " *Machines à réluctance variable (MRV)- Principes des MRV. Machines à commutation* ", Technique de l'ingénieur, RÉF : D3680 V1.
- [2]. A. Bentounsi, "*cours Master GE33*"(2011-2012), umc.
- [3]. S. Taibi, "*Contribution à l'étude, la conception, le dimensionnement et l'optimisation de Machines à réluctance variable de type Vernier* ", thèse de doctorat, USTHB,2002.
- [4]. I.Houara, " *Contribution à l'étude, la modélisation et l'optimisation d'une structure de la machine à reluctance variable excité par des aimants permanents*",1998, Univ de Lille.
- [5]. R. Krishnan,"*Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and applications*", June 28, 2001 by CRC Press.
- [6]. A. Pires, J.Martins, et al , "*An average values global model for the switched reluctance machine*", 2006, Elsevier.
- [7]. B. Multon, " *Principe et éléments de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées* ",Journées Electrotechniques Club EEA, 25 et 26 Mars 1993, Belfort, France.
- [8]. F. Rebahi, " *Etude de l'Influence des Paramètres Géométriques et de. Contrôle sur les Performances des MRV Cylindriques* ", thèse de doctorat, 2016, umc.

## **III. Modèles et Performances en Mode Moteur**

### **III.1 Modèle Électromagnétique en Magnétostatique 2D**

### **III.2 Modèle élément finis et analyse des caractéristiques électromagnétiques**

#### **III.2.1 Approche**

#### **III.2.2 Mise en œuvre des logiciels couplés MATLAB-FEMM**

#### **III.2.3 Exploitation des résultats**

### **III.3 Simulations sous MATLAB/Simulink**

#### **III.3.1 Model linéaire**

#### **III.3.2 Modèle non-linéaire**

### **III.4 Optimisation des performances**

#### **III.4.1 Optimisation par essaim particulaire PSO**

#### **III.4.2 Optimisation par algorithmes génétiques AG**

### III.1 Modèle Électromagnétique en Magnétostatique 2D

Le moteur étudié a des pôles saillants sur le rotor ( $N_r = 4$  pôles) et sur le stator ( $N_s = 6$  pôles). Les enroulements du champ magnétique sont placés autour des dents statoriques alors que le rotor est en acier laminé sans conducteurs ou aimants permanents (fig. III.1).

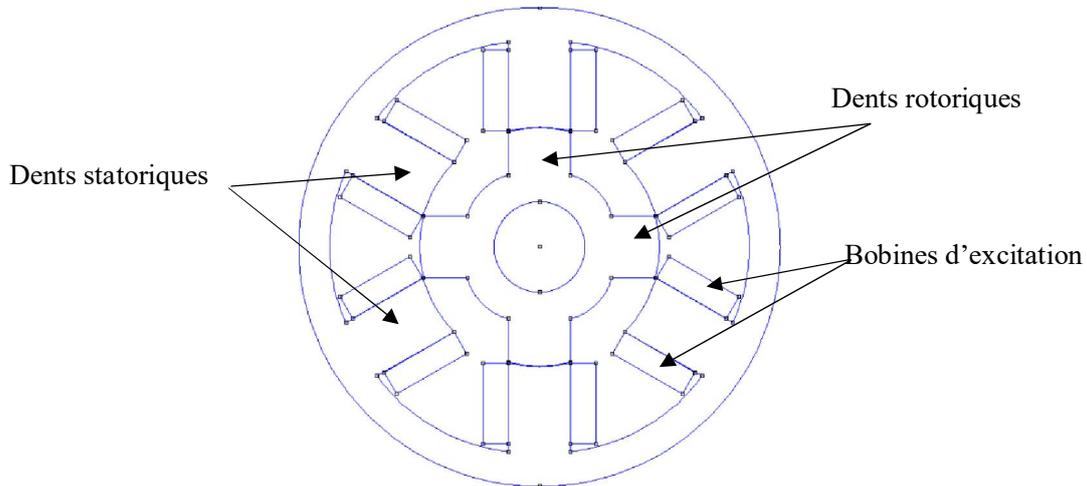


Fig.III.1 Machine à reluctance variable à double saillance ( $N_s=6$  et  $N_r=4$ )

On a déjà détaillé la méthode d'extraction des paramètres géométriques de la MRV à l'aide d'un fichier MATLAB \*.m suivant un processus de compilation décrit dans le chapitre précédent et dont les étapes sont résumées dans l'organigramme représenté figure 3.2.

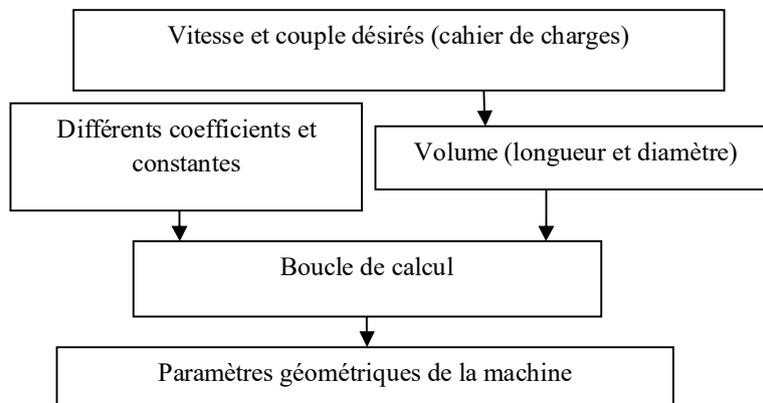


Fig III.2 Procédure du calcul sous *MATLAB*

En vue d'étudier les phénomènes électromagnétiques à la MRVDS6/4 étudiée ici, on a choisi un modèle éléments finis (MEF) qui permet une analyse fine des phénomènes, sachant que ce type de machine travaille en régime saturé [9].

Dans un premier temps, nous considérons qu'il s'agit d'un problème *magnétostatique 2D* (effets d'extrémité négligés) pour lequel nous allons établir les équations régissant son fonctionnement.

Pour la simulation du prototype pré-dimensionné au chap.II précédent, nous avons opté pour le logiciel *open source* FEMM téléchargé gratuitement depuis Internet [5].

Pour une mise en œuvre conviviale de ce logiciel qui utilise le langage LUA, nous l'avons couplé à MATLAB pour modéliser facilement notre prototype de machine fonctionnant en mode *moteur* et exploiter diverses caractéristiques (flux, couple, ...) en fonction des paramètres position  $\theta$  et courant d'alimentation  $I$ .

Moyennant les équations de Maxwell régissant les phénomènes électromagnétiques, écrites dans le cadre de l'approximation des régimes *quasi-stationnaires* :

$$\text{- de couplage : } \quad \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad \text{(III.51)}$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = - \partial \mathbf{B} / \partial t \quad \text{(III.52)}$$

$$\text{- de conservation : } \quad \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad \text{(III.53)}$$

Où :

$\mathbf{H}$  vecteur champ magnétique (A/m)

$\mathbf{B}$  induction magnétique (T)

$\mathbf{E}$  champ électrique (V/m)

$\mathbf{J}$  densité de courant (A/m<sup>2</sup>)

$\nabla$  (nabla) opérateur dérivation ( $\partial/\partial x$  ;  $\partial/\partial y$  ;  $\partial/\partial z$ ) en cartésien

Usuellement, s'agissant d'un problème *magnétostatique 2D*, on choisit comme inconnue intermédiaire le potentiel vecteur magnétique  $\mathbf{A}$  de même direction  $\mathbf{Oz}$  que le courant d'excitation  $\mathbf{J}$  car le système étudié est invariant dans tout plan  $\mathbf{xOy} \perp \mathbf{Oz}$ .

En négligeant l'aimantation rémanente  $B_r$  et en supposant les matériaux « idéaux » (isotropes, homogènes et à caractéristiques linéaires), on peut leur associer les deux propriétés :

$$\text{- caractéristique magnétique : } \mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (\text{III.54})$$

$$\text{- loi d'Ohm locale : } \mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (\text{III.55})$$

Où conductivité  $\sigma$  et perméabilité  $\mu$  sont des *scalaires*

L'équation de conservation du flux de  $\mathbf{B}$  (53) traduit l'existence d'un *potentiel vecteur magnétique*  $\mathbf{A}$  tel que :

$$\nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{B} \quad (\text{III.56})$$

Associé souvent à la *jauge de Coulomb* :

$$\nabla \cdot \mathbf{A} = 0 \quad (\text{III.57})$$

La combinaison des équations précédentes permet d'aboutir à l'équation (III.58) régissant le fonctionnement du système étudié :

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \right) = \mathbf{J} \quad (\text{III.58})$$

Associée à des *conditions aux frontières* de type :

- *Dirichlet homogène* ( $A=0$ ) : sur les limites extérieures et les axes de symétrie de révolution ;
- *Neumann* ( $\partial \mathbf{A} / \partial t = 0$ ) : sur les plans de symétrie géométrique et magnétique (lignes de flux orthogonales aux plans de symétrie).

Les dispositifs électrotechniques conventionnels privilégient souvent une direction particulière des champs ou des courants : une connaissance précise de la grandeur étudiée dans le plan

privilegié associée à une approximation dans la direction orthogonale (négliger les effets d'extrémités) conduit à l'étude d'un *système bidimensionnel (2D)* au lieu d'un 3D.

Dans le cadre de cette formulation *magnétostatique en cartésien-2D* et en supposant le système étudié excité à partir d'une source de courant de densité  $J_z$  dirigée selon l'axe  $Oz$ , le potentiel magnétique  $A_z$  sera un *scalaire* dirigé aussi selon l'axe  $Oz$ . Finalement, l'équation (III.58) régissant le fonctionnement du système étudié sera du type *Poisson* :

$$\nabla^2 A_z(x,y) = -\mu \cdot J_z(x,y) \quad (\text{III.59})$$

Nous allons dans ce qui va suivre exposer les étapes de mise en œuvre de la méthode des éléments finis pour la résolution de l'équation (59) sous environnement FEMM-MATLAB.

## III.2 Modèle éléments finis et analyse des caractéristiques électromagnétiques

### III.2.1. Approche

A cause de la nature fortement non-linéaire des caractéristiques électromagnétiques des MRVs, il est assez difficile de trouver un modèle analytique équivalent pour ce type de machine. C'est pourquoi, nous avons opté ici pour une approche numérique type éléments finis qui s'adapte très bien aux problèmes à caractéristiques non-linéaires et aux géométries complexes, avec une excellente précision mais des temps de calcul assez pénalisants, comparativement aux méthodes analytiques ou analytico-numériques. [5][10]

### III.2.2. Mise en œuvre des logiciels couplés MATLAB-FEMM

La problématique de la conception d'un système électromécanique est de trouver une structure correspondant à un cahier de charges donné et assez explicite. Le travail décrit dans ce chapitre se concentre sur le développement d'une plateforme logicielle pour la conception et l'analyse des machines électriques. Il se base sur une approche analytique d'aide à la pré-conception

numérique sous environnement d'un logiciel *master* appelé MATLAB et couplée à un autre logiciel *slave* pour le traitement éléments finis appelé FEMM (*Finite Element Method Magnetics*).

Le logiciel **FEMM** comporte une série de s/programmes permettant de résoudre des problèmes électromagnétiques à basse fréquence, en 2D ou axisymétriques. Ce logiciel, développé par *David Meeker*, est un *open source* programme qui se compose de trois processeurs :

- *femm.exe* : est un post et pré-processeur contenant une interface graphique qui permet de fixer la géométrie du problème, les propriétés matérielles ainsi que les conditions aux limites. Après l'analyse, la solution est affichée sous forme de contour, densité de flux... Le logiciel permet également d'évaluer un certain nombre d'intégrales et de tracer diverses quantités d'intérêt le long de contours définis par l'utilisateur.
- *triangle.exe* : découpe les régions du problème en éléments *triangles*, ce qui constitue une étape importante de l'analyse par éléments finis (*mesh* ou maillage).
- *fkern.exe* : est un *solver* qui résout les équations aux dérivées partielles pour obtenir les valeurs du champ magnétique dans le domaine étudié. Le langage **LUA** est également intégré dans les pré- et post-processeurs. Il suffit d'écrire un programme ou de donner des instructions dans la console **LUA** pour commander les étapes de calculs.

Toute modification sur le domaine d'étude, dimensionnement, analyse ou exploitation des résultats peut être effectuée de manière *automatique* par un programme en langage *Lua* sans l'intervention manuelle de l'utilisateur. Ainsi, la résolution par la méthode des éléments finis des équations régissant le fonctionnement de notre système *non-linéaire* se fera en utilisant un programme de calcul sous environnement **FEMM** (programmation par langage **LUA**) qui sera remplacé auparavant par un programme **MATLAB** sous le système *Master-Slave*.

Les différentes étapes de mise en œuvre de ce programme pour résoudre un problème en électromagnétique sont résumées dans l'organigramme ci-dessous (Fig.3.3) :

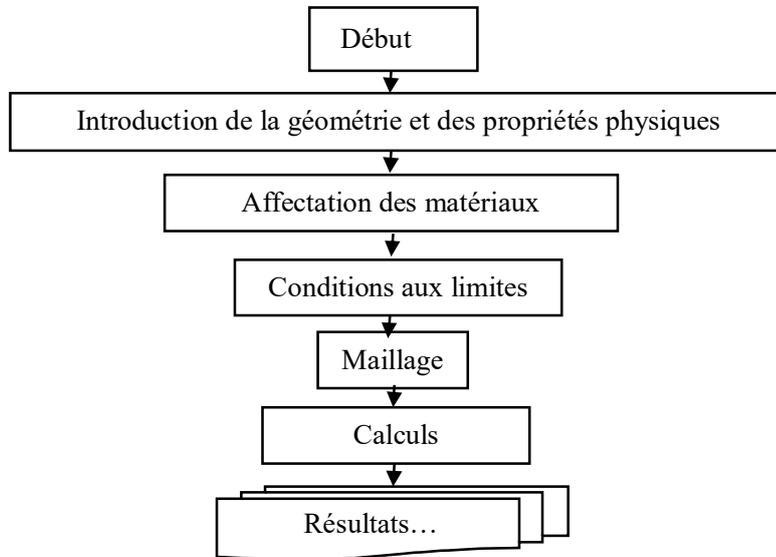


Fig.III.3. Les différentes étapes de calcul sous *FEMM*

Les caractéristiques électromagnétiques obtenues par *FEMM* sont soit directement tracées dans *MATLAB*, sous forme de graphes, soit envoyées à *MATLAB/Simulink* pour construire des **look-up tables** pour la simulation dynamique en mode non-linéaire (Fig. III.4).

Les résultats numériques obtenus par la MEF ont été validés par rapport à la solution analytique utilisant des circuits magnétiques équivalents (basée sur sept tubes équiflux) selon une approche proposée par Krishnan [4] que nous avons implémentée dans un programme *MATLAB* appelé *VRM.m* (voir annexe III.1). Cet outil de CAO a été développé par nos soins au sein de l'équipe de recherche COTEE du Laboratoire de Génie Electrique de Constantine (LGEC) de l'UMC à laquelle nous appartenons.

L'idée de relier plusieurs logiciels pour extraire différentes caractéristiques est très intéressante pour réduire le temps d'analyse, éviter le risque de perte des données et obtenir des résultats plus

précis, mais la plupart des logiciels commercialisés sont compliqués, rigides et coûteux en raison des droits de licence du logiciel [1].

L'originalité de ce travail est de montrer comment établir un lien entre *MATLAB* et le logiciel *open source FEMM* [5]. Comme jamais auparavant dans des travaux similaires utilisant ce logiciel classiquement [7-8], nous avons réussi à piloter *FEMM* par *MATLAB* uniquement (Fig.III.4).

Pour cela, la première étape a été de trouver plusieurs paramètres géométriques en utilisant un fichier Matlab *\*.m*, en tenant compte des spécifications souhaitées telles que la puissance, la vitesse et la taille de l'enveloppe. Après quoi, un sous-programme toujours sous *MATLAB* appelle automatiquement *FEMM* et exécute des commandes données par le fichier *\*.m* : dessiner, affecter des matériaux, des excitations, des frontières, résoudre et analyser. Une fois l'analyse terminée, le même fichier *MATLAB \*.m* récupère toutes les données nécessaires pour tracer toutes les caractéristiques magnétiques sous *MATLAB*. Pour atteindre ces résultats, on peut utiliser les deux méthodes citées précédemment, soit par le langage LUA (*voir annexe III.2*).

Cette méthode est semi-numérique, parce que la géométrie et l'affectation des matériaux se fait manuellement ; s'il y a une erreur au cours de l'exécution du programme, tout le processus sera arrêté !

La deuxième méthode plus fiable et plus rapide parce qu'elle est purement numérique et se fait sous langage *MATLAB* uniquement, ce qui veut dire que la correction est disponible tout le temps et les erreurs détaillées ligne par ligne (*voir annexe III.3*).

### III. Modèles et Performances en Mode Moteur

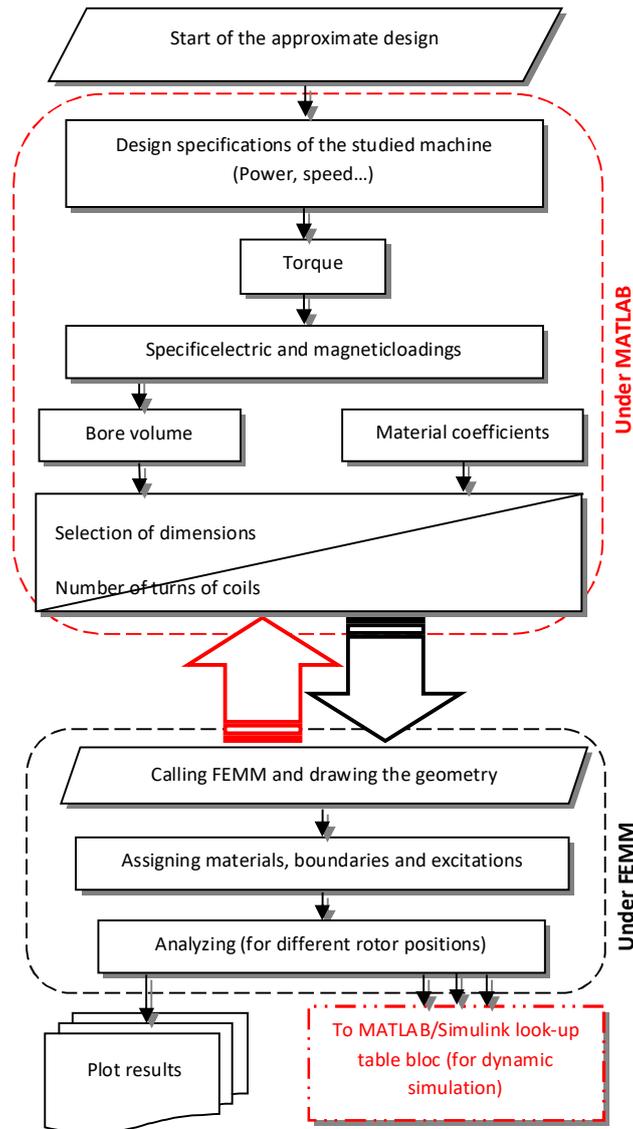


Fig.III.4 Couplage entre MATLAB et FEMM.

Comme les résultats obtenus dans notre mémoire de fin d'études de master étaient trop imprécis donc peu fiables [25], nous avons décidé, dans le cadre de cette thèse et en continuité de nos précédents travaux de PFE, de reprendre l'étude en modifiant le pas de calcul qui passe de  $5^\circ$  à  $1^\circ$ .

#### Entrée des données :

- a) La caractéristique  $B(H)$  du matériau ferromagnétique utilisé est représentée (fig. III.5):

### III. Modèles et Performances en Mode Moteur

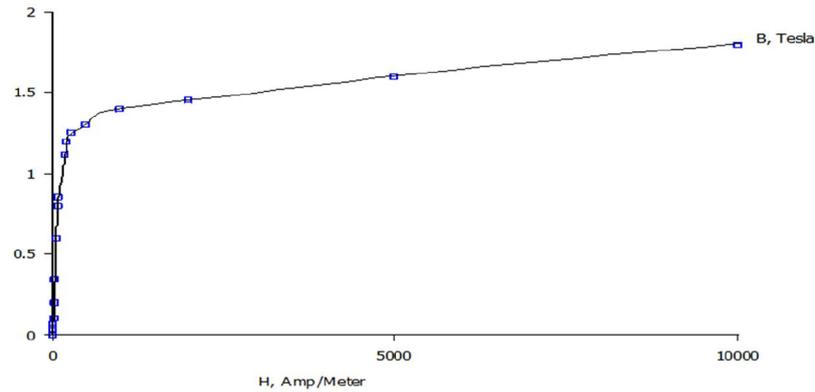


Fig.III.5. Caractéristique magnétique  $B(H)$  du matériau ferromagnétique utilisé

- b) **L'alimentation** : elle est considérée comme constante de 0A jusqu'à 10 A avec un pas de 1A pour chaque simulation au lieu de 2A au PFE de master.
- c) **Le maillage** : choisi « *par défaut* » sous FEMM (fig.III.6).
- d) **Les conditions au limites** : sont de type Dirichlet homogène (diamètre ext. de la culasse)

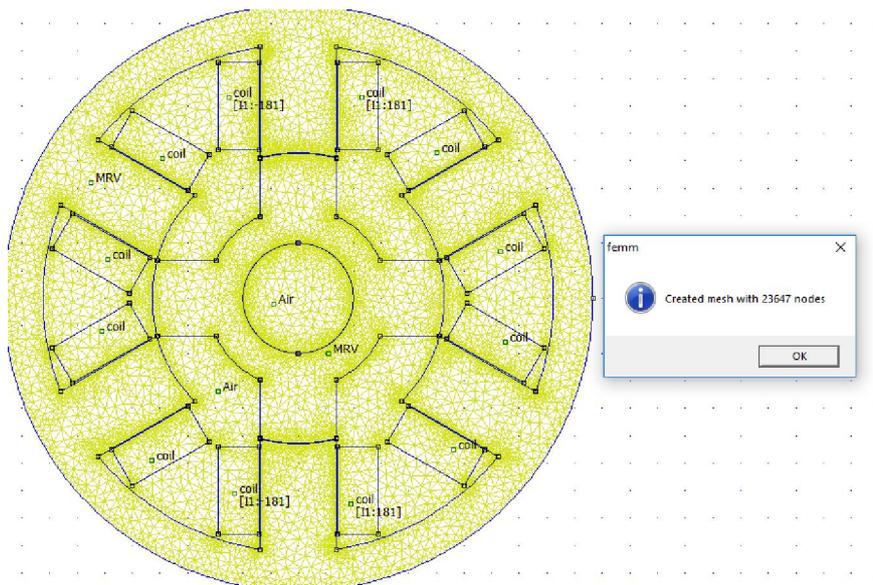
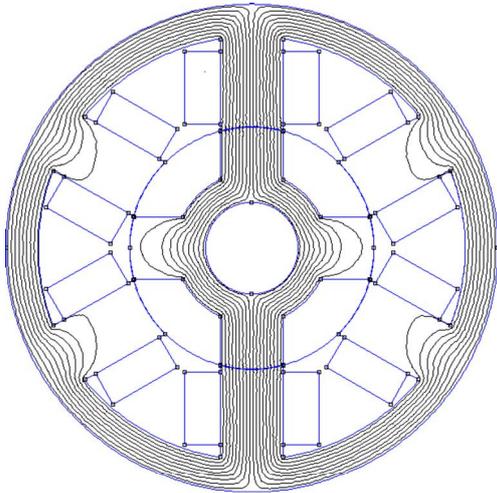


Fig.III.6 Maillage de la MRVDS sous FEMM

### III.2.3 Exploitation des résultats des simulations éléments finis

a) Lignes de champ et d'induction magnétiques : pour une excitation de 10A pour les deux positions conjonction et opposition (Fig.3.7).

• Position de conjonction :



• Position d'opposition :

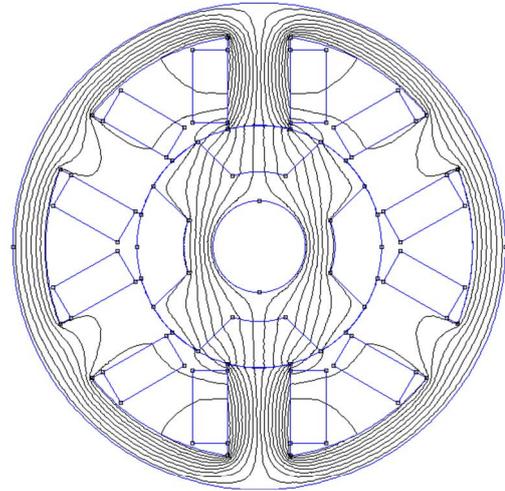
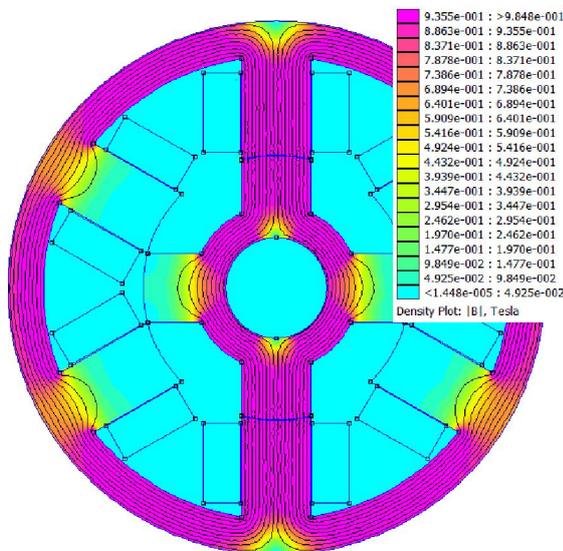


Fig.III.7. Distribution des lignes de champ pour les deux positions extrêmes.

b) L'induction magnétique  $\vec{B}$  selon fig.3.8

• Position de conjonction :



• Position d'opposition :

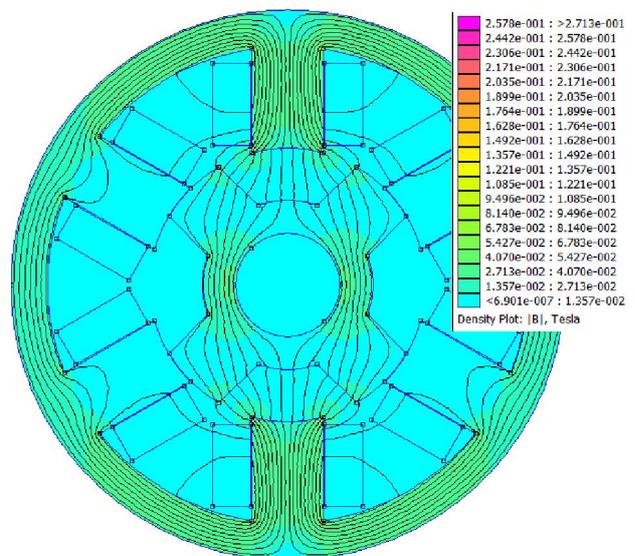


Fig.III.8. Densité de champ magnétique

**c) Tableaux des résultats (couple & flux totalisé) :**

Pour un pas d'un degré ( $\Delta\theta=1^\circ$ ) et pour différentes valeurs de courants d'excitation (i), on a construit le tableau du couple suivant (Tab III.1).

Tab III.1: Calcul du couple  $T_c(i,\theta)$  à l'aide de FEMM

Courant[A] Téta [°]	0	2	4	6	8	10
0	0	-0.000373	-0.000722	-0.001189	-0.002148	-0.002775
1	0	-0.673428	-0.892696	-1.012353	-1.129431	-1.238917
2	0	-0.790852	-1.113998	-1.307925	-1.504821	-1.698769
3	0	-0.882414	-1.299052	-1.555181	-1.815875	-2.072993
4	0	-0.975401	-1.483923	-1.796255	-2.116925	-2.425005
5	0	-1.077258	-1.692780	-2.067829	-2.435221	-2.793637
6	0	-1.169277	-1.919675	-2.346545	-2.769180	-3.179054
7	0	-1.247655	-2.158223	-2.639514	-3.113268	-3.567422
8	0	-1.314419	-2.416886	-2.959788	-3.480568	-3.997151
9	0	-1.365390	-2.689792	-3.308845	-3.881156	-4.435891
10	0	-1.403141	-2.966532	-3.679333	-4.308267	-4.917747
11	0	-1.438902	-3.259192	-4.085981	-4.768213	-5.438273
12	0	-1.472662	-3.552459	-4.521130	-5.266835	-6.001038
13	0	-1.508120	-3.836676	-4.995860	-5.811106	-6.611609
14	0	-1.536684	-4.086105	-5.479465	-6.376533	-7.247133
15	0	-1.564117	-4.288319	-5.996483	-7.008510	-7.955238
16	0	-1.595131	-4.453543	-6.522526	-7.713484	-8.748778
17	0	-1.617373	-4.574584	-7.073345	-8.463056	-9.597447
18	0	-1.627712	-4.656221	-7.596277	-9.285636	-10.537049
19	0	-1.642759	-4.743085	-8.020418	-10.169105	-11.601534
20	0	-1.658620	-4.831055	-8.362377	-11.080212	-12.786589
21	0	-1.668637	-4.929946	-8.644849	-12.028229	-14.135489
22	0	-1.682179	-5.030319	-8.877533	-12.823429	-15.618295
23	0	-1.694605	-5.108648	-9.124452	-13.486829	-17.194856
24	0	-1.712589	-5.225460	-9.408304	-14.103848	-18.716404
25	0	-1.726812	-5.334693	-9.733716	-14.653762	-19.953088
26	0	-1.745461	-5.458797	-10.13519	-15.428010	-21.230937
27	0	-1.757340	-5.630417	-10.62546	-16.372828	-24.920709
28	0	-1.782034	-5.886330	-11.26732	-17.719771	-28.555273
29	0	-1.823959	-6.296525	-12.41062	-19.967333	-27.695128
30	0	-1.404111	-5.314691	-11.16765	-18.749630	-9.616424
31	0	-0.393432	-1.588008	-3.558048	-6.260118	-5.358634
32	0	-0.212436	-0.856999	-1.936225	-3.441593	-3.585123
33	0	-0.141483	-0.569660	-1.287880	-2.294360	-2.606010
34	0	-0.102894	-0.414168	-0.936368	-1.667763	-1.994160
35	0	-0.078743	-0.316220	-0.714832	-1.274535	-1.561326
36	0	-0.061714	-0.247478	-0.559677	-0.997695	-1.244173
37	0	-0.049232	-0.197063	-0.445962	-0.794264	-0.994852
38	0	-0.039392	-0.157642	-0.356231	-0.635019	-0.794526
39	0	-0.031487	-0.126038	-0.284623	-0.507679	-0.624190
40	0	-0.024741	-0.099074	-0.223560	-0.398522	-0.477269
41	0	-0.018936	-0.075734	-0.171032	-0.304843	-0.345433
42	0	-0.013689	-0.054727	-0.123124	-0.219437	-0.226224

### III. Modèles et Performances en Mode Moteur

---

43	0	-0.008976	-0.035769	-0.080977	-0.144771	-0.109996
44	0	-0.004407	-0.017541	-0.039572	-0.070260	-0.000201
45	0	-3.781164e-006	7.499195e-005	-3.910240e-005	7.31208e-006	7.51208e-006
46	0	0.0044419	0.017782	0.040094	0.071516	0.111596
47	0	0.0089368	0.035780	0.080719	0.144120	0.226180
48	0	0.0137621	0.055062	0.124218	0.221751	0.346276
49	0	0.0189604	0.076092	0.171758	0.305591	0.478495
50	0	0.0248285	0.099238	0.224188	0.400148	0.625879
51	0	0.0314977	0.125800	0.284070	0.506354	0.791359
52	0	0.0394135	0.158019	0.356892	0.636134	0.995678
53	0	0.0492950	0.197885	0.447270	0.795472	1.245555
54	0	0.0619646	0.248269	0.561331	1.000461	1.566010
55	0	0.0784636	0.315104	0.712744	1.270863	1.986967
56	0	0.1030205	0.413653	0.936005	1.666384	2.608980
57	0	0.1416180	0.570103	1.289308	2.295840	3.587481
58	0	0.2128224	0.858334	1.938641	3.446819	5.368066
59	0	0.3917335	1.579986	3.551726	6.243505	9.579204
60	0	1.4062199	5.307080	11.17939	18.71649	27.72304
61	0	1.8220432	6.268717	12.39591	19.87681	28.50777
62	0	1.7854431	5.882872	11.28213	17.70844	24.94900
63	0	1.7674966	5.644131	10.60351	16.45100	22.82235
64	0	1.7447368	5.488546	10.12840	15.47667	21.25582
65	0	1.7292098	5.340638	9.749403	14.67835	19.98394
66	0	1.7117216	5.223928	9.415799	14.07972	18.71633
67	0	1.6983344	5.119571	9.145649	13.50023	17.22574
68	0	1.6868959	5.038592	8.889014	12.84756	15.66346
69	0	1.6732372	4.934789	8.649084	12.05697	14.16074
70	0	1.6567319	4.837439	8.370733	11.09694	12.80848
71	0	1.6441453	4.751443	8.034448	10.17924	11.59752
72	0	1.6332276	4.665714	7.616122	9.297205	10.55951
73	0	1.6134083	4.577272	7.080557	8.469752	9.605487
74	0	1.5936014	4.464681	6.534330	7.705330	8.738656
75	0	1.5682743	4.296263	6.005733	7.013977	7.964600
76	0	1.5395560	4.093274	5.492994	6.389281	7.266553
77	0	1.5006163	3.825648	4.978356	5.796215	6.596729
78	0	1.4719378	3.546921	4.524531	5.264683	5.998267
79	0	1.4439246	3.267223	4.093293	4.781903	5.456615
80	0	1.408054	2.974119	3.688676	4.318961	4.930252
81	0	1.372112	2.694316	3.314718	3.900780	4.458664
82	0	1.315097	2.418009	2.962965	3.493172	3.998122
83	0	1.252835	2.160308	2.644662	3.116418	3.577740
84	0	1.167450	1.917213	2.343549	2.769189	3.174419
85	0	1.082012	1.697308	2.071972	2.442984	2.808053
86	0	0.980593	1.492472	1.801531	2.122534	2.433235
87	0	0.876103	1.290859	1.544307	1.805702	2.059390
88	0	0.784903	1.107699	1.301863	1.497074	1.689284
89	0	0.673975	0.891170	1.015045	1.126271	1.235103
90	0	-0.00058	-0.000611	-0.000968	-0.002146	-0.003005

### III. Modèles et Performances en Mode Moteur

Tab III.2. : Calcul du flux  $\psi(i,\theta)$  à l'aide de FEMM

Courant [A]	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Position [°]											
0	0	0.4463	0.6490	0.6944	0.7185	0.74026	0.76180	0.78269	0.80259	0.82149	0.83959
2	0	0.4308	0.6440	0.6911	0.7163	0.73831	0.75995	0.78087	0.80080	0.81976	0.83793
4	0	0.4094	0.6332	0.6847	0.7118	0.73393	0.75546	0.77635	0.79633	0.81538	0.83366
6	0	0.3853	0.6153	0.6745	0.7051	0.72757	0.74896	0.76983	0.78990	0.80908	0.827
8	0	0.3592	0.5873	0.6593	0.6955	0.71937	0.74070	0.76160	0.781819	0.80118	0.81976
10	0	0.3318	0.5500	0.6377	0.6816	0.70898	0.73066	0.75154	0.77187	0.79143	0.81020
12	0	0.3035	0.5085	0.606	0.6620	0.69531	0.71874	0.73962	0.76003	0.77979	0.7987
14	0	0.2747	0.4657	0.5639	0.6333	0.67572	0.70380	0.72552	0.7459	0.765879	0.78512
16	0	0.2454	0.4207	0.5141	0.5912	0.64698	0.68267	0.70836	0.72930	0.74928	0.7687
18	0	0.2156	0.3732	0.4629	0.5376	0.60242	0.65186	0.68438	0.70905	0.72959	0.74919
20	0	0.1854	0.3241	0.4089	0.4800	0.54412	0.60146	0.64809	0.680234	0.70499	0.72559
22	0	0.1547	0.2739	0.3521	0.4193	0.47967	0.53577	0.58839	0.63293	0.6683	0.69399
24	0	0.1236	0.2225	0.2924	0.3539	0.41027	0.46242	0.51176	0.55912	0.60279	0.64154
26	0	0.0920	0.1696	0.2295	0.2833	0.33348	0.38094	0.42597	0.4691	0.51063	0.5510
28	0	0.0602	0.1149	0.1621	0.2059	0.24744	0.28724	0.32572	0.36305	0.39941	0.43469
30	0	0.0285	0.05711	0.0855	0.1136	0.14129	0.16861	0.19556	0.22220	0.24853	0.27459
32	0	0.0199	0.03980	0.0598	0.0799	0.10002	0.12013	0.14022	0.16030	0.18035	0.20036
34	0	0.0174	0.03476	0.0521	0.0696	0.08722	0.10476	0.12230	0.13985	0.15739	0.1749
36	0	0.0160	0.03197	0.0479	0.0640	0.08016	0.09625	0.11237	0.12849	0.14461	0.16073
38	0	0.0151	0.03025	0.0453	0.0605	0.07572	0.09102	0.10626	0.12150	0.13674	0.15199
40	0	0.0146	0.02916	0.0437	0.0583	0.07303	0.08770	0.10238	0.11707	0.13176	0.1464
42	0	0.0142	0.02850	0.0427	0.0570	0.07137	0.08569	0.10004	0.11438	0.12873	0.1430
45	0	0.0141	0.02815	0.0422	0.0563	0.07047	0.08463	0.09879	0.11296	0.12713	0.14131

Les deux tableaux précédents (Tab III.1 et Tab III.2) seront utilisés dans ce chapitre pour construire les deux *look-up tables* dans la simulation de la MRVDS 6/4 en mode *moteur* (calcul du couple et de flux magnétique), alors que le tableau (Tab III.3) ci-après sera utilisé pour la simulation de la machine en mode *générateur* (GRVDS 6/4) dans le chapitre IV suivant.

### III. Modèles et Performances en Mode Moteur

Tab III.3 : Calcul de l'inductance  $L(i,\theta)$  à l'aide de FEMM

Courant [A] Position[°]	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	0	0.4463	0.3245	0.2314	0.1796	0.1480	0.1269	0.1118	0.1003	0.0912	0.0839
2	0	0.4308	0.3220	0.2303	0.1790	0.1476	0.1266	0.1115	0.1000	0.0910	0.0837
4	0	0.4094	0.3166	0.2282	0.1779	0.1467	0.1259	0.1115	0.1001	0.0905	0.0833
6	0	0.3853	0.3076	0.2248	0.1762	0.1455	0.1248	0.1099	0.0987	0.0898	0.0827
8	0	0.3592	0.2936	0.2197	0.1738	0.1438	0.1234	0.1088	0.0977	0.0890	0.0819
10	0	0.3318	0.2750	0.2125	0.1704	0.1417	0.1217	0.1073	0.0964	0.0879	0.0810
12	0	0.3035	0.2542	0.2022	0.1655	0.1390	0.1197	0.1056	0.0950	0.0866	0.0798
14	0	0.2747	0.2328	0.1879	0.1583	0.1351	0.1173	0.1036	0.0932	0.0850	0.0785
16	0	0.2454	0.2103	0.1713	0.1478	0.1293	0.1137	0.1011	0.0911	0.0832	0.0768
18	0	0.2156	0.1866	0.1543	0.1344	0.1204	0.1086	0.0977	0.0886	0.0810	0.0749
20	0	0.1854	0.1620	0.1363	0.1200	0.1088	0.1002	0.0925	0.0850	0.0783	0.0725
22	0	0.1547	0.1369	0.1173	0.1048	0.0959	0.0892	0.0840	0.0791	0.0742	0.0693
24	0	0.1236	0.1112	0.0974	0.0884	0.0820	0.0770	0.0731	0.0698	0.0669	0.0641
26	0	0.0920	0.0848	0.0765	0.0708	0.0666	0.0634	0.0608	0.0586	0.0567	0.0551
28	0	0.0602	0.0574	0.0540	0.0514	0.0494	0.0478	0.0465	0.0453	0.0443	0.0434
30	0	0.0285	0.0285	0.0285	0.0284	0.0282	0.0281	0.0279	0.0277	0.0276	0.0274
32	0	0.0199	0.0199	0.0199	0.0199	0.0200	0.0200	0.0200	0.0200	0.0200	0.0200
34	0	0.0174	0.0173	0.0173	0.0174	0.0174	0.0174	0.0174	0.0174	0.0174	0.0174
36	0	0.0160	0.0159	0.0159	0.0160	0.0160	0.0160	0.0160	0.0160	0.0160	0.0160
38	0	0.0151	0.0151	0.0151	0.0151	0.0151	0.0151	0.0151	0.0151	0.0151	0.0151
40	0	0.0146	0.0145	0.0145	0.0145	0.0146	0.0146	0.0146	0.0146	0.0146	0.0146
42	0	0.0142	0.0142	0.0142	0.0142	0.0142	0.0142	0.0142	0.0142	0.0143	0.0143
45	0	0.0141	0.0140	0.0140	0.0140	0.0140	0.0141	0.0141	0.0141	0.0141	0.0141

#### d) Exploitation des caractéristiques électromagnétiques simulées sous FEMM-MATLAB

La figure III.9 représente le flux magnétique en fonction de l'excitation  $i$  pour différentes valeurs de positions du rotor  $\theta$  avec un pas de  $5^\circ$ . On observe que la zone linéaire se situe entre 0 et 2A, qu'à 2A c'est le coude de saturation et qu'à partir de 2A on entre dans la zone saturée.

### III. Modèles et Performances en Mode Moteur

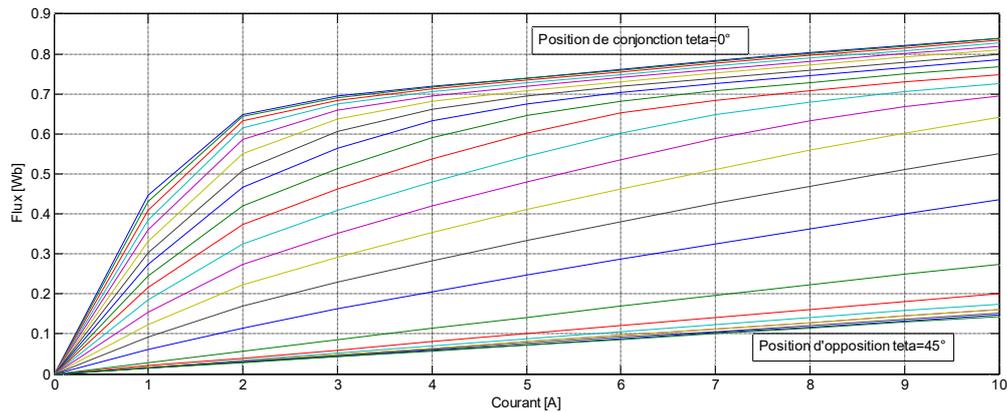


Fig.III.9. Caractéristiques flux  $\psi(i)$  paramétrées avec la position.

La figure III.10. représente le couple électromagnétique en fonction de la position du rotor à partir de la position de conjonction ( $0^\circ$ ) vers la position d'opposition ( $45^\circ$ ). Les maxima de toutes les courbes sont atteints pour une position voisine de  $30^\circ$  (moteur) ou  $60^\circ$  (générateur) correspondant au début du « *face-à-face* » des dentures.

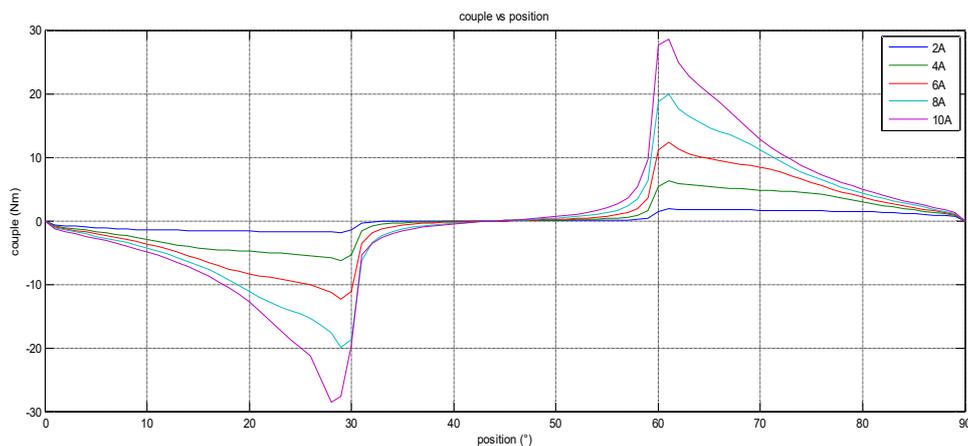


Fig.III.10. Caractéristiques couple  $T(\Theta)$  paramétrées selon l'excitation

#### Remarques concernant le tracé du couple :

- Le pas de rotation est de  $1^\circ$  pour avoir des courbes plus lisses
- Le tracé du couple est modifié selon les étapes de processus de maillage : si le maillage appliqué est plus fin, le couple sera plus lisse. [3]
- On a utilisé une méthode « purement numérique » pour ce tracé.

### III. Modèles et Performances en Mode Moteur

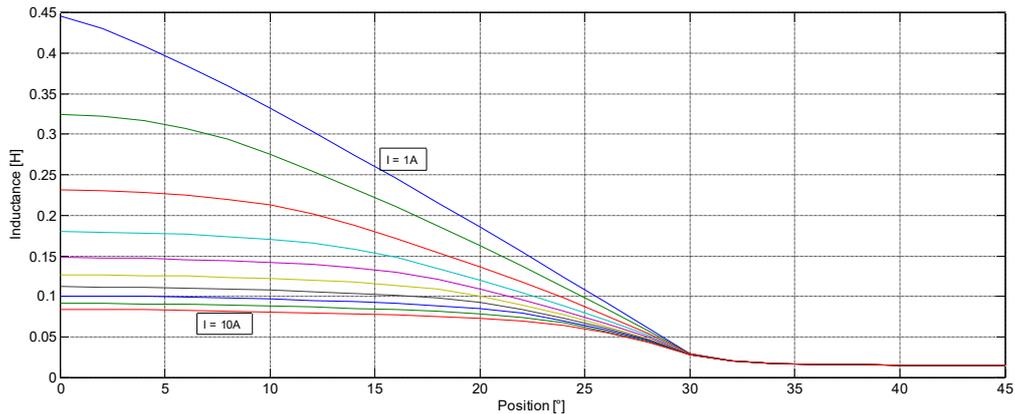


Fig.III.11. Caractéristiques inductance  $L(\Theta)$  paramétrées selon l'excitation.

La figure III.11 représente l'inductance d'une phase en fonction de la position du rotor, pour différentes valeurs d'excitations. L'inductance est minimale quand le rotor et le stator sont dans la position non alignée alors qu'elle atteint des valeurs maximales en position alignée, ce qui est logique et prévisible.

De ce tracé, on déduit les valeurs extrêmes d'inductances :  $L_{\text{conj}}=0.45\text{H}$  et  $L_{\text{opp}}=0.02\text{H}$  comparé avec celles trouvées dans [12].

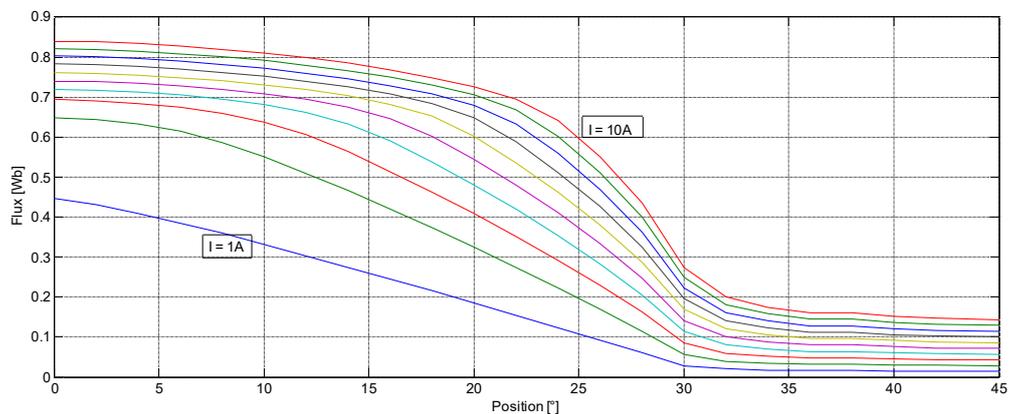


Fig.III.12. Caractéristiques flux  $\psi(\Theta)$  paramétrées selon l'excitation.

La figure III.12. ci-dessus représente le flux magnétique en fonction de la position, avec un pas de  $2^\circ$  pour chaque rotation du rotor et pour différentes valeurs d'excitation (I) avec un pas de 1A.

**a) Comparaison entre les résultats semi-numériques et numériques :**

La figure III.13 ci-dessous montre bien que l'écart entre les deux courbes ne dépasse pas 10% entre la courbe de la simulation numérique et la courbe de la méthode analytique, ce qui validerait les deux approches adoptées.

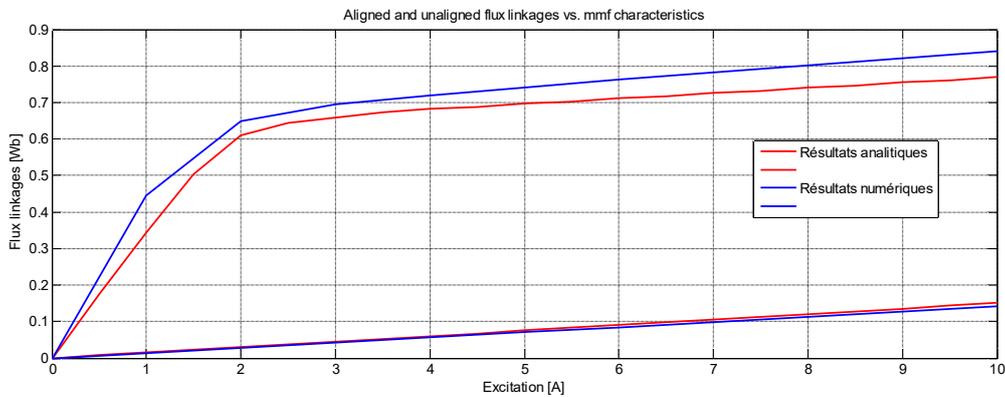


Fig. III.13. Comparaison entre les résultats semi-numériques et numériques des flux.

**III.3 Simulations sous MATLAB/Simulink**

La machine à reluctance variable peut être modélisée dans *Simulink* comme une combinaison entre un système électromagnétique et un autre système mécanique ; il existe deux types de simulations selon que le modèle est linéaire ou non-linéaire.

**III.3.1 Modèle linéaire :** c'est le cas le plus simple de la simulation où les *look-up tables* sont absentes ici ; chaque phase de la machine est construite à l'aide des blocs montrés dans les figures 3.15.a et 3.15.b et chaque bloc de fonction est attaché à une fonction programme spéciale (*voir annexe III.4*), telle que inductance, torque, modulo  $\pi/2, \dots$ , sachant que :

- 1) **switch** : permet d'assurer les angles de commutations  $\theta_{on}$  et  $\theta_{off}$
- 2) **inductance** : calcule le courant correspondant à l'inductance accordée pour une position du rotor  $\theta$  et le flux  $\psi$  par phase.

3) **torque** : calcule le couple produit par phase correspondant à la position du rotor ( $\theta$ ) et au courant d'excitation  $i$ .

4) **modulo  $\pi/2$**  : chaque phase de l'inductance ayant une périodicité de  $2\pi/N_r$  degrés, elle permet de transformer l'angle de position du rotor fourni par l'équation mécanique.

Différentes stratégies de commande peuvent être exploitées dans cette simulation et même pour la simulation dynamique, comme : [5]

- Commande en tension
- Commande en PI
- Commande à hystérésis

La stratégie de commande utilisée pour le régime linéaire est la commande en courant par hystérésis. Cette technique est valable pour une plage de fonctionnement à couple constant et à basses vitesses, donc la MRV est alimentée par des créneaux de courant de hauteur réglable en fonction du couple demandé. Ces créneaux peuvent être simplement de forme rectangulaire appliqués durant la croissance de l'inductance si l'on veut un fonctionnement en mode **moteur** et durant la phase décroissante de l'inductance si l'on veut un fonctionnement en mode **générateur** [6].

Pour mettre en œuvre le système de régulation des courants, plusieurs solutions sont envisageables.

La méthode de contrôle des courants la plus utilisée dans l'industrie actuellement consiste à commander les interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que les courants de phases statoriques du moteur ne puissent évoluer en dehors d'une bande de largeur  $\Delta i$  encadrant leur courbe de référence.

Ce contrôle se fait donc par une comparaison 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,  $\Delta i / 2$  (fig.3.14).

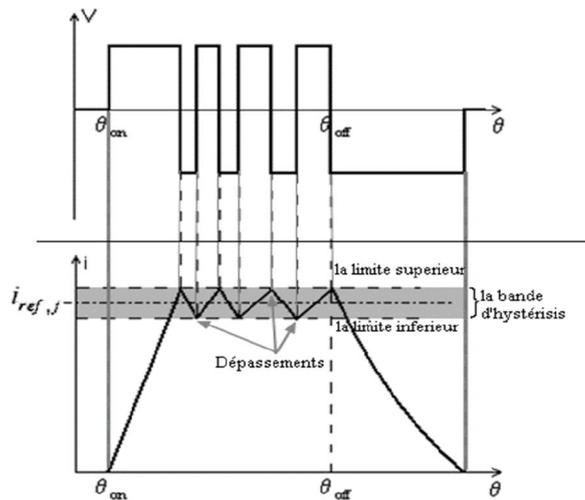


Fig .III.14. Principe de commande par hystérésis : allures des tension et courant.

Notre MRVDS est simulée sous environnement MATLAB/Simulink avec les paramètres suivants :  $\beta_r = \beta_s = 30^\circ$ ,  $\Theta_x = 15^\circ$  et  $\Theta_y = 45^\circ$ .

Négligeant la saturation et l'effet de mutuelle, le flux produit par phase est donné par la relation :

$$\psi_i(\theta, I_i) = L(\theta)I_i \text{ avec } i = \{1, 2, 3\} \quad (\text{III.60})$$

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\omega}{dt} = T - T_c - f\omega \quad (\text{III.61})$$

avec  $\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (\text{III.62})$

Où :  $T_c$  Couple de la charge

$f$  Coefficient de frottement visqueux

$\omega$  Pulsation en rad/s

1) Schémas blocs de la simulation linéaire (fig. III.15a,b):

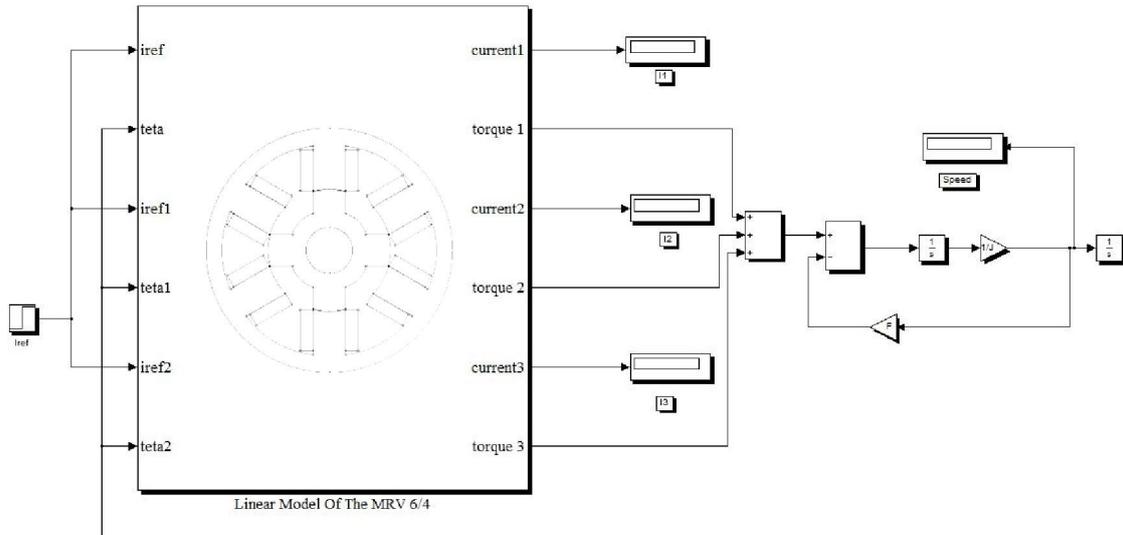


Fig III.15a Schéma-bloc de la machine sous MATLAB/Simulink

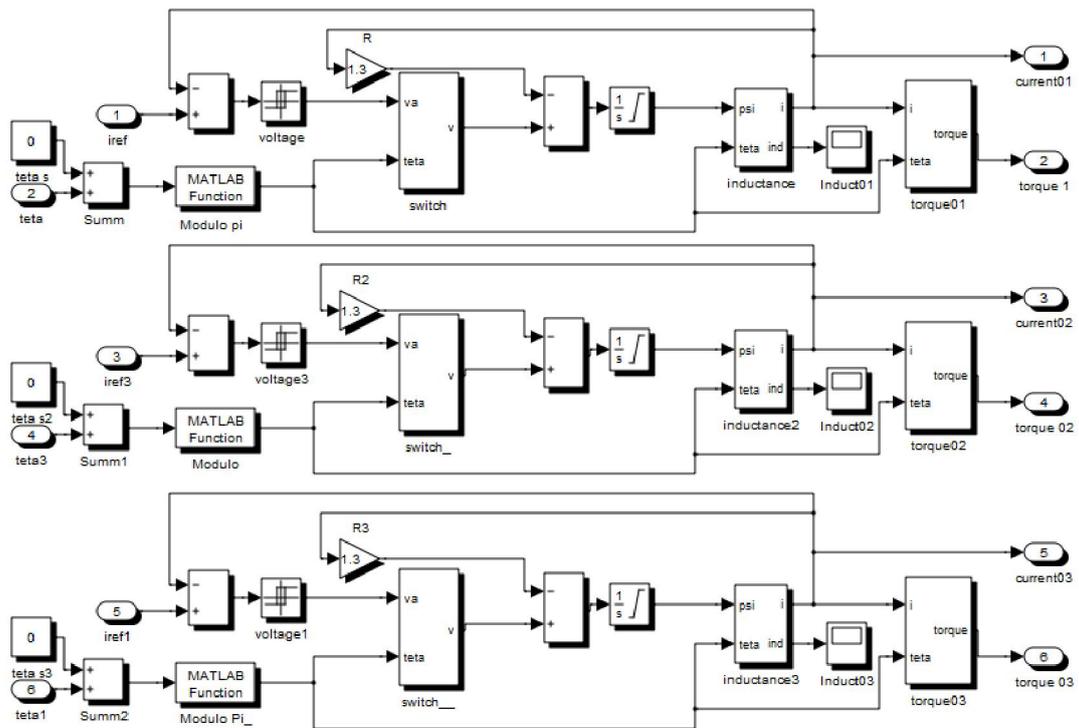


Fig III.15b Schéma-bloc des trois phases de la machine sous MATLAB/Simulink

Pour simplifier la tâche, les trois phases sont identiques et décalées mécaniquement de  $2\pi/3$  entre-elles comme indiqué figure III.15b.

#### 2) Résultats de la simulation linéaire :

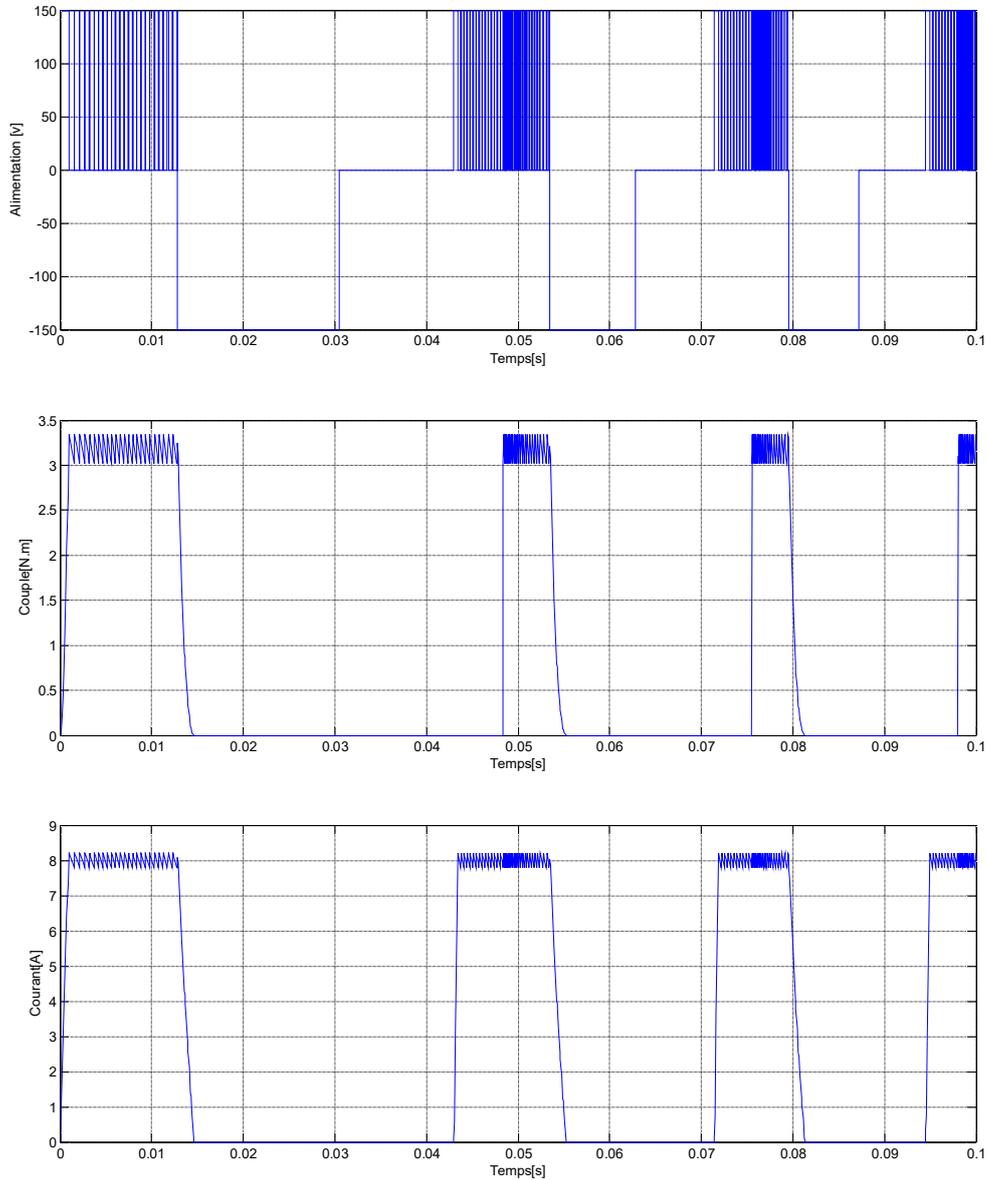


Fig III.16. Principe de la commande en courant par hystérésis : allures des tension, courant et couple dans *Simulink*.

### III. Modèles et Performances en Mode Moteur

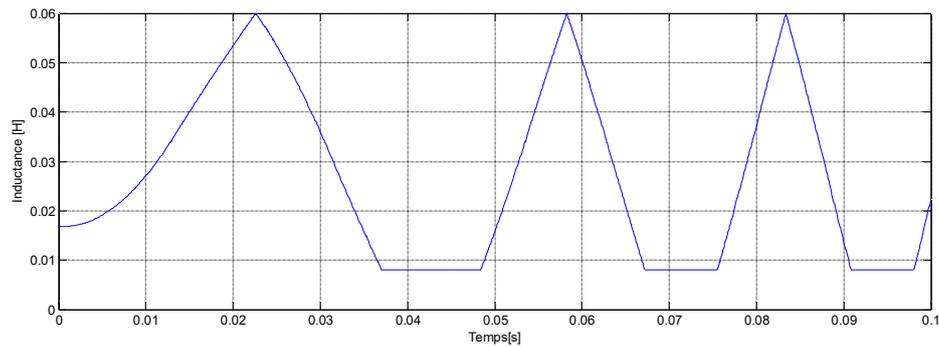


Fig.III.17. Inductance de la phase (A)

Si on veut représenter les courants des trois phases dans la même courbe, il suffit de les assembler à l'aide d'un *Mux*.

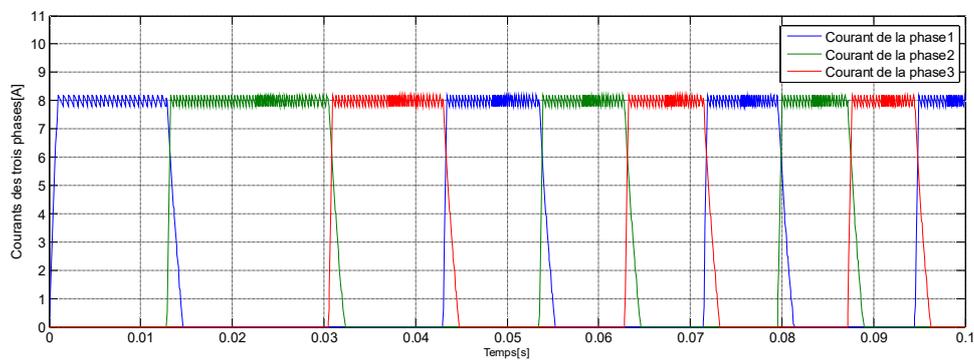


Fig .III.18. Courants des trois phases

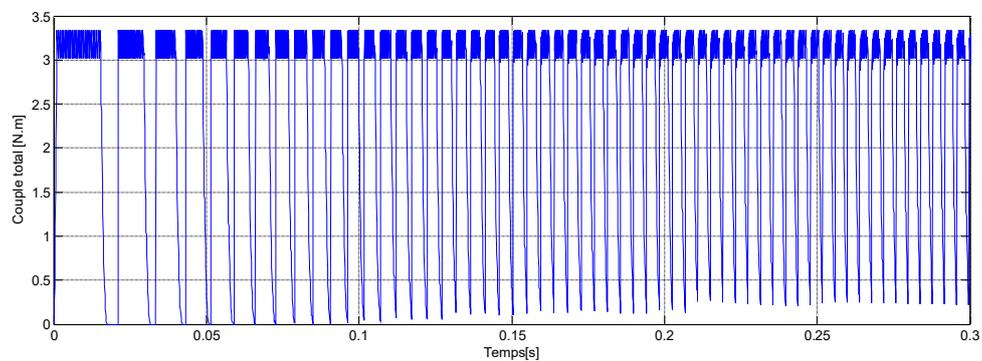


Fig.III.19. Couple total généré par les trois phases de la MRVDS 6/4[2]

*Rq :* Les resultats (couple,courant ..) sont comparés avec ceux trouvés par [2], parcequ'on a utilisé les mêmes paramètres de simulation.

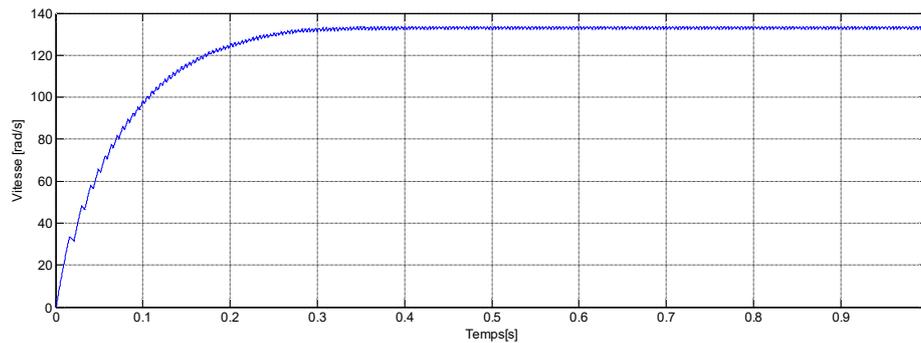


Fig.III.20. Vitesse de la machine (rad/s)

#### III.3.2 Modèle non-linéaire de la machine : [1][11]

Le caractère non-linéaire de la caractéristique magnétique  $B=f(H)$  est maintenant considéré. La meilleure solution qui permette d'aboutir à une bonne simulation d'une machine à réluctance variable réside dans l'utilisation d'une méthodologie qui permet de prendre en compte la non-linéarité de sa caractéristique magnétique en minimisant le temps de simulation.

Comme dans [13], la procédure que nous avons adoptée avec *MATLAB/Simulink* consiste à éviter toutes les dérivées partielles qui constituent des sources d'erreurs.

La technique utilise deux tableaux «*look-up-tables*» qui approximent les relations flux/courant/position et courant/couple /position, comme indiqué dans les figures suivantes (III.22. a, b, c).

Dans le chapitre précédent, notre machine MRVDS 6/4 a été modélisée en magnétostatique 2D par éléments finis avec le logiciel FEMM; ce dernier nous a fourni ses différentes données magnétiques pour la réalisation des tableaux «*look-up-tables*»[14].

Ces trois caractéristiques ont été plotées à l'aide des trois tableaux (Tab 3.1,2,3) mentionnés dans le chapitre précédent.

### III. Modèles et Performances en Mode Moteur

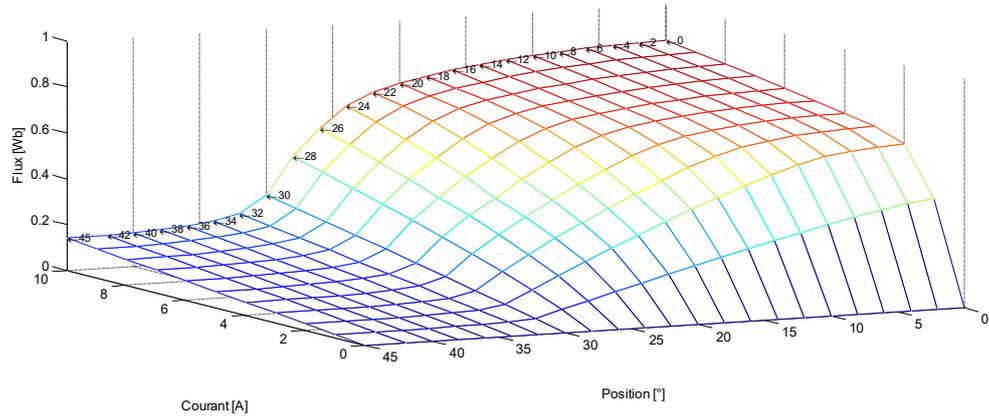


Fig. III.21.a. Caractéristique flux/position/courant

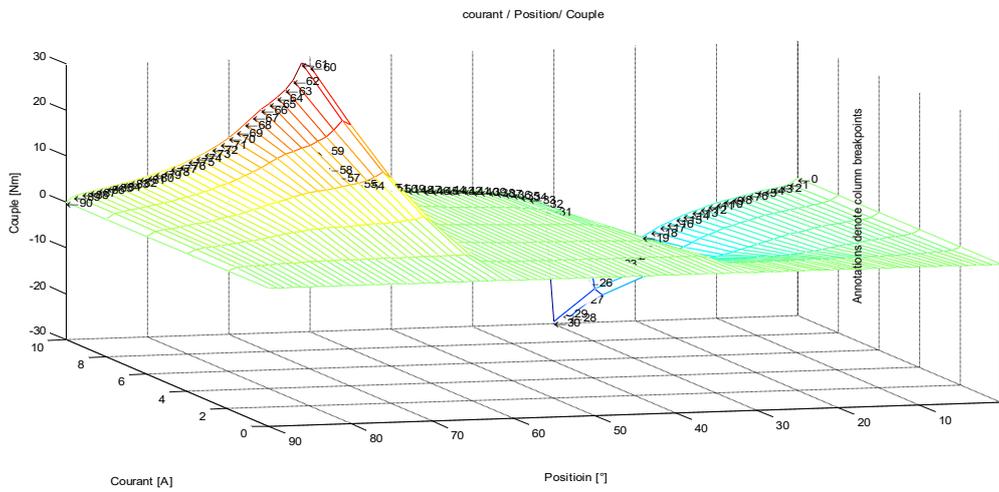


Fig. III.21.b. Caractéristique courant /position/couple

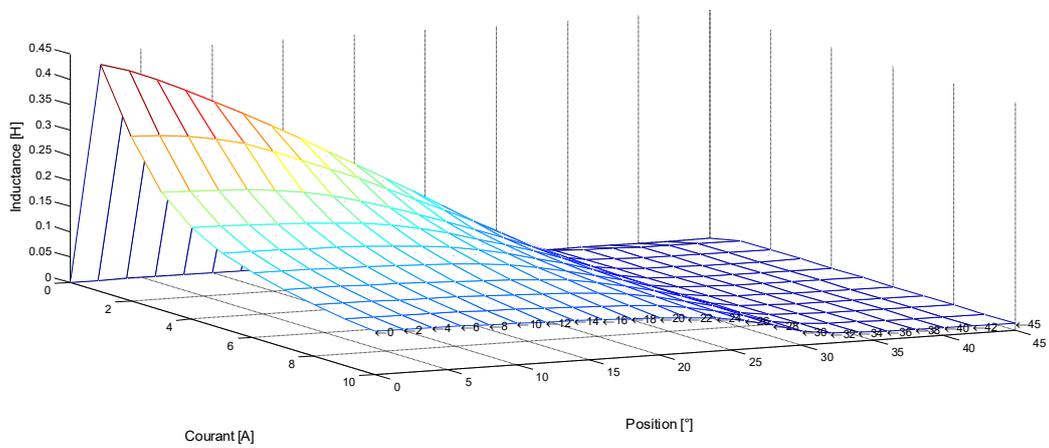


Fig. III.21.c. Caractéristique courant /position/inductance

1) Schémas blocs de la simulation non-linéaire (fig. 3.23):

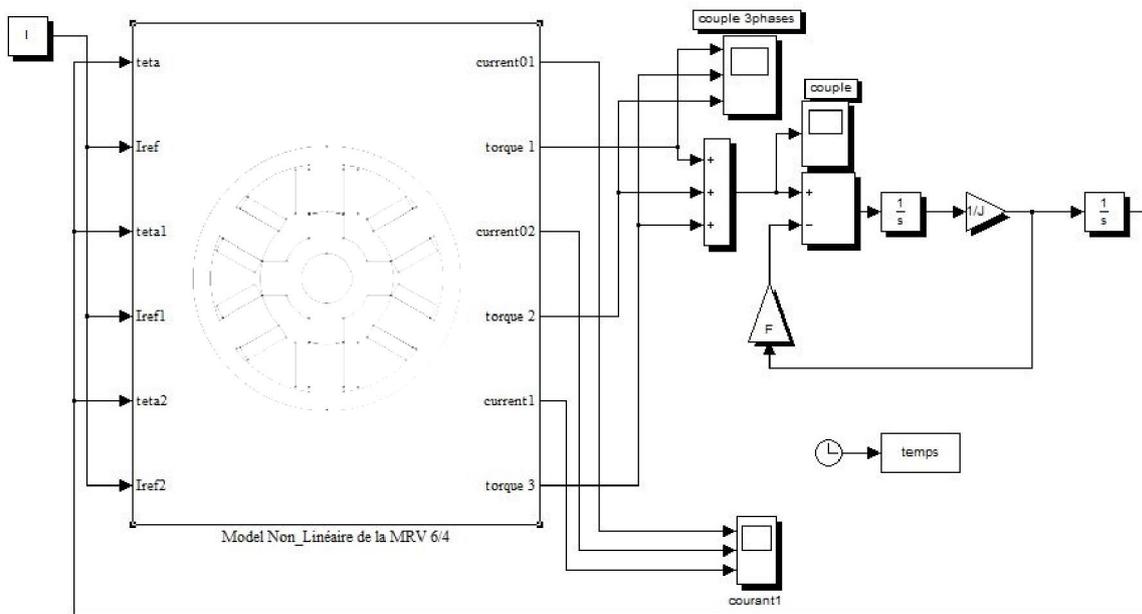


Fig. III.22 Schéma-bloc de simulation de la machine complète.

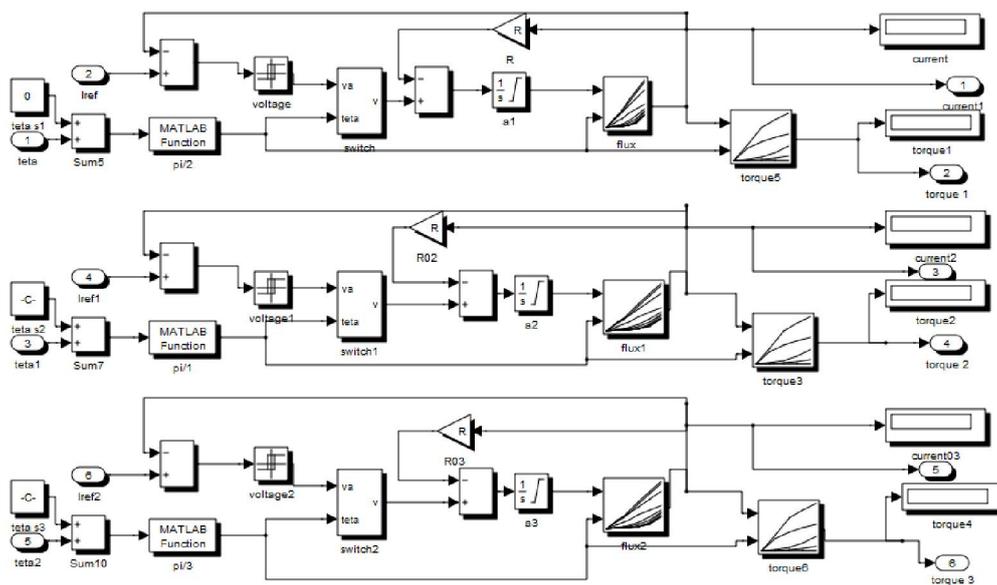


Fig. III.23 Schéma-bloc de simulation des trois phases.

**2) Résultats de la simulation non-linéaire :**

Le couple/phase est représenté fig III.24 et le couple totalisé sur les 3 phases est donné fig III.25.

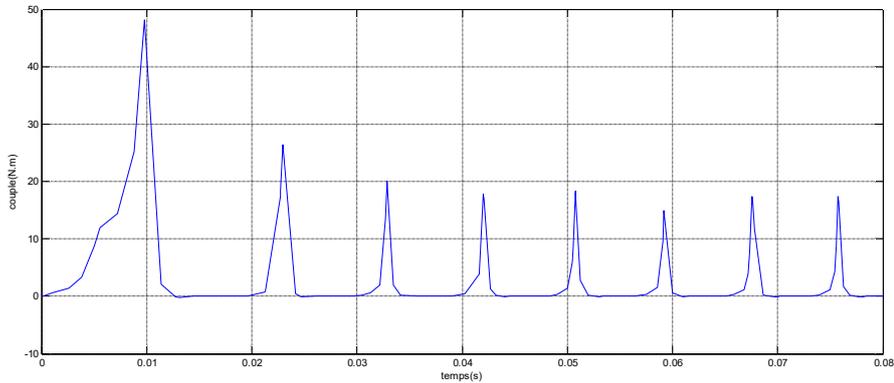


Fig.III.24 Couple généré par la phase(A)

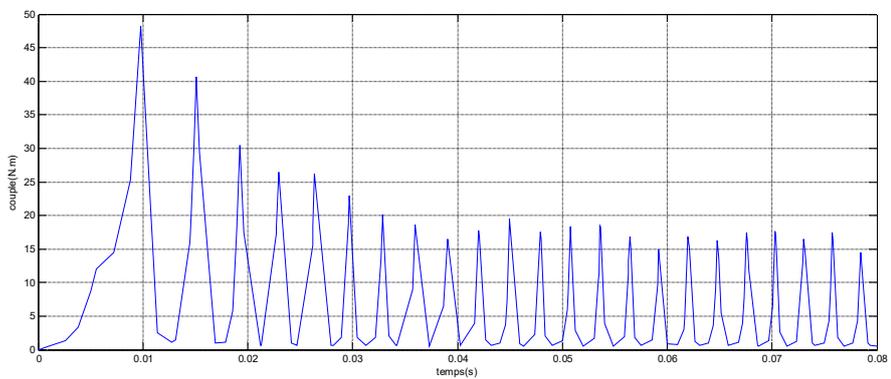


Fig.III.25. Couple total généré par les 3 phases de la MRVDS 6/4

Le courant par phase est représenté fig III.26 et les courants des 3 phases sont donnés fig III.27.

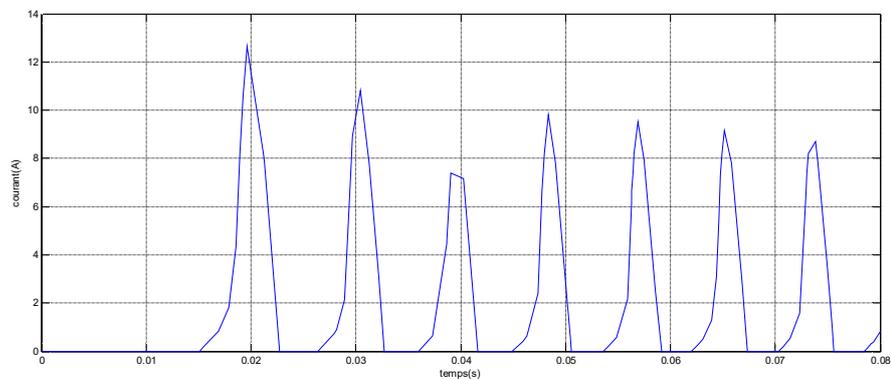


Fig.III.26. Courant de la phase (A)

### III. Modèles et Performances en Mode Moteur

---

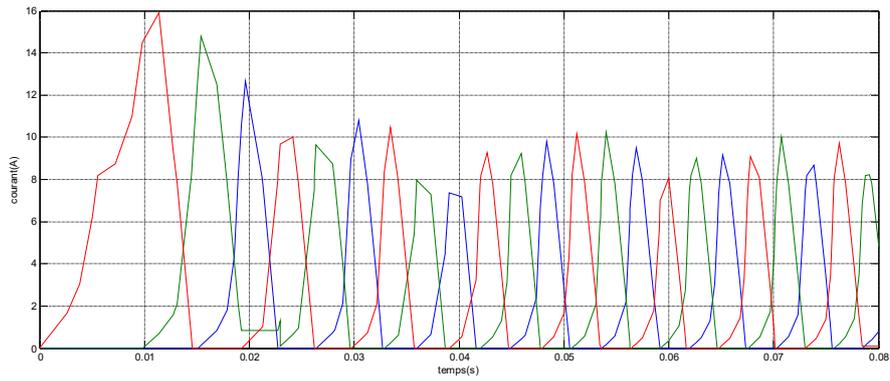


Fig.III.27 Courants des trois phases

L'évolution de la vitesse en fonction du temps est représentée fig III.28.

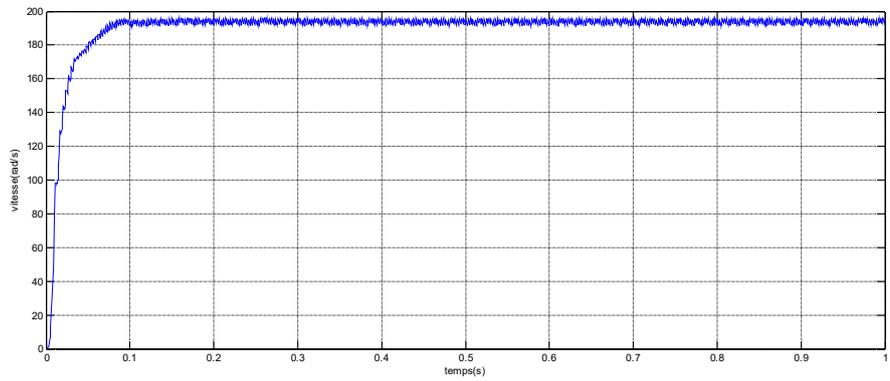


Fig.III.28. La vitesse de rotation en (rad/s)

## **III.4 Optimisation des performances en mode moteur via les paramètres $\theta_{on}$ et $\theta_{off}$ du convertisseur utilisant les algorithmes PSO et GA**

### **III.4.1 Optimisation par essaim particulaire PSO**

Développée par Kennedy et Eberhart en 1995, l'optimisation par essaim particulaire (en anglais Particle Swarm Optimization, PSO) est basée sur le comportement des essaims tels que les poissons et les oiseaux [15]. L'optimisation PSO possède beaucoup de similitude avec les algorithmes génétiques et les algorithmes de colonie de fourmis, mais elle est simple car elle n'emploie pas les opérateurs de croisement et de mutation ou la phéromone. Elle utilise le caractère aléatoire et la communication globale entre les particules de l'essaim. En ce sens, elle est également plus facile à mettre en œuvre car il n'y a pas de codage ou de décodage des paramètres dans les chaînes binaires comme celles de l'algorithme génétique. Cet algorithme cherche dans un espace de recherche la fonction *objectif* par l'ajustement de la trajectoire de l'individu appelé particule. La particule est attirée en direction vers la meilleure position globale tandis que, dans le même temps, elle a tendance à se déplacer de façon aléatoire. Quand une particule trouve une position qui est meilleure que les positions rencontrées précédemment, elle met cette position comme la meilleure position dans sa mémoire, donc il existe une meilleure position globale de toutes les particules. L'objectif est de trouver la meilleure position globale parmi toutes les meilleures positions visitées tant que le critère d'optimisation n'a pas encore été satisfait ou bien après un certain nombre d'itérations [16-19].

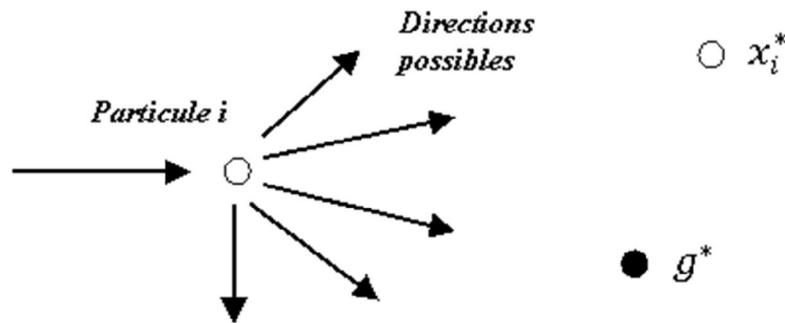


Fig. 3. 29 Représentation schématique du mouvement d'une particule dans un algorithme PSO.

Le mouvement des particules dans un algorithme optimisation par essaim particulaire est représenté schématiquement sur la Figure 3. 29, où  $x_i^*$  est la meilleure position locale existant pour la particule  $i$  et  $g^* \approx \min/\max \{f(X)\}$ , ( $i = 1, 2, \dots, n$ ) est la meilleure solution globale.

Dans chaque itération, la vitesse et la position de chaque particule sont mises à jour afin d'améliorer leur fonctions objectifs selon les équations suivantes :

$$v_{i,j}^{t+1} = wv_{i,j}^t + c_1r_{1,i,j}^t(Pbest_{i,j} - x_{i,j}^t) + c_2r_{2,i,j}^t(gbest_j^t - x_{i,j}^t) \quad (III.63)$$

$$x_{i,j}^{t+1} = x_{i,j}^t + v_{i,j}^{t+1} \quad (III.64)$$

Pour  $j \in 1..d$ , où  $d$  est le nombre de dimensions,  $i \in 1..n$ , où  $n$  est le nombre de particules,  $t$  est le nombre d'itérations,  $w$  est la masse d'inertie,  $r_1$  et  $r_2$  sont deux nombres aléatoires distribués uniformément dans l'intervalle  $[0,1]$ , et  $c_1$  et  $c_2$  les facteurs d'accélération définis ainsi :

- $c_1$  est la constante d'accélération cognitive ; cette composante propulse la particule vers la position où elle avait la meilleure fonction objective.
- $c_2$  est la constante d'accélération sociale ; elle dirige la particule vers la particule qui a actuellement la meilleure position globale.

Dans l'équation (60) la masse d'inertie  $w$  affecte la contribution de la nouvelle vitesse. Si  $w$  est grand, la particule fait un grand pas dans une itération (explorer l'espace de recherche), tandis que si  $w$  est petit, elle fait un petit pas dans une itération, donc elle tend à rester dans une région locale. La vitesse d'une particule est délimitée entre des limites choisies correctement :

$$v_{\min} < v_{i,d} < v_{\max} \text{ (dans la plupart des cas } v_{\min} = -v_{\max} \text{)}.$$

De même, la position d'une particule est délimitée comme suit:  $x_{\min} < x_{i,d} < x_{\max}$ .

Ensuite, chaque particule met à jour sa meilleure position en utilisant l'équation suivante :

$$pbest_i^{t+1} = \begin{cases} pbest_i^t & \text{if } f(pbest_i^t) \leq f(x_i^{t+1}) \\ x_i^{t+1} & \text{if } f(pbest_i^t) > f(x_i^{t+1}) \end{cases} \quad (\text{III.65})$$

Puis, la meilleure position globale de l'essaim est mise à jour en utilisant l'équation suivante :

$$gbest^{t+1} = \arg \min f(pbest_i^{t+1}) \quad (\text{III.66})$$

où  $f$  est la fonction qui évalue la valeur de la fonction objectif pour une position donnée. Le processus de l'optimisation par essaim particulaire est répété de manière itérative jusqu'à ce que l'un des critères d'arrêt soit satisfait. On applique cette algorithmes en parallèle avec notre simulation dynamique pour trouver les meilleurs angles de commande du convertisseur associé pour un objectif d'avoir le minimum des oscillations du couple instantané générées par notre moteur selon (fig III.30) [20].

---

*Algorithme Optimisation par Essaim Particulaire (OEP ou PSO)*

---

1. La fonction objective  $f(X)$ ,  $X = (x_1, \dots, x_p)$
2. Initialisation de la position  $x_i$  et la vitesse  $v_i$  de  $n$  particules
3. Le minimum initiale  $f_{\min}^{t=0} = \min\{f(x_1), \dots, f(x_2)\}$ , à  $(t = 0)$
4. Tant que le critère d'arrêt n'est pas satisfait faire
5.  $t = t + 1$
6. For boucle sur toutes les  $n$  particules et toutes les dimensions de  $p$
7. Générer nouvelle vitesse  $v_i^t$  en utilisant l'équation (10.1)
8. Calculer la nouvelle position  $x_i^{t+1} = x_i^t + v_i^t$
9. Evaluer les fonctions *objectifs* pour les nouvelles positions  $x_i^{t+1}$

10. Trouvez le minimum  $f_{\min}^{t+1}$
11. Fin for
12. Trouver la meilleure position de  $x_i^*$  et la meilleure position globale  $g^*$
13. Fin tant que
14. Afficher les résultats  $x_i^*$  et  $g^*$

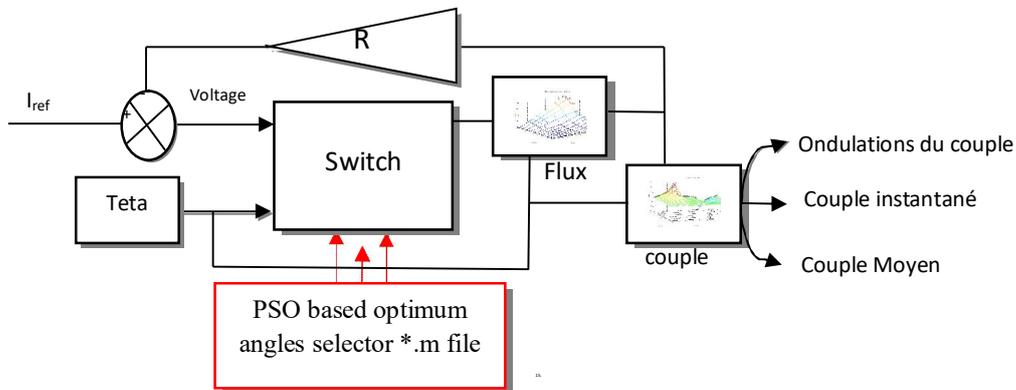


Fig III.30 Schéma synoptique de l'algorithme PSO appliqué

Donc notre idée était de trouver un lien entre *MATLAB\*.m/ file* et *MATLAB/Simulink*, donc appeler le modèle Simulink, faire des simulations pour des angles donnés, puis récupérer les résultats et faire une comparaison entre eux pour trouver les meilleurs angles  $\theta_{on}$  et  $\theta_{off}$ .

On a laissé les paramètres de simulation par défaut de l'algorithme PSO (**voir annexe III.5**)

Selon la littérature, l'ondulation du couple (en anglais *torque ripple*) est définie par l'équation:

$$K_T = \frac{T_{e \max} - T_{e \min}}{T_{avg}} \quad (\text{III.67})$$

$T_{e \max}$  : le maximum du couple généré

$T_{e \min}$  : le minimum du couple généré (généralement calculé par l'intersection des courbes du couple généré par deux différentes phases)

$T_{avg}$  : le couple moyen

Rq : on peut étudier cette fonction avec seulement les deux facteurs du numérateur parce que le couple moyen reste constant pour toutes les simulations [16].

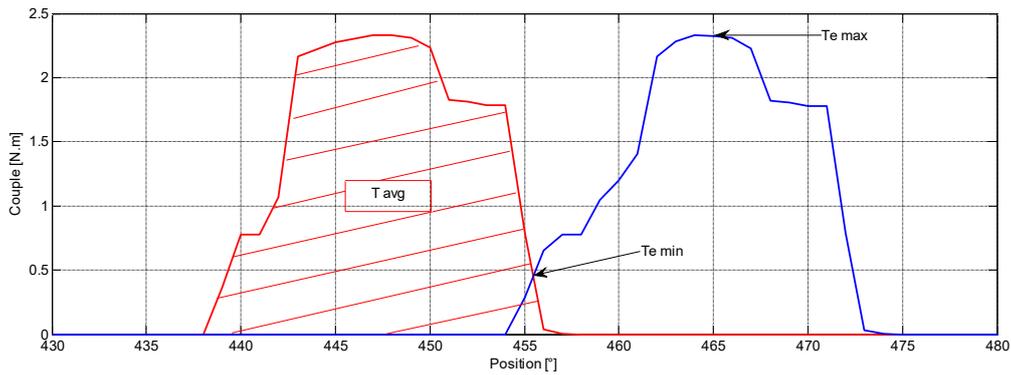


Fig III.31 Couple maximum, couple minimum et couple moyen

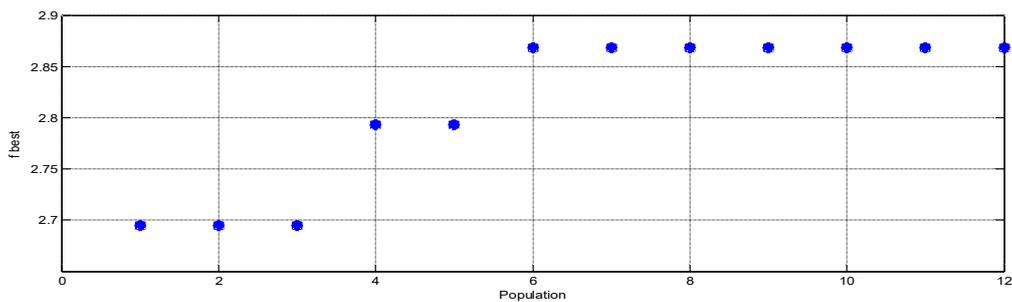


Fig.III.32 Résultat de calcul utilisant PSO

Tab III.4 Résultat de calcul utilisant PSO

$[\theta_{on\ min} \ \theta_{on\ max}]$	$[\theta_{offmin} \ \theta_{off\ max}]$	$[\theta_{on\ best} \ \theta_{off\ best}]$	$T_{ripple} / T_{avg}$
[20      25]	[25      35]	[23.7204   33.4099]	2.8685/ $T_{avg}$

### III.4.2 Optimisation par algorithmes génétiques GA

✓ *Algorithmes évolutionnaires :*

Les algorithmes évolutionnaires sont des méthodes de recherche aléatoires inspirées par la sélection naturelle et la survie du plus fort dans le monde biologique. Chaque étape itérative nécessite une sélection compétitive qui élimine des solutions dites pauvres. L'idée ici est que les individus qui ont hérité des caractères bien adaptés à leur milieu ont tendance à vivre assez longtemps pour se reproduire, alors que les plus faibles ont tendance à disparaître. Les solutions qui ont une meilleure fonction *objectif* sont recombinaées avec d'autres solutions en échangeant

des parties de la solution approchée avec celles des autres. La mutation est également exercée sur les solutions en faisant un petit changement à un seul élément du vecteur de la solution contenant les variables de décision. La recombinaison et la mutation sont utilisées pour produire de nouvelles solutions qui sont biaisées en faveur des régions de l'espace de recherche où de bonnes solutions ont déjà été vues. Une brève description des différents types des algorithmes évolutionnaires est donnée dans les sections suivantes, y compris les algorithmes génétiques, l'évolution différentielle, la programmation génétique, la stratégie d'évolution et la programmation évolutive.

✓ *Algorithmes génétiques :*

Les algorithmes génétiques tirent leur origine de la nature elle-même. En effet, la génétique a montré que chaque être vivant est constitué d'une ADN qui lui est propre. Cette ADN constitue le patrimoine génétique de l'individu et il est lui-même constitué de gènes. Chaque gène représente une caractéristique. Lorsque deux individus se reproduisent, leurs gènes se mélangent pour former un nouvel individu. Ce dernier obtient ainsi une partie du génome de chacun de ses parents. Les algorithmes génétiques ont été adaptés à l'optimisation par John Holland en 1975 ; également, les travaux de David Goldberg ont largement contribué à les enrichir en 1989.

Leur fonctionnement est extrêmement simple : on part d'une population de solutions potentielles (chromosomes) initiales, arbitrairement choisies ; ensuite, on évalue leur performance avec la fonction objectif relative. Sur la base de ces performances on crée une nouvelle population de solutions potentielles en utilisant des opérateurs évolutionnaires simples, la sélection, le croisement et la mutation. Quelques individus se reproduisent, d'autres disparaissent et seuls les individus les mieux adaptés sont supposés survivre. On recommence ce cycle jusqu'à ce qu'on

trouve une solution satisfaisante. En effet, l'héritage génétique à travers les générations permet à la population d'être adaptée et donc de répondre au critère d'optimisation [21][22].

✓ *Opérateurs principaux :*

- *La sélection :* la sélection permet d'identifier statistiquement les meilleurs individus d'une population et d'en éliminer les plus mauvais ; pendant le passage d'une génération à une autre, ce processus est basé sur la performance de l'individu. L'opérateur de sélection doit être conçu pour donner également une chance aux mauvais éléments car ces éléments peuvent, par croisement ou mutation, engendrer une descendance pertinente par rapport au critère d'optimisation. Il existe différentes techniques de sélection telles que la sélection uniforme, la sélection par tournoi, la sélection par roulette ainsi que d'autres techniques.
- *Croisement :* l'opérateur de croisement favorise l'exploration de l'espace de recherche et enrichit la diversité de la population en manipulant la structure des chromosomes, le croisement fait avec deux parents et génère deux enfants, en espérant qu'un des deux enfants au moins héritera de bons gènes des deux parents et sera mieux adapté qu'eux. Il existe plusieurs méthodes de croisement, par exemple le croisement en un point ou en multiples points.
- *La mutation :* l'opérateur de mutation est un processus où un changement mineur du code génétique appliqué à un individu pour introduire de la diversité et ainsi d'éviter de tomber dans des optimums locaux. Cet opérateur est appliqué avec une probabilité  $P_m$  généralement inférieure à celle du croisement  $P_c$ .

---

*Algorithme génétique* [16][21]

---

1. Population initial  $P \leftarrow$  génération des individus
2. Génération  $G \leftarrow 0$
3. La fonction objective  $f(X) \leftarrow$  Evaluation des individus ( $X \in P$ )
4. Les meilleurs individus  $X^* \leftarrow$  Les meilleurs individus  $X(X \in P)$
5. et  $f(X^*) \leftarrow f(X), (X \in P)$
6. *Tant que* le critère d'arrêt n'est pas satisfait *faire*
7. Les parents  $P \leftarrow$  sélection ( $P$ )
8. Descendants  $Q \leftarrow$  Croisement ( $P$ )
9.  $Q \leftarrow$  Mutation ( $Q$ )
10. Evaluation de la population  $Q$
11.  $P \leftarrow$  Selection ( $Q \cup P$ )
12. *if*  $f(X^*) \geq f(\text{les meilleurs individus } (X \in Q))$  *alors*
13.  $X^* \leftarrow$  les meilleurs individus ( $X \in Q$ )
- a.  $f(X^*) \leftarrow f(\text{les meilleurs individus } (X \in Q))$
14. ***Fin if***
15.  $n = n + 1$
16. ***Fin Tant que***
17. Retour  $X^*$

---

✓ *La programmation génétique*

La programmation génétique a été proposée par Fogel quand il a appliqué des algorithmes évolutionnaires à un problème afin de découvrir les états finis des automates. Cramer a présenté le premier modèle de la programmation génétique en 1985 et la méthode a ensuite été

étendue par Koza en 1992 ; elle a été la première méthode appliquée aux problèmes complexes. La programmation génétique est un type spécial des algorithmes génétiques où chaque individu est représenté par une structure arborescente avec des programmes informatiques. La programmation génétique est un programme qui crée des "bons" programmes en s'inspirant de la génétique, à partir de programmes "parents", elle crée des programmes "enfants" par croisements et mutations ; ensuite, une sélection s'effectue pour garder les meilleurs individus et fabriquer une nouvelle génération [16][23][24].

✓ *La stratégie d'évolution :*

La stratégie d'évolution a été introduite dans les années 1960 par Rechenberg et développée par Schwefel. C'est une technique de recherche aléatoire basée sur les idées de l'adaptation et de l'évolution et appartient à la classe générale des algorithmes évolutionnaires ; elle utilise les opérateurs de recherches tels que : le croisement, la mutation et la sélection.

Dans les espaces de recherche, la mutation est normalement effectuée en ajoutant une valeur aléatoire distribuée à chaque élément du vecteur, tirée au sein d'une distribution normale. La sélection s'effectue par un choix déterministe des meilleurs individus, selon la valeur de la fonction d'adaptation. Les stratégies d'évolution utilisent un ensemble de  $u$  "parents" pour produire  $A$  "enfants". Pour produire chaque enfant,  $p$  parents se "recombinent". Une fois produits, les enfants sont mutés. L'étape de sélection peut s'appliquer, soit uniquement aux enfants, soit à l'ensemble (*enfants + parents*) [16][11][12].

✓ *La programmation évolutive*

La programmation évolutive a été introduite par Laurence Fogel en 1966 dans la perspective de créer des machines à état fini (Finite State Machine) dans le but de prédire des événements futurs sur la base d'observations antérieures.

La programmation évolutive suit le schéma classique des algorithmes évolutifs de la façon suivante

- On génère aléatoirement une population de  $n$  individus qui sont ensuite évalués.
- Chaque individu produit un fils par l'application d'un opérateur de mutation suivant une distribution normale.
- Les nouveaux individus sont évalués et on sélectionne de manière stochastique une nouvelle population de taille  $n$  (les mieux adaptés) parmi les  $i$ ème individus de la population courante (parents + enfants).
- On réitère, à partir de la deuxième étape, jusqu'à ce que le critère d'arrêt choisi soit valide.

La programmation évolutive partage de nombreuses similitudes avec les stratégies d'évolution; les individus sont, à priori, des variables multidimensionnelles réelles et il n'y a pas d'opérateur de recombinaison [16][11][12].

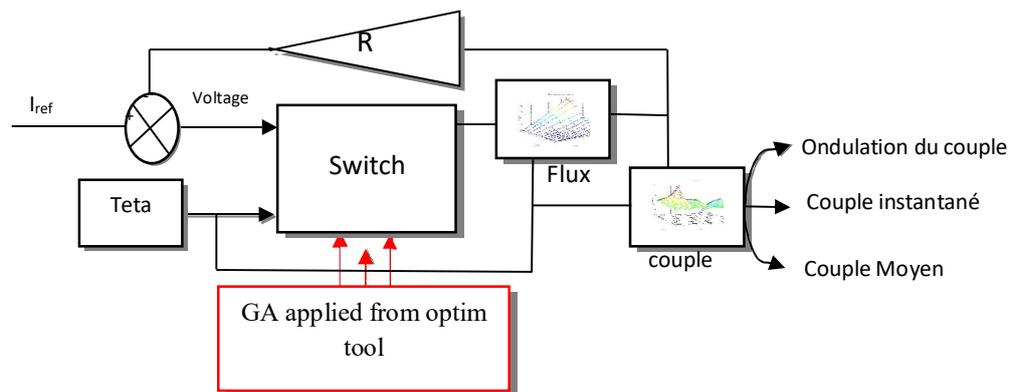


Fig III.33 Schéma synoptique de l'GA appliqué

### III. Modèles et Performances en Mode Moteur

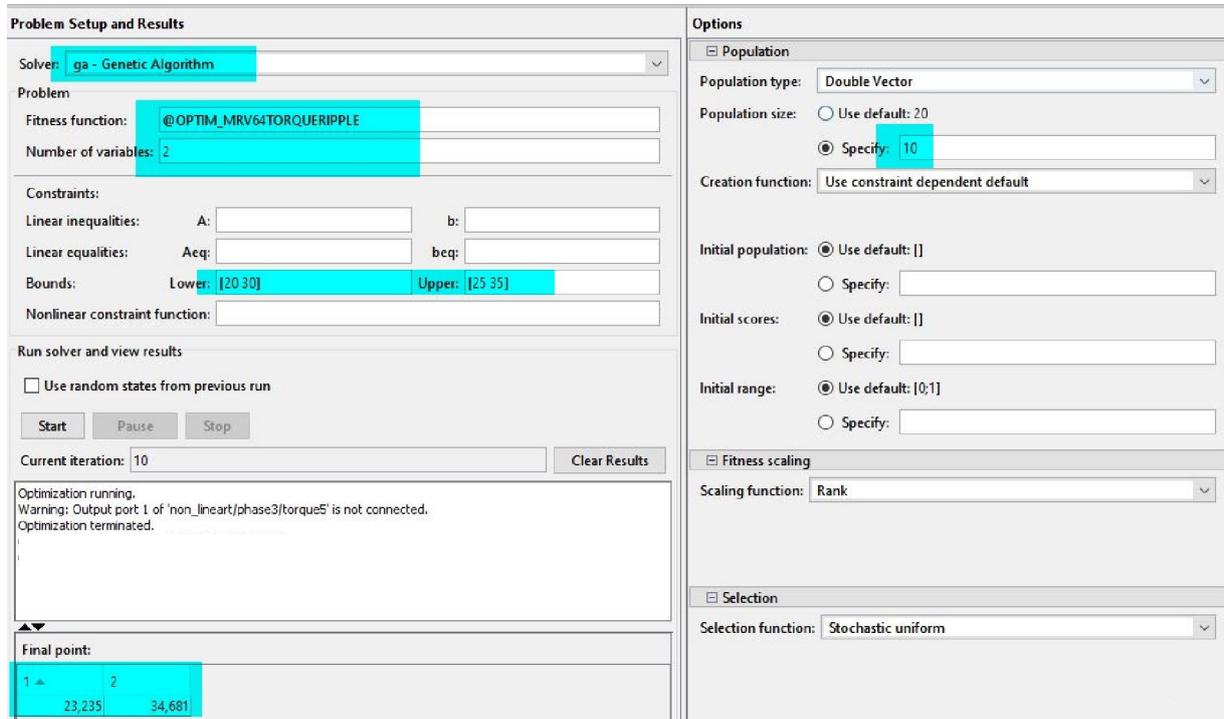


Fig.III.34 Capture écran de l'algorithme appliqué

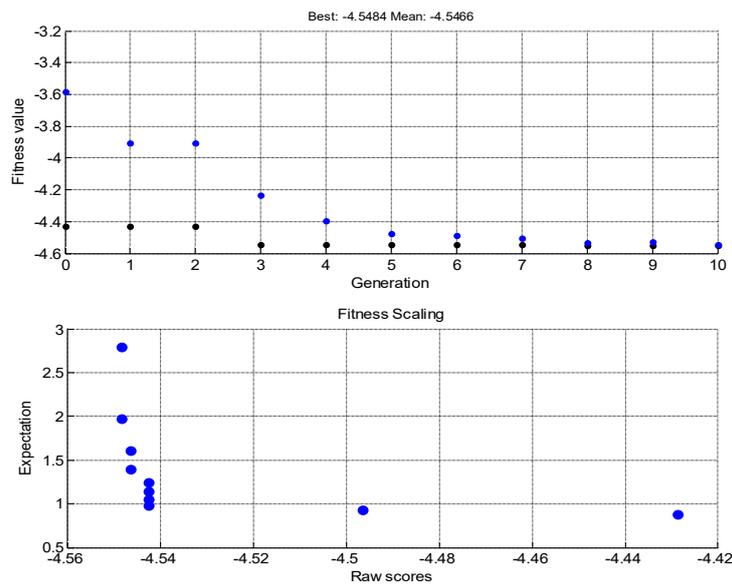


Fig.III.35 Résultats de calcul utilisant GA

Tab III.5 Résultat de calcul utilisant GA

$[\theta_{on\ min} \ \theta_{on\ max}]$	$[\theta_{off\ min} \ \theta_{off\ max}]$	$[\theta_{on\ best} \ \theta_{off\ best}]$	$T_{ripple} / T_{avg}$
[20      25]	[25      35]	[23.235   34.6]	4.548/ $T_{avg}$

#### **Conclusion :**

Ce troisième chapitre nous a permis d'effectuer la mise en œuvre du logiciel FEMM couplé à MATLAB/Simulink que nous avons réalisé pour la modélisation éléments finis du prototype de MRVDS fonctionnement en mode moteur.

La simulation de la machine sous cet environnement en régimes linéaire et surtout saturé a permis le tracé et l'exploitation de diverses caractéristiques électromagnétiques (*look-up tables 3D*). Ces caractéristiques ont permis la simulation dynamique du moteur sous environnement Simulink.

Enfin, l'optimisation des angles d'amorçage ( $\theta_{on}$ ) et d'extinction ( $\theta_{off}$ ) en vue de réduire l'ondulation du couple électromagnétique (*Torque ripple*= $K_T$ ) pour un couple moyen donné a été abordée à partir de deux méthodes, PSO et GA, et a permis d'aboutir à des angles optimisés quasi-identiques ( $\theta_{on} \approx 23^\circ$  ;  $\theta_{off} \approx 34^\circ$ ).

### Références III

- [1]. I, Bouchareb, " *Modélisation & Simulation de Défauts D'une Machine Synchrone à Réductance Variable* ", magister, 2009, UMC.
- [2]. J, R. Briso-Montiano," *Simulation of Faults by means of Finite Element Analysis in a Switched Reluctance Motor*", CR/AEY1 | 04.11.2005 | © Robert Bosch .
- [3]. M, Geoffroy, B. Multon, E. Hoang, R. Neji, " *Couplage De Méthode Pour Le Calcul Rapide Des Caractéristiques Electromagnétiques Des MRVDS* ", Colloque « Méthodes informatiques de la conception industrielle ", ESIM, Marseille, 18 Juin 1993.
- [4]. R, Krishnan, "*Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*", 2001, CRC Press.
- [5]. D, Meeker, "*Finite Element Method Magnetics 4.0 – User's Manual .PDF version 2011*»[dmeecker@ieee.org](mailto:dmeecker@ieee.org)
- [6]. F, Messai,"*Contribution à l'Etude d'une Génératrice à Réductance Variable* ", magister, 2009, umc.
- [7]. B, Multon, "*Aérogénérateurs électriques* ", Techniques de l'ingénieur, D3960.
- [8]. B, Multon, "*Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à réductance variable* ", Revue 3E.I n°3, juin 1995, pp.3-8., 1994.
- [9]. P, O. Rasmussen "*Design and Advanced Control of Switched Reluctance Motor*" ,Chap 0I, P 05.
- [10]. F, Rebahi, "*Contribution à l'optimisation des performances d'une MRV*", magister, 2009, UMC.
- [11]. F, Soares and P.J. Costa Branco, "*Simulation of a Switched Reluctance Motor Based on MATLAB/Simulink Environment*", IEEE T-AES, vol. 37, n° 3, July 2001, pp. 989-1009.
- [12]. K, N.Srinivas and R,Arumugam, "*Dynamic Characterization of SRM by CAD Electromagnetic Transient Simulation*", Vol.39, NO.3. May 2003, IEEE.
- [13]. M, Kowol, p, Mynarek et al, "*Construction of a dynamic model for a switched reluctance motors*", IEEE, 2009.

### III. Modèles et Performances en Mode Moteur

---

- [14]. A, C.koenig, s.d.Pekarek, et al "*A pi-based control strategy for mitigation of torque harmonics in switched reluctance motor drives*", in proced of APEC 2008, IEEE .
- [15]. J, Kennedy, R, CEberhart, "*Particle swarm optimization*", Proc. IEEE Int. Conf. on Neural Networks, vol. 7 (1995), pp. 1942– 1948.
- [16]. X,S, Yang, "*Introduction to Mathematical Optimization From Linear Programming to Metaheuristics*", Cambridge International Science Publishing 2008.
- [17]. J, S, Choi-Hong, L,X, Wu, "*Particle Swarm Optimisation Classical and Quantum Perspectives*", Taylor & Francis Group, LLC, CRC Press, 2012.
- [18]. M, El-Abd, "*Cooperative models of particle swarm optimizers*". University of Waterloo, Canada, ProQuest Dissertations and Theses, 2008.
- [19]. J, Robinson, and Y,Rahmat-Sami, "*Particle swarm optimization in electromagnetics*", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52 (2004), pp. 397-407.
- [20]. V, Prabhu, V, Rajini, and M,Belaji, "*A Comparative Study of Operating Angel Optimization of switched Reluctance Motor With Robust Speed Controller using PSO and GA*", Journal of Electrical Engineering and Technology, pp.551-559,2015.
- [21]. Z, Michalewics, "*Genetic Algorithms + Data Structures = Evolutions Programs*", 3rd Edition, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, NY, 1996.
- [22]. A, Tuncer, M, Yildirim,"*Dynamic path planning of mobile robots with improved genetic algorithm*", Comput. Electr. Eng. 2012; 38:1564–72.
- [23]. A, Kaveh, "*Advances in Metaheuristic Algorithms for Optimal Design of Structures*", Springer International Publishing Switzerland 2014.
- [24]. J, Valadi, P, Siarry, "*Applications of Metaheuristics in Process Engineering*", Springer International Publishing Switzerland .
- [25]. T, Benamimour, "*Modélisation et Simulation Dynamique d'une Machine a Reluctance Variable Sous Matlab Simulink*", mémoire de master, 2012 , umc.

## **IV. Modèles et performances en mode Générateur**

### **IV.1. L'énergie éolienne**

#### **IV.1.1 Configuration de l'énergie éolienne**

#### **IV.1.2 Accouplement mécanique de l'éolienne**

#### **IV.1.3 Chaîne de conversion de l'énergie éolienne**

#### **IV.1.4 Bilan de puissance**

### **IV.2 Simulations de la GRV sous MATLAB/Simulink**

#### **IV.2.1 Calcul simplifié du couple électromagnétique**

#### **IV.2.2 Schéma bloc de la simulation sous MATLAB/Simulink**

#### **IV.2.3 Résultats des simulations**

### **IV.3 Simulations de l'éolienne sous Matlab/Simulink**

#### **IV.3.1 Schéma bloc de la turbine sous Matlab**

#### **IV.3.2 Résultats de la simulation**

#### **IV.3.3 Simulations de la GRV en association avec la turbine**

### **IV.4. Optimisation des performances**

## Introduction générale

Les besoins en énergie électrique dans le monde ne cessent de croître comme en témoigne l'évolution représentée figure 4.1. Mais les ressources énergétiques, surtout d'origine fossile (notamment le pétrole), s'épuisent de plus en plus, d'où la recherche de ressources de substitutions inépuisables et non polluantes. Ces dernières, dénommées énergies renouvelables ou EnR, ne représentaient qu'environ 20% de la production mondiale d'électricité. Parmi ces EnR, la filière éolienne a certainement eu le plus fort taux de croissance durant la dernière décennie (fig 4.2).

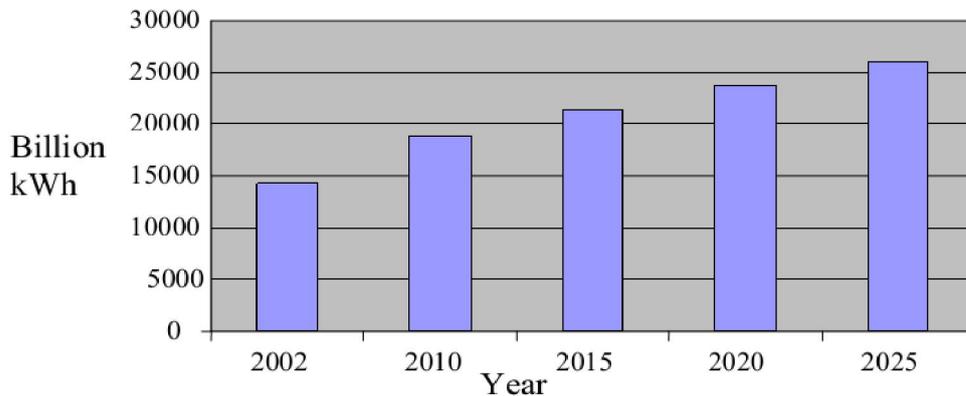


Fig IV.1. Besoin mondial en l'énergie électrique [1]

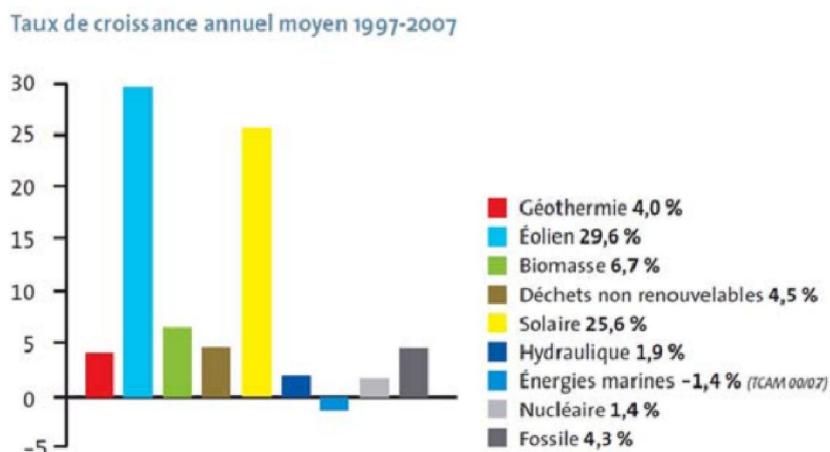
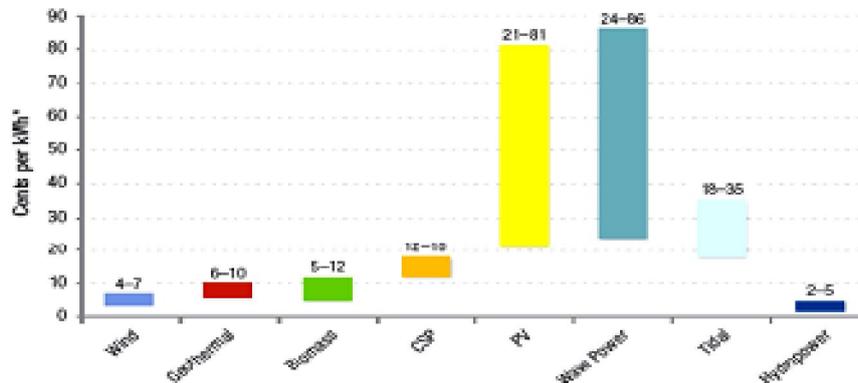


Fig.IV.2. Taux de croissance de la production d'électricité par ressources dans le monde [source : Observ'Er]

#### IV. Modèles et Performances en Mode Générateur

Avec certains projets d'énergie éolienne développés (très fort potentiel en 'offshore'), de grandes centrales éoliennes fournissent de l'électricité dans certaines parties du monde à un prix concurrentiel à celui de l'énergie produite par des installations conventionnelles type centrales nucléaires ou thermiques au mazout ou au charbon (fig 4.3). Par contre, en Afrique, le développement des EnR n'a connu aucune évolution malgré que les ressources n'y manquent pas avec une technologie relativement accessible !

### Costs -- Levelized Comparison



\* Average cost will vary according to financing used and the quality of the renewable energy resource available.  
Sources: Idaho National Laboratory, Carbon Trust, Siemens Energy Monthly, U.S. DOE-EEER, IEA, Solarbuzz LLC, REN21, LBNL

Reported in US DOE, 2008 Renewable Energy Data Book

Fig.IV.3 Cout de kWh en visant la source de production

La puissance électrique d'origine éolienne installée dans le monde (fig 4.4) devrait être multipliée par un facteur trois pour atteindre 910GW en 2025 afin que le marché mondial de l'éolien double aussi durant cette décennie. Autre estimations de Siemens qui préconise que « La capacité éolienne installée dans le monde est de 273 GW fin 2013 devrait augmenter de plus de 400% et atteindre les 1.107 GW en 2030 » [4].

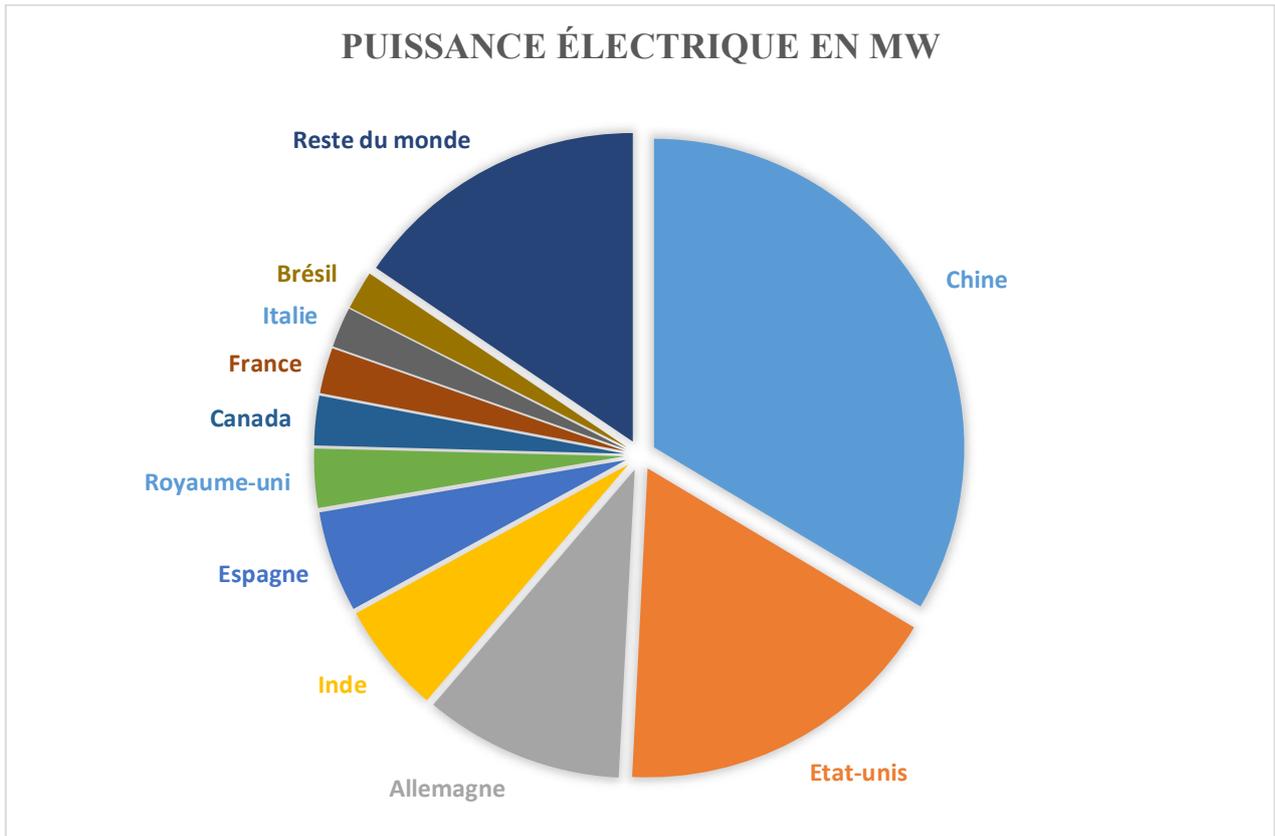


Fig IV.4. Répartition de la puissance électrique d'origine éolienne installée dans le monde en 2015 [2]

Tab. IV-1: Classement mondial des pays producteurs d'électricité au moyen de l'énergie éolienne en 2015

<i>Pays</i>	<i>Puis. électrique ( MW)</i>	<i>%</i>
<i>Chine</i>	145.36	33.6
<i>Etats-Unis</i>	74.471	17.2
<i>Allemagne</i>	44.947	10.4
<i>Inde</i>	25.088	05.8
<i>Espagne</i>	23.025	05.3
<i>Royaume-Uni</i>	13.603	03.1
<i>Canada</i>	11.205	02.6
<i>France</i>	10.358	02.4
<i>Italie</i>	08.958	02.1
<i>Brésil</i>	08.715	02.0
<i>Reste du monde</i>	67.151	15.5
<b><i>Top total 10</i></b>	<b>365.73</b>	<b>84.5</b>
<b><i>Mondial total</i></b>	<b>432.88</b>	<b>100</b>

#### IV. Modèles et Performances en Mode Générateur

En Algérie, la réalisation de la ferme éolienne d'Adrar en 2011 représente un début de ce type de production d'énergie électrique [5]. Cette nouvelle centrale de production d'électricité d'une capacité de 10MW est implantée sur une superficie de 30 hectares, dans une zone distante de 72 km au nord du centre-ville de la wilaya. Elle est constituée de 12 éoliennes d'une puissance unitaire de 0.85MW chacune (fig 4.5a) installées à Adrar, région la plus ventée en Algérie (fig. 4.5b).



Fig.IV.5.a Ferme éolienne d'Adrar

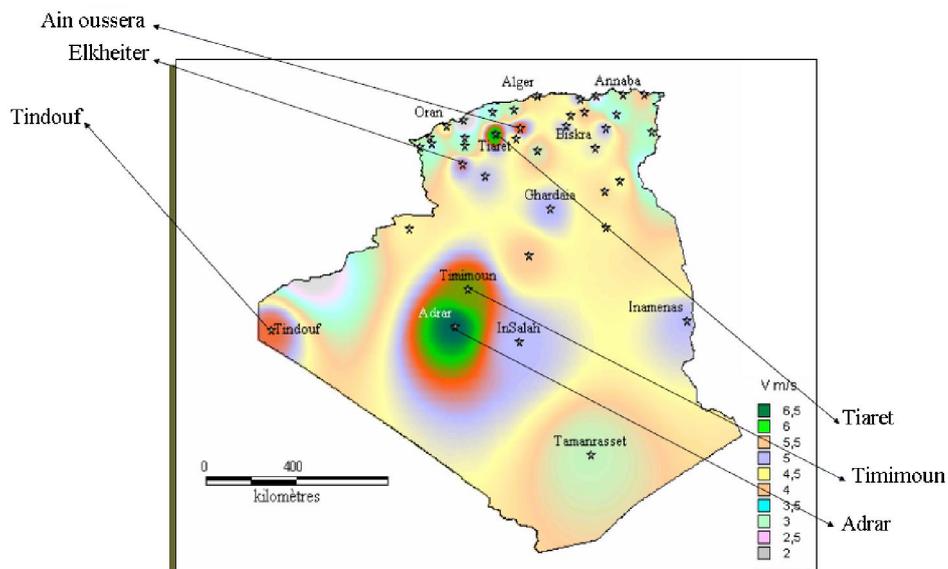


Fig.IV.5.b .Régions ventées en Algérie d'après les données satellitaires du « Laboratoire d'Énergie Éolienne » du CDER

#### IV. Modèles et Performances en Mode Générateur

La chaîne de conversion de l'énergie du vent en énergie électrique a connu plusieurs évolutions technologiques. Cela a débuté par différentes architectures de générateurs conventionnels, type asynchrones ou synchrones, associés à plusieurs variantes de convertisseurs. Parmi les génératrices associées aux éoliennes, plus particulièrement pour l'entraînement direct (*direct drive*) sans multiplicateur de vitesse (*gear box*), figurent les génératrices à réluctance variable (SRG) qui occupent une place de choix parmi les aérogénérateurs conventionnels, ce qui nous a conduits à explorer cette alternative. [10]

Tab.IV.2 : Évaluation des systèmes éoliens

<i>Generation Systems</i>				
	<b>DFIG</b>	<b>IG</b>	<b>PMSG</b>	<b>SRG</b>
<i>Characteristics</i>				
Power Density	4.5	3.5	5	3.5
Efficiency	4	3.5	5	3.5
Controllability	5	4	5	4
Reliability	4	3	4	5
Technological maturity weight	5	5	4	4
Cost	3.5 4	3.5 4	5 3	2 5
$\Sigma$ Total	 30	 26.5	 31	 26

## IV.1. L'énergie éolienne

### IV.1.1 Configuration de l'énergie éolienne

Les éoliennes domestiques ont une puissance nominale comprise entre 100 W et 50 kW. Elles sont perchées sur un mât qui peut atteindre 35 mètres de hauteur.

Il existe deux types d'éoliennes destinées au marché des particuliers, des collectivités et des agriculteurs (fig.4.6): à axe horizontal (HAWT) et à axe vertical (VAWT).

Nous allons étudier ici la possibilité de leur associer une génératrice à réluctance variable type GRV6/4 au lieu des aérogénérateurs conventionnels utilisant des machines asynchrones ou synchrones.

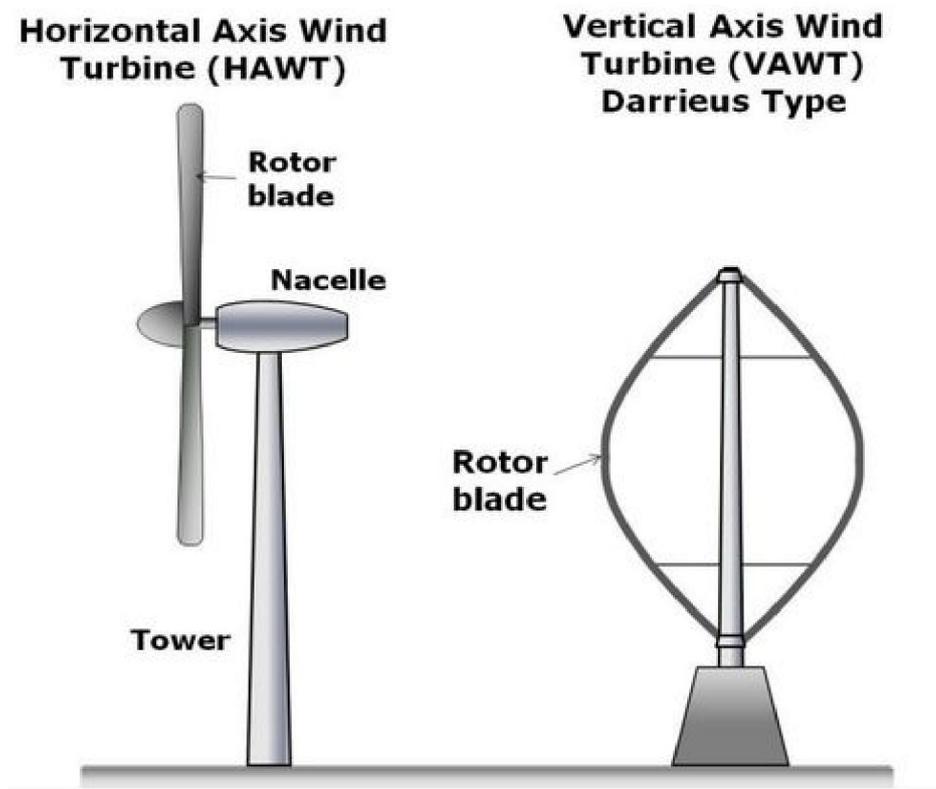


Fig.IV.6. Conception des éoliennes à HAWT et à VAWT

Les éoliennes à axe vertical ont été les premières structures développées pour produire de l'électricité. De nombreuses technologies ont été testées dont seulement deux structures sont parvenues au stade de l'industrialisation : le rotor de *Savonius* et le rotor de *Darrieus*. De nos jours, ce type d'éoliennes est plutôt marginal et son utilisation est beaucoup moins répandue (les éoliennes à axe horizontal sont basées sur le principe des moulins à vent). Elles comportent généralement des hélices à deux ou trois pales ; les tripales constituent un bon compromis entre le coefficient de puissance, le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien ainsi que l'aspect esthétique par rapport aux bipales.

Les éoliennes à axe horizontal (fig.IV.7) sont les plus employées car leur rendement aérodynamique est supérieur à celui des éoliennes à axe vertical ; elles sont moins exposées aux contraintes mécaniques et ont un coût moins important. [3]

- **Structure en Amont** : le vent souffle sur le devant des pales en direction de la nacelle. Les pales sont rigides, et le rotor est orienté selon la direction du vent par un dispositif.
- **Structure en Aval** : le vent souffle sur l'arrière des pales en partant de la nacelle. Le rotor est flexible, auto-orientable.

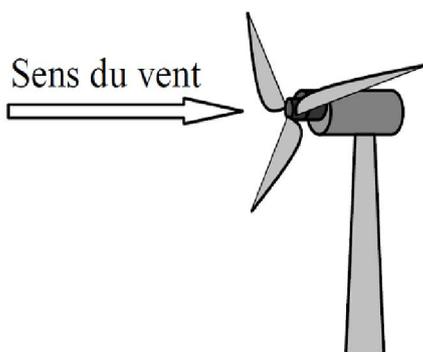


Fig.IV.7.a Structure en amont

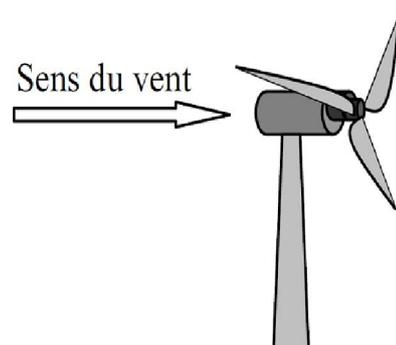


Fig.IV.7.b Structure en aval

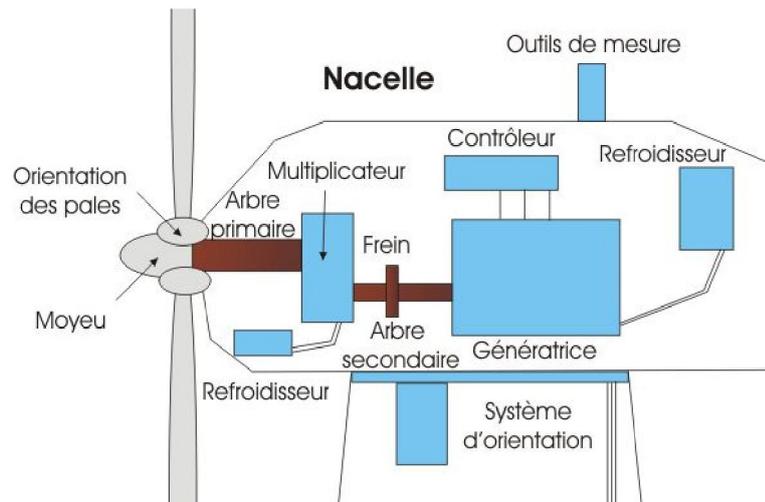


Fig.IV.8. Sous-système d'une éolienne AHWT

#### IV.1.2 Accouplement mécanique de l'éolienne

- **Eolienne à attaque directe** : le principe de l'attaque directe est d'accoupler la génératrice directement sur l'axe de la turbine, sans intermédiaire de boîte à vitesse.

Cette dernière fonctionne à la vitesse basse du rotor, ce qui permet de supprimer le multiplicateur de vitesse qui est le siège de pertes de puissance et source de bruit.

Ce type de génératrice doit tourner à des vitesses comprises entre 18 et 50 tr/min. Pour produire de l'électricité avec ce type de machines, il faut que la génératrice possède un grand nombre de pôles permettant d'obtenir une fréquence de l'ordre de 50Hz [3].

- **Eolienne à attaque indirecte** : dans ce type d'éoliennes, la vitesse de rotation de la turbine est relativement faible et le couple mécanique est élevé en sortie d'arbre de la turbine.

Les machines électriques sont dimensionnées en couple et on cherche à les faire tourner rapidement pour atteindre des puissances massiques satisfaisantes. C'est pourquoi on intercale

un multiplicateur mécanique à engrenages entre la turbine et la génératrice ; cette dernière est souvent une machine asynchrone à cage ou alors une machine à double alimentation pour un fonctionnement à vitesse variable économique.

#### IV.1.3 Chaîne de conversion de l'énergie éolienne

La première exigence du système est l'existence d'un flux de vent assez moyen et sur une certaine durée. Un exemple de profil typique du vent est représenté figure 4.9.

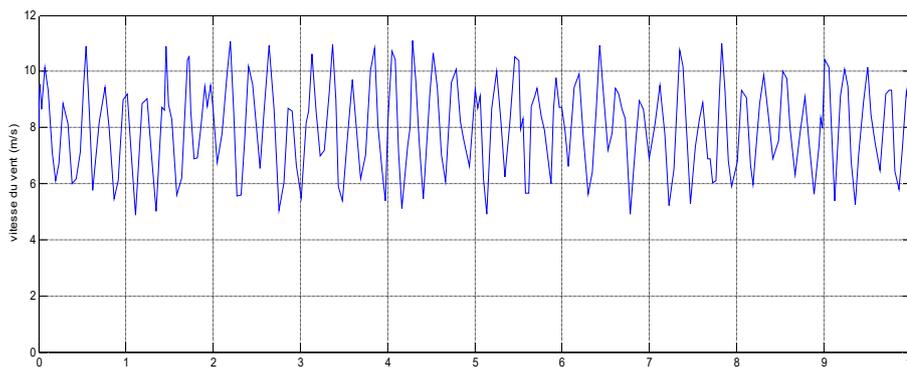


Fig.IV.9 .Profil typique de la vitesse de vent

La puissance de l'éolienne  $P_1$  déduite de la puissance du vent  $P_0$  via le facteur de conversion aérodynamique  $C_p(\lambda)$  est donnée par l'équation :

$$P_1 = \frac{1}{2} \rho S v_w^3 C_p(\lambda) = P_{\text{éolienne}} \quad (\text{IV.68})$$

Où :

$\rho$  est la densité de l'air en  $[\text{kg}/\text{m}^3]$

$S = \pi R^2$  est la surface active de la pale de la turbine  $[\text{m}^2]$

$v_w$  est la vitesse du vent en  $[\text{m}/\text{s}]$

$C_p(\lambda)$  est un coefficient de performance qui dépend du type de turbine (fig.IV.10). L'éolienne ne peut récupérer qu'une partie de l'énergie cinétique du vent ; le ratio entre la puissance

extraite du vent et la puissance totale, théoriquement disponible, est appelé coefficient de puissance  $C_p$ . et intervient dans la relation (55) entre puissances :

$$P_{\text{éolienne}} = C_p \cdot P_{\text{vent}} \text{ donc } C_p = \frac{P_{\text{éolienne}}}{P_{\text{vent}}} \quad (\text{IV.69})$$

$\lambda$  représente la vitesse spécifique (**tip-speed ratio, TSR**) qui est l'intermédiaire entre la vitesse du vent  $v_w$  et la vitesse angulaire du rotor  $\Omega$  selon l'expression :

$$\lambda = \Omega \frac{R}{v_w} \quad (\text{IV.70})$$

Où  $R$  est le rayon des pales [m]

Les machines peuvent être classées en fonction de ce paramètre (fig.IV.10).

$C_p$  peut être aussi exprimé par un autre facteur, l'angle de l'inclinaison des pales en degrés ( $\beta^\circ$ ), et on écrit  $C_p(\lambda, \beta)$ .

- Si  $\lambda$  est inférieur à 12, l'éolienne est dite lente
- Si  $\lambda$  est supérieur à 12, l'éolienne est dite rapide

Le couple développé sur le rotor de la turbine, déduit de la puissance, est déterminé par la relation :

$$T = k v_w^2 \quad (\text{IV.71})$$

Un aérogénérateur doit avoir un couple élevé, donc une densité de puissance élevée, avec un faible taux d'entretien et un coût raisonnable.

Les différentes zones de fonctionnement d'une éolienne sont schématisées figure IV.11.

#### IV. Modèles et Performances en Mode Générateur

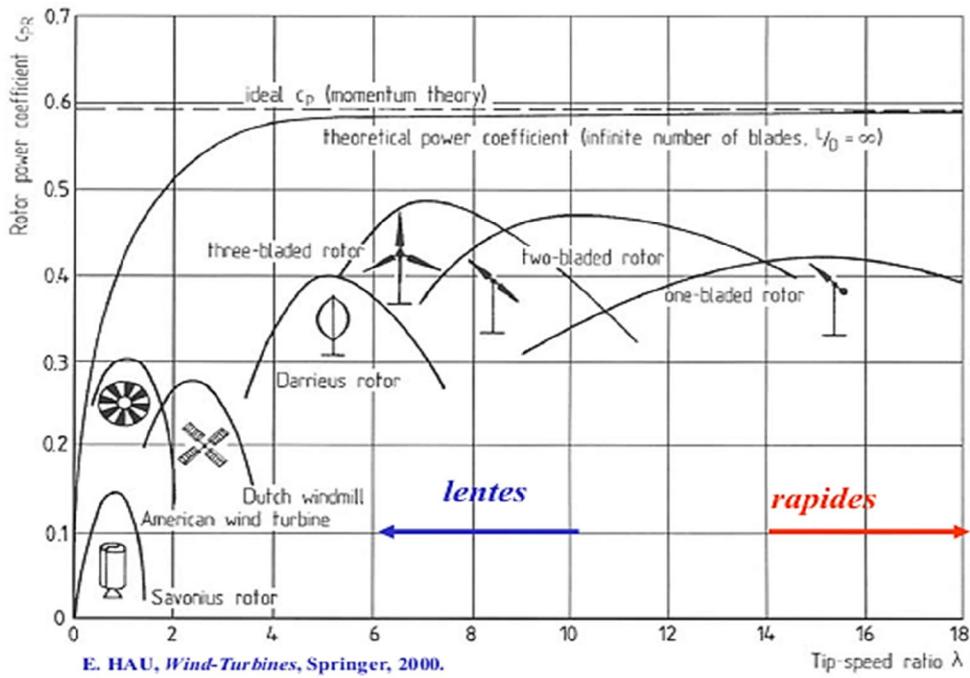


Fig.IV.10.  $C_p$  en fonction de  $\lambda$  pour différentes turbines

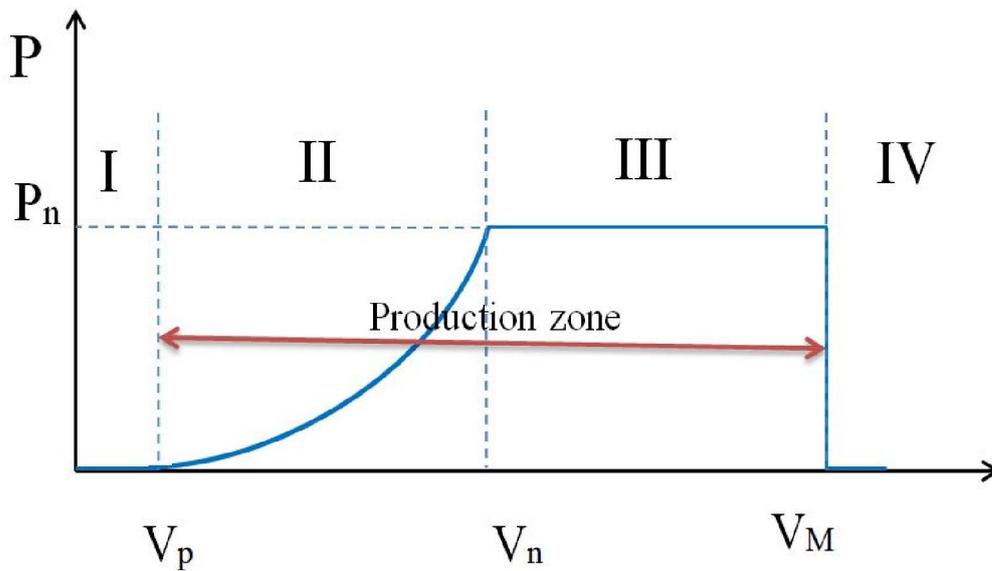


Fig.IV.11 Zones de fonctionnement de l'éolienne : puissance vs vitesse du vent.

- **La zone I**, où  $P=0$  : la turbine ne fonctionne pas car la vitesse du vent n'est pas suffisante.
- **La zone II**, dans laquelle la puissance fournie sur l'arbre dépend de la vitesse du vent  $v_w$  : début de production d'énergie à  $V_p=v_w \min$  qui est dans la plupart des éoliennes commercialisées entre 3 et 5 [m/s] jusqu'à atteinte de  $V_n$ .
- **La zone III**, où la puissance fournie est constante et égale à  $P_n$  (puissance nominale).
- **La zone IV**, dans laquelle le système de sureté de fonctionnement arrête le transfert de l'énergie car la vitesse du vent dépasse  $V_M=v_w \max$ .

**IV.1.4 Bilan de puissances (fig.IV.12)**

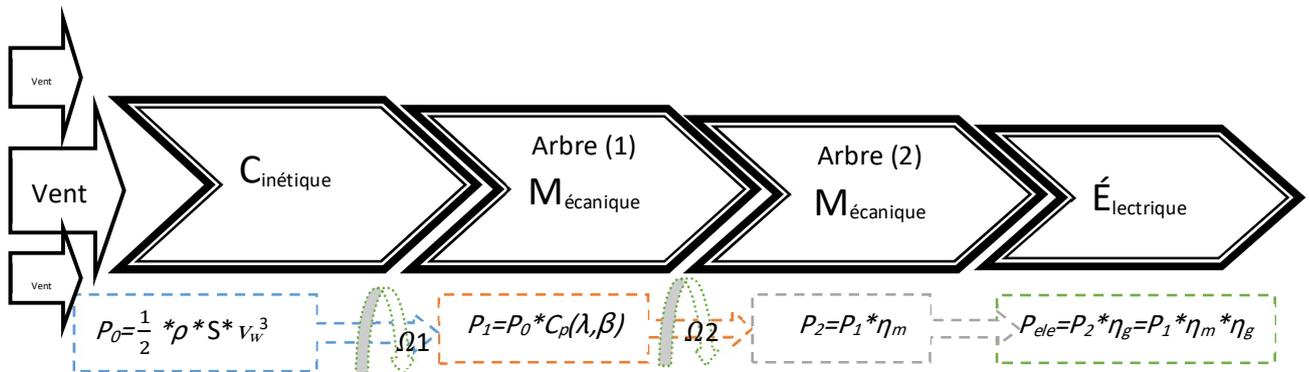


Fig.IV.12. Bilan de puissances actives (turbine + gearbox+ GRV)

Une éolienne est une machine qui, par définition, transforme l'énergie du vent en énergie mécanique. Si le vent présente une certaine vitesse " $v_w$ " à un moment donné et traverse une certaine surface " $S$ ", la puissance instantanée du vent est donnée par la relation

$$P_0 = \frac{1}{2} * \rho * S * v_w^3 \tag{IV.72}$$

L'application des principes fondamentaux de la mécanique permet de déterminer la quantité maximale d'énergie du vent qui peut être convertie en énergie mécanique (arbre (1) de la figure 4.12.). Ce rendement aérodynamique instantané, ou coefficient de performance ( $C_p$ ), ne peut

dépasser  $16/27$  soit approximativement 59 % dite limite de Betz (fig. IV.10) apparait dans l'équation de la puissance (IV.54) .

Normalement, le rendement de la turbine éolienne doit aussi tenir compte d'autres pertes (aérodynamiques, accouplement, conversion électrique, auxiliaires) et doit donc être inférieur à cette valeur si on tient compte des pertes mécaniques dans les engrenages de la boîte à vitesse (*gearbox*) avec un certain facteur  $\eta_m$  d'où la puissance sur l'arbre (2) :

$$P_2 = P_1 * \eta_m \tag{IV.73}$$

Enfin, la puissance électrique  $P_{ele}$  à la sortie de la génératrice (GRV), convertie après l'énergie mécanique  $P_2$ , sera exprimée par la relation (fig.IV.13):

$$P_{ele} = P_2 * \eta_g = P_1 * \eta_m * \eta_g \tag{IV.74}$$

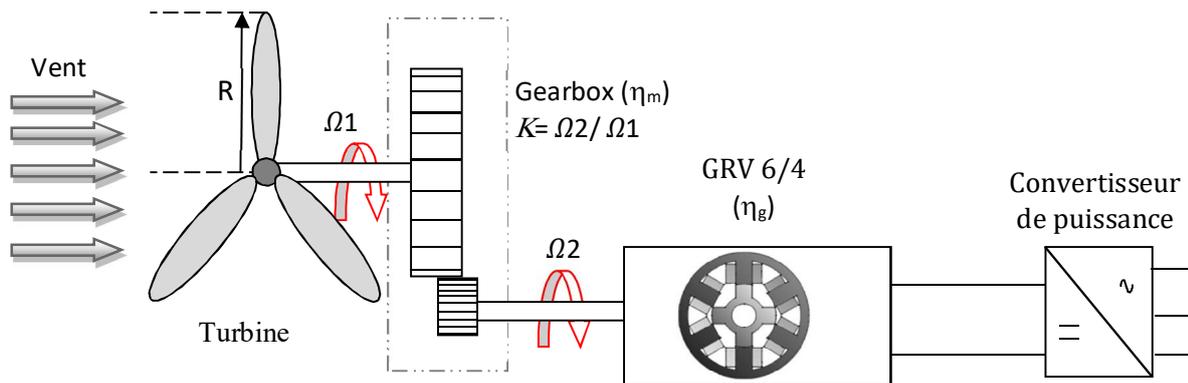


Fig.IV.13. Chaîne de conversion d'énergie éolienne.

Avec

$K$  est le rapport entre vitesses  $\Omega_1$  à l'entrée de la boîte à vitesse (*gearbox*) et  $\Omega_2$  à la sortie de la boîte (rotor de la génératrice).

$$K = \frac{\Omega_2}{\Omega_1} \tag{IV.75}$$

$\eta_m$  : facteur représente les pertes de la gearbox

$\eta_g$  : f acteur représente les pertes de la génératrice

On peut ainsi déduire un schéma synoptique de cette chaine de conversion (fig.IV.14).

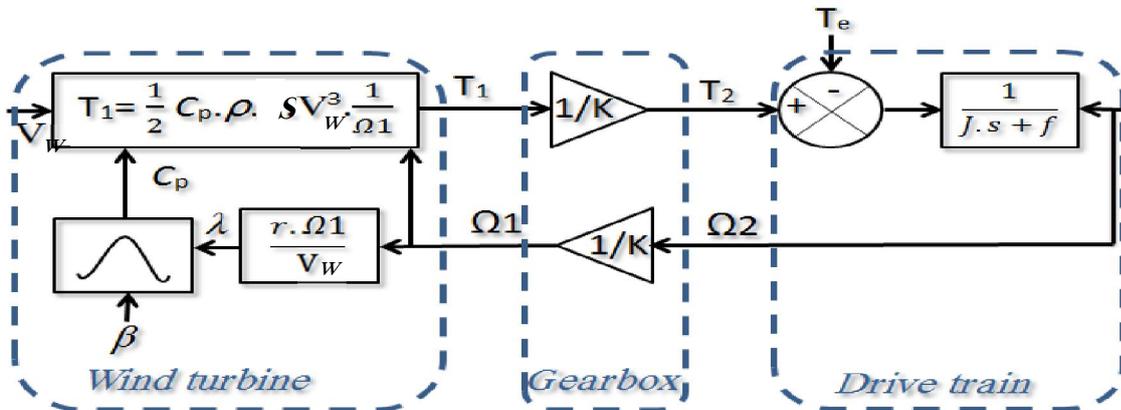


Fig.IV.14. Schéma synoptique de la chaîne de conversion.

## IV.2 Simulations de la GRV sous MATLAB/Simulink

Comme exposé pour le mode moteur dans le chapitre précédent, les hypothèses sont quasi-identiques : les trois phases sont identiques, les éléments d'électronique de puissance sont idéaux, l'inductance mutuelle et l'inductance de fuite sont négligées, les phénomènes d'hystérésis et de courants induits de Foucault sont ignorés, et la tension d'excitation est parfaitement continue.

Pour analyser le fonctionnement de la Génératrice à Reluctance Variable (GRV), plusieurs méthodes ont été proposées (modèles et *fichier.m* sous environnement MATLAB). Dans ce modèle, le convertisseur de puissance, la source d'excitation et les charges sont modélisés en utilisant des blocs de la bibliothèque **SIMULINK** sous **MATLAB** ; toutes les autres composantes du système comme l'inductance du bobinage statorique, le générateur

d'impulsions du convertisseur de puissance et le convertisseur d'angle ont été introduits par des *functions* de *MATLAB* (voir annexe VI.1) et le système global se constitue de :

- Une génératrice à réluctance variable
- Un capteur de position du rotor
- Un convertisseur d'alimentation électrique
- Un contrôleur.

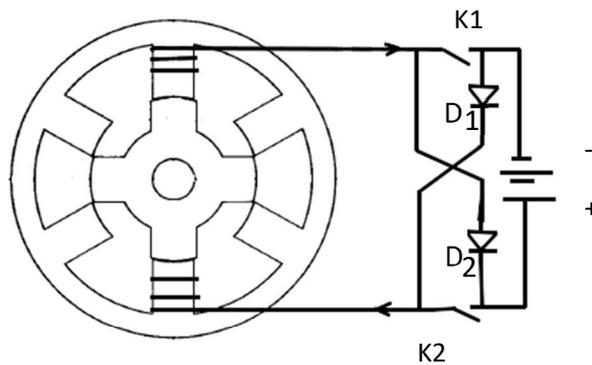


Fig.IV.15. Structure simplifiée d'une GRV 6/4.

Pour les trois phases de la machine, ils doivent être placés selon (fig. 4.16).

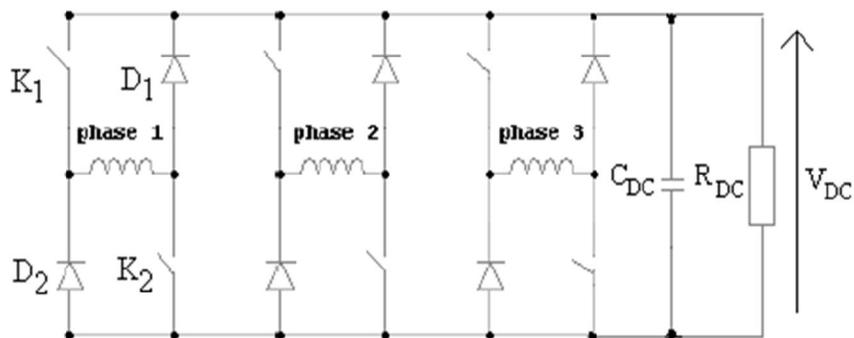


Fig. IV.16. Onduleur triphasé en demi-pont asymétrique.

La figure (4.15) montre que chaque phase contient deux commutateurs ( $K_1 ; K_2$ ) et deux diodes ( $D_1 ; D_2$ ) dans chaque phase qui fonctionnent ainsi (fig.IV.17) :

- Quand les deux interrupteurs  $K_1$  et  $K_2$  sont fermés, l'enroulement statorique est excité ; le système a absorbé l'énergie (entre  $\theta_1$  et  $\theta_a$ ) de la source d'excitation : phase de *magnétisation*.
- Quand  $K_1$  et  $K_2$  sont ouverts, l'enroulement libère l'énergie à travers les diodes  $D_1$  et  $D_2$  (entre  $\theta_a$  et  $\theta_2$ ), le système fournit l'énergie électrique aux charges externes : phase de *génération*.

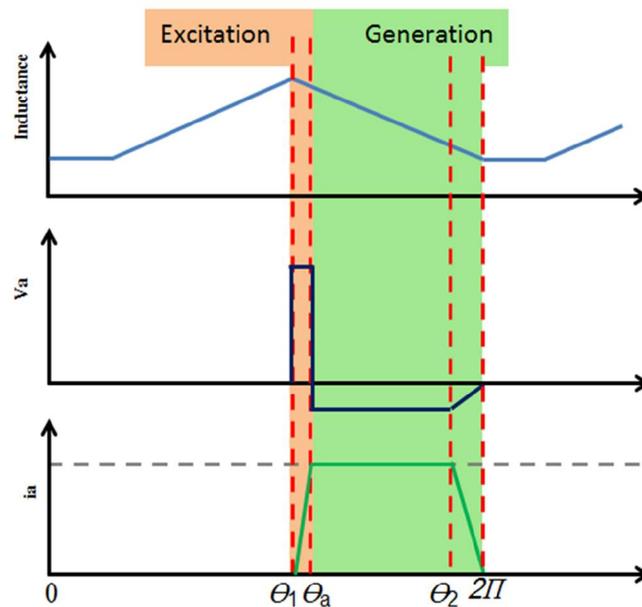


Fig. IV.17. Contrôle des angles  $\theta$  sur une période de  $90^\circ$  mécaniques.

### VI.2.1 calcul simplifié du couple électromagnétique

En effectuant un développement en séries de Fourier limité au 1<sup>er</sup> ordre de l'inductance périodique :

$$L(\theta) = L_0 + L_1 \cos(N_r \theta_m) \quad (\text{IV.76})$$

Où :

$$L_0 = (L_{min} + L_{Max}) / 2 \quad (IV.77)$$

$$L_1 = (L_{min} - L_{Max}) / 2 \quad (IV.78)$$

Nous déduisons l'expression du couple :

$$Te = \left(\frac{i^2}{2}\right) * \left(\frac{\partial L}{\partial \theta m}\right) = \left(\frac{i^2}{2}\right) * [-L_1 * N_r * \sin(N_r * \theta m)] \quad (IV.79)$$

$i$  : courant de la phase

$N_r$  : nombre des dents rotoriques

$\theta m$  : angle mécanique

$L_{min}$  : valeur minimale de l'inductance

$L_{Max}$  : valeur maximal de l'inductance

Pour la simulation dans ce cas,  $L_{max}(i)$  peut être modélisée par un polynôme ayant comme variable le courant  $i$  et qui peut être obtenue par le lissage de cette courbe, selon la représentation dans [6] et l'expression (80).

$$L_{\max}(i) = \sum_{n=0}^3 a_n i^n = 0.136 - 0.0045.i + 0.005.i^2 - 0.0022.i^3 + 0.00035.i^4 \quad (IV.80)$$

#### IV.2.2 Schéma bloc de la simulation sous MATLAB/Simulink

La figure 4.18 montre que le modèle global de la simulation se compose de cinq blocs principaux : les trois phases de la GRV, le convertisseur de puissance, le bus continu, le contrôleur et le capteur de position, connaissant que chaque phase de la machine se compose aussi à des blocs schématisés figure IV.19.

#### IV. Modèles et Performances en Mode Générateur

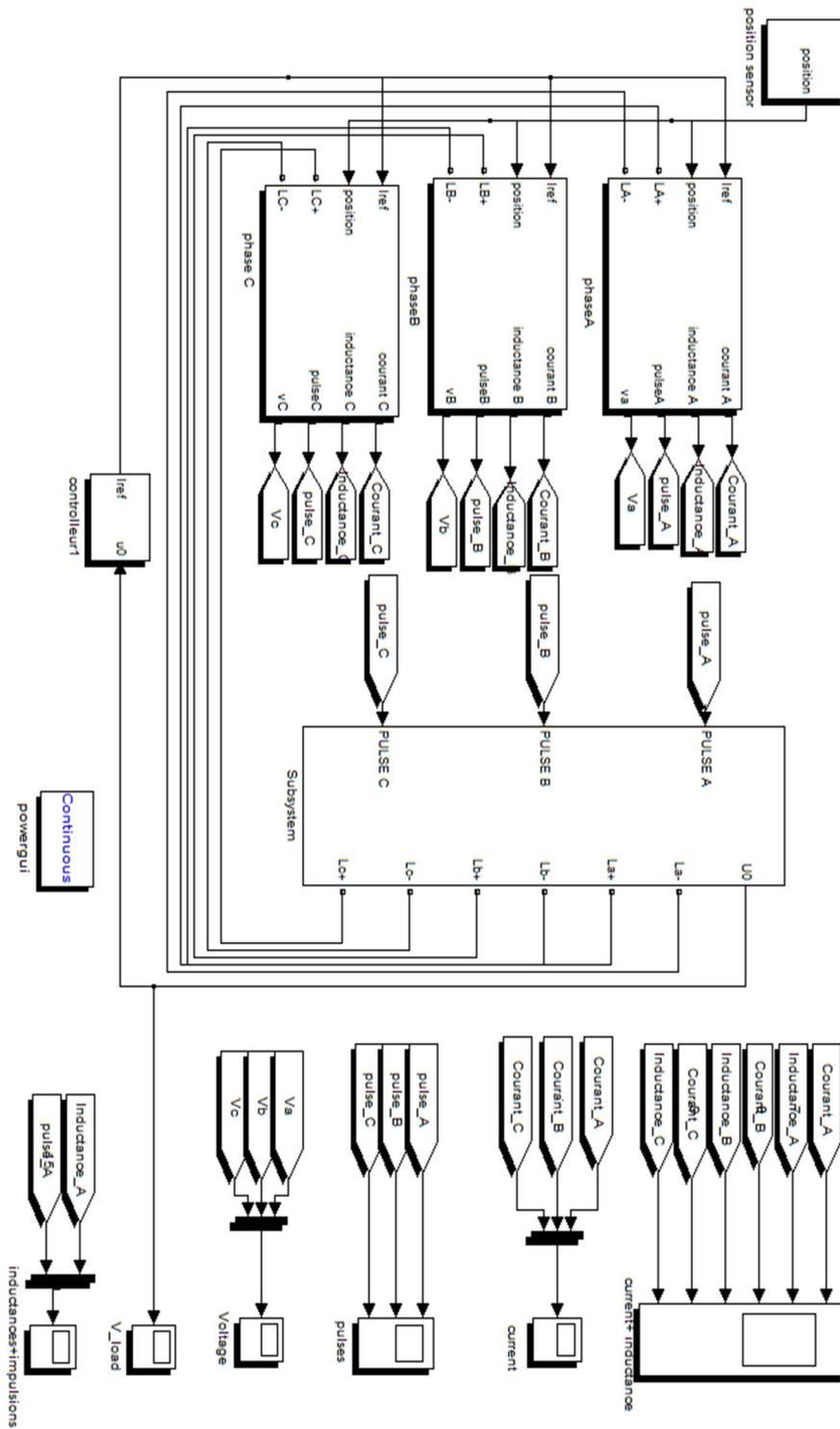


Fig .IV.18. Schéma blocs de la GRVDS 6/4.

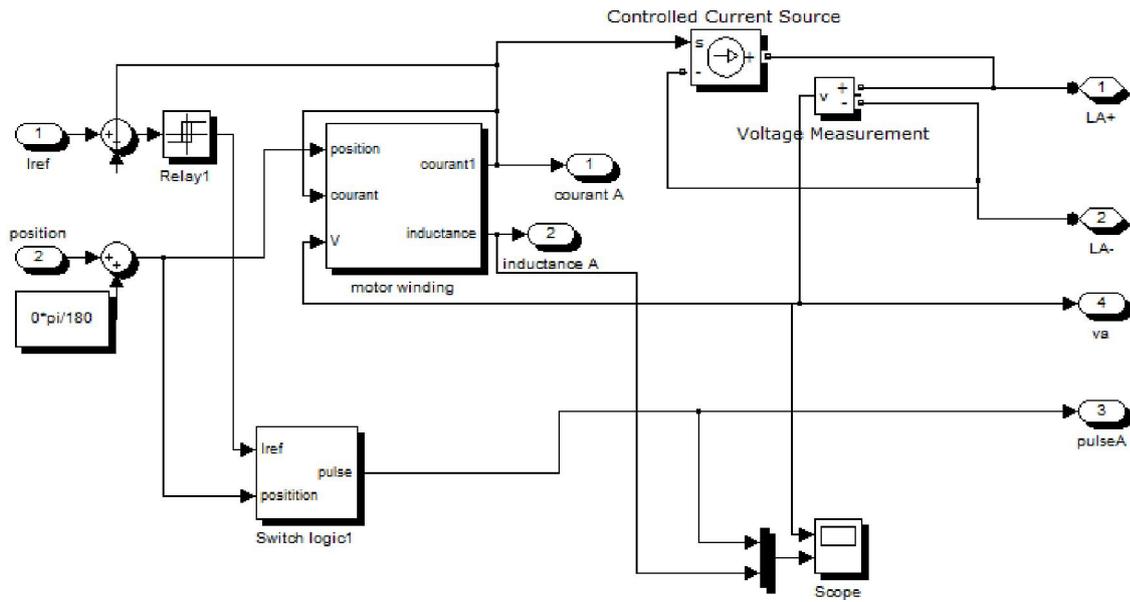


Fig.IV.19. Schéma bloc de la phase A.

Le *look undermask* du bloc qui nous a permis de calculer le courant de la phase (A) par exemple contient les blocs suivants, sachant que les trois blocs sont symétriques et simulés avec les mêmes paramètres et les mêmes valeurs (fig. 4.20).

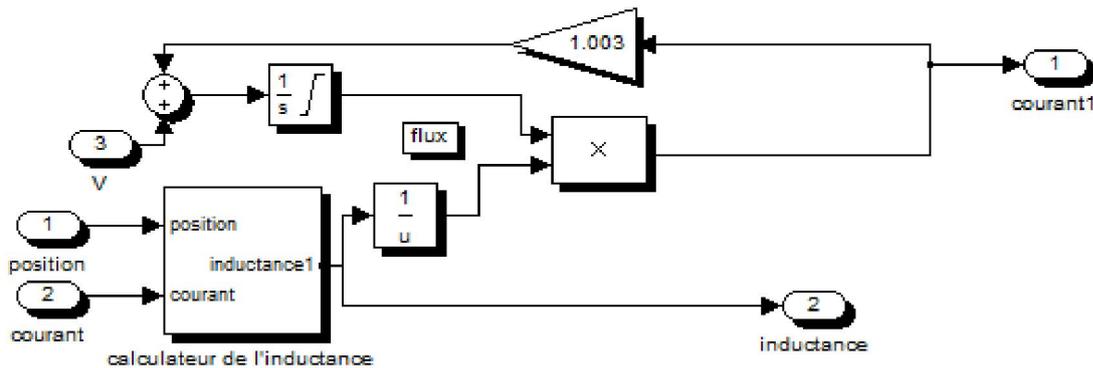


Fig.IV.20 Calcul du courant de la phase (A).

Le calcul du profil de l'inductance est réalisé à l'aide de l'équation (IV.80) et schématisé selon la fig IV.21.

#### IV. Modèles et Performances en Mode Générateur

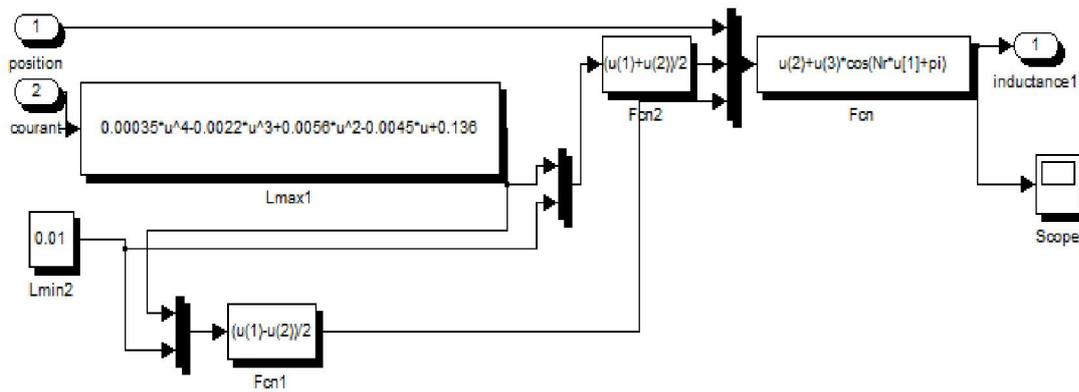


Fig.IV.21 Calcul d'inductance de la phase (A).

**Circuit de puissance :** la structure du convertisseur de puissance est un demi-pont triphasé asymétrique (Fig.IV.16).

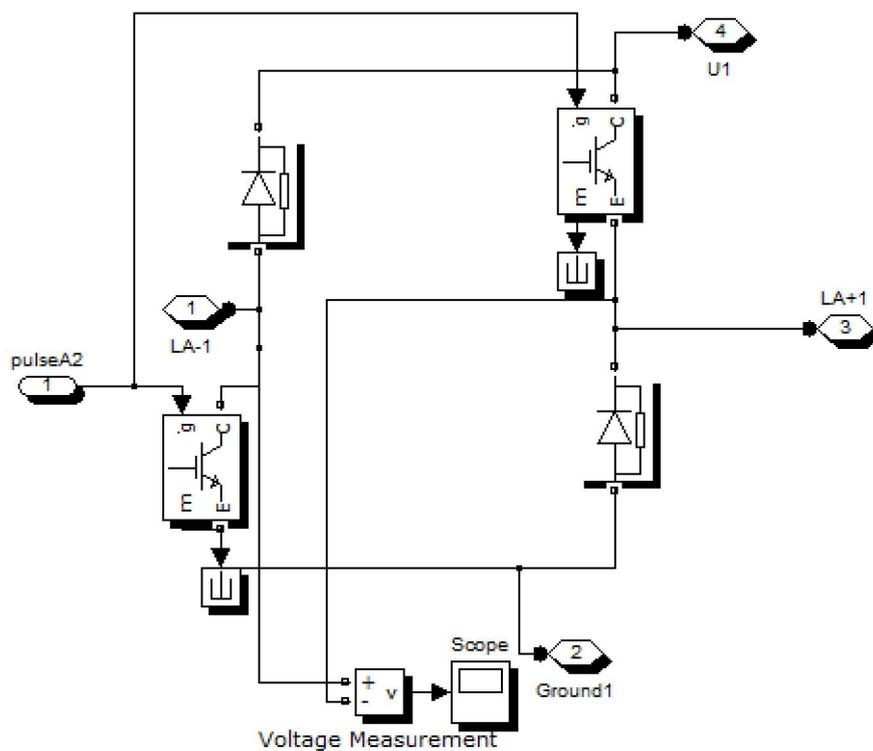


Fig.IV.22 Circuit de puissance du convertisseur.

#### IV. Modèles et Performances en Mode Générateur

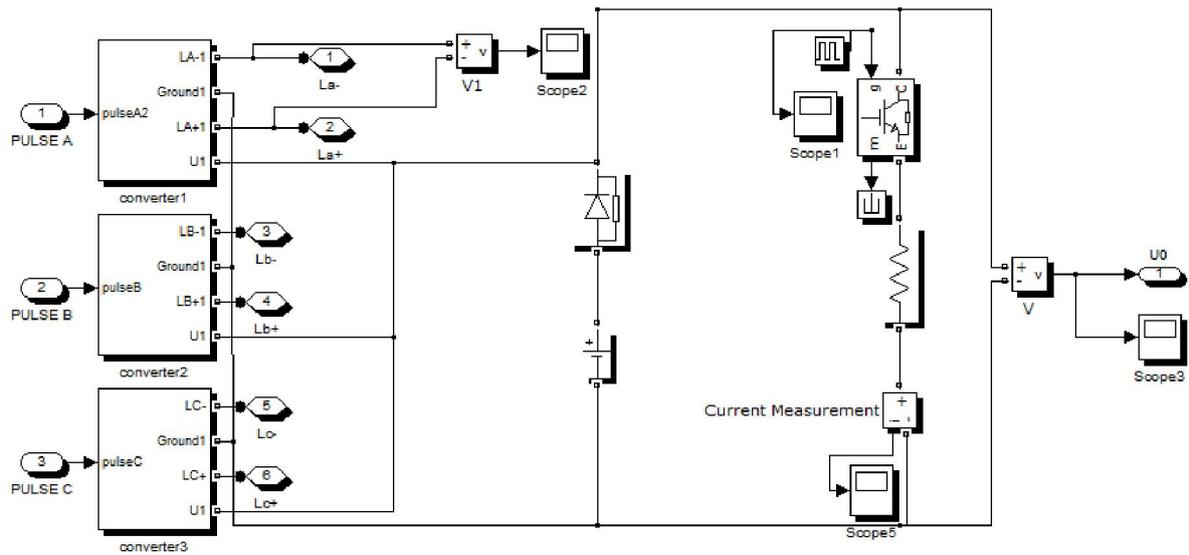


Fig.IV.23 Onduleur, bus continu et charge

- **Circuit de commande (fig.IV.24)**

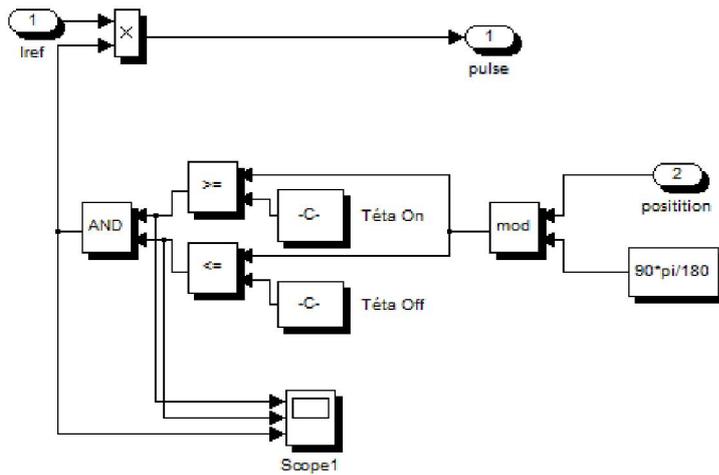


Fig.IV.24 Circuit de commande du convertisseur.

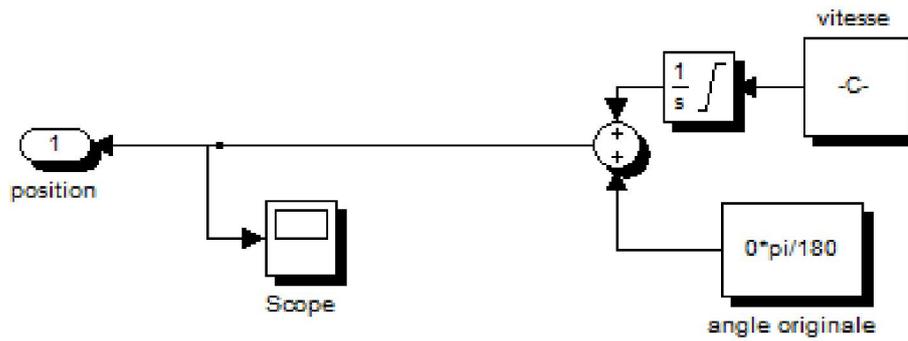


Fig.IV.25 Capteur de position.

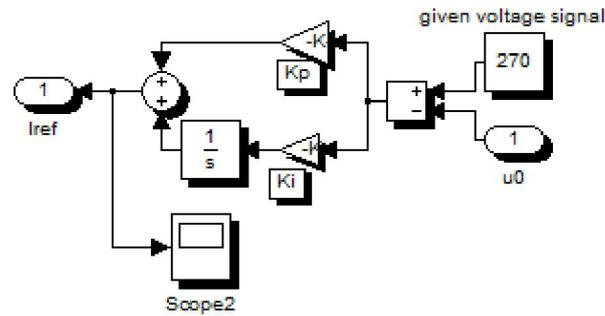


Fig.IV.26 Contrôleur PI.

- **Simulation avec le bloc look up tables**

On doit insérer le bloc généré lors de la simulation éléments finis (voir fig.III.11).

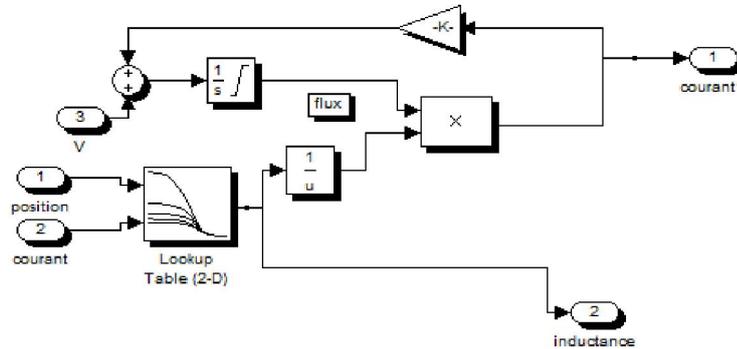


Fig. IV.27 Calcul d'inductance de la phase (A) avec le bloc look\_up table.

Ce dernier *look-up table* remplace la fonction Matlab inséré dans la fig.IV.27.

#### IV. Modèles et Performances en Mode Générateur

Sachant que les valeurs des constantes  $K_i$  et  $K_p$  du contrôleur PI (fig.IV.26) sont calculés comme suit, on a le schéma synoptique équivalent du système (fig.IV.28).

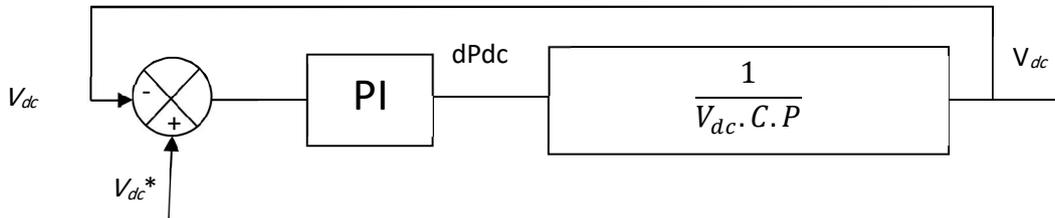


Fig. IV..28 Schéma synoptique du contrôleur avec le bus continu

$$W_c = P_{dc} \cdot t = \frac{1}{2} c \cdot dV_{dc}^2 \cdot t$$

$$dP_{dc} = \frac{1}{2C} \cdot d^2V_{dc} = 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot V_{dc} \cdot C \cdot dV_{dc}$$

$$dP_c = V_{dc} \cdot c \cdot P \cdot V_{dc}$$

$$V_{dc} = \frac{dP_c}{V_{dc} \cdot c \cdot P}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO)

$$FTBO = \frac{K_p}{C \cdot V_{dc} \cdot P}$$

$$\rightarrow FTBO = \left( K_p + \frac{K_i}{P} \right) \cdot \left( \frac{1}{V_{dc} \cdot c \cdot P} \right) = \left( \frac{P + \frac{K_i}{K_p}}{P} \right) \cdot \left( \frac{1}{V_{dc} \cdot c \cdot P} \right)$$

Nombre ZEROS (FTBO=0)  $\rightarrow$   $K_i=0$

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} = \frac{1}{1 + \tau p}$$

$$\tau = \frac{C \cdot V_{dc}^*}{K_p} \rightarrow K_p = \frac{C \cdot V_{dc}^*}{\tau}$$

$$\tau < \text{constante de temps du système} : \tau < \frac{L_s}{R_s} = \frac{0.015}{1.0} \cdot \frac{1}{0.3} = 0.0151s$$

$$K_p = 1500e^{-6} \cdot 250 / 0.0151 = 24.83$$

$$\rightarrow K_p = 24.83$$

$$\rightarrow K_i = 0$$

**IV.2.3 Résultats des simulations (fig.IV.29 et suivantes)**

Résultats des simulations de la GRV avec ( $\theta_{on}=40^\circ$  et  $\theta_{off}=60^\circ$ ):

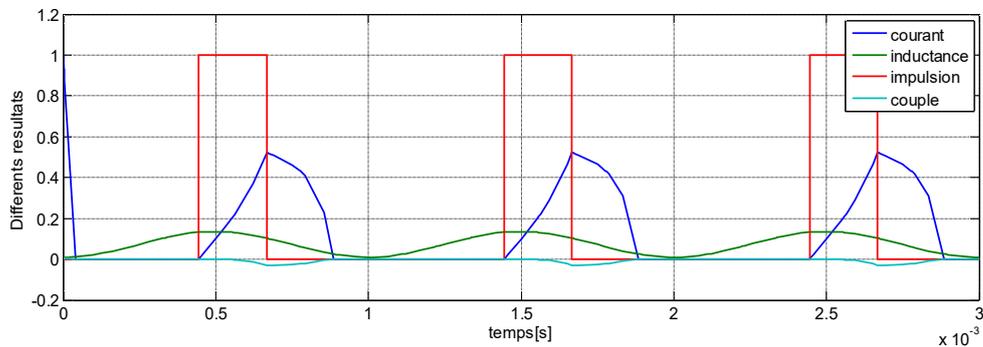


Fig. IV..29 Allures courant, inductance et couple dynamiques.

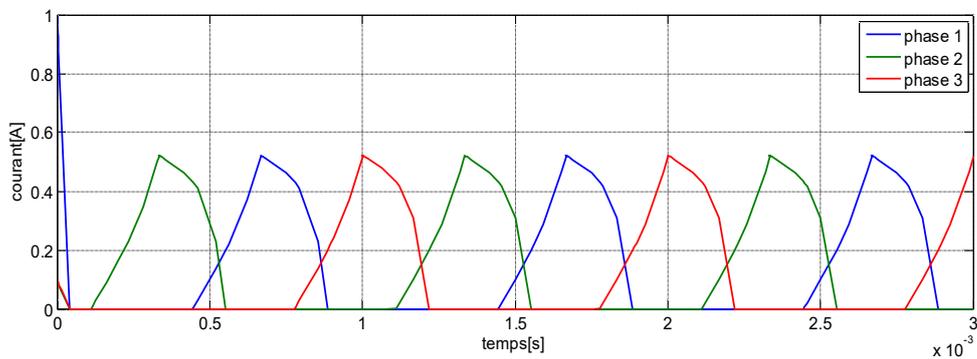


Fig. IV..30 Courants des trois phases.

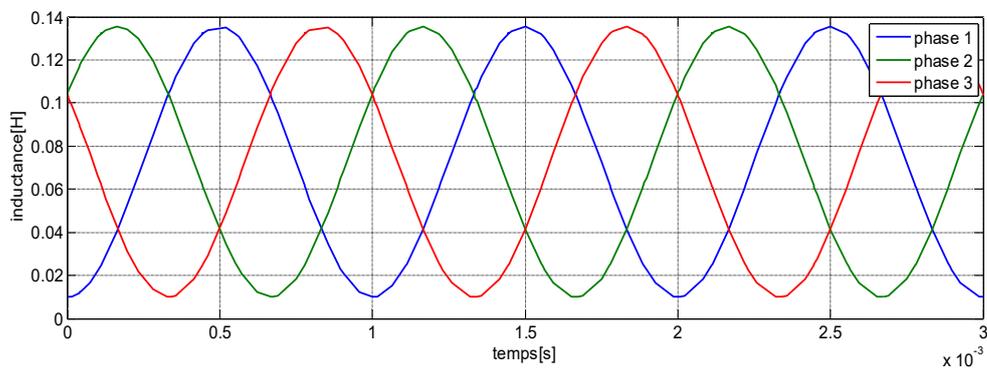


Fig. IV..31 Inductances des trois phases.

#### IV. Modèles et Performances en Mode Générateur

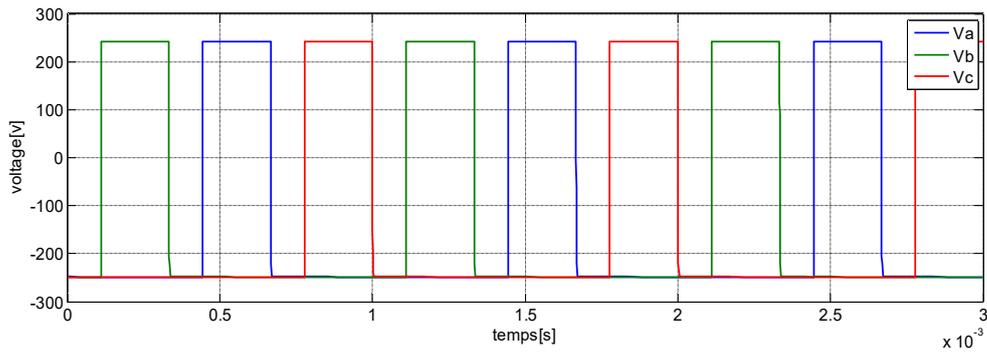


Fig. IV..32 Tensions des trois phases.

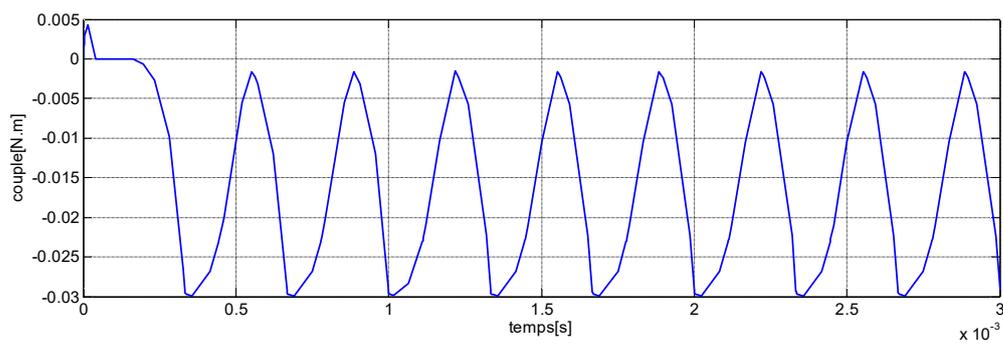


Fig. IV..33 Couple total des trois phases.

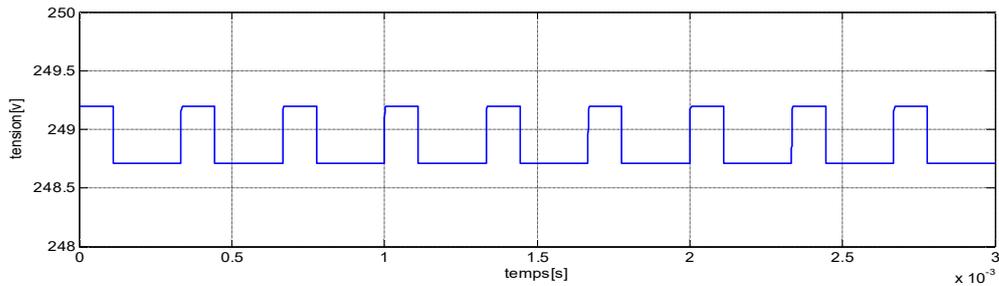


Fig. IV..34 Tension du bus continu.

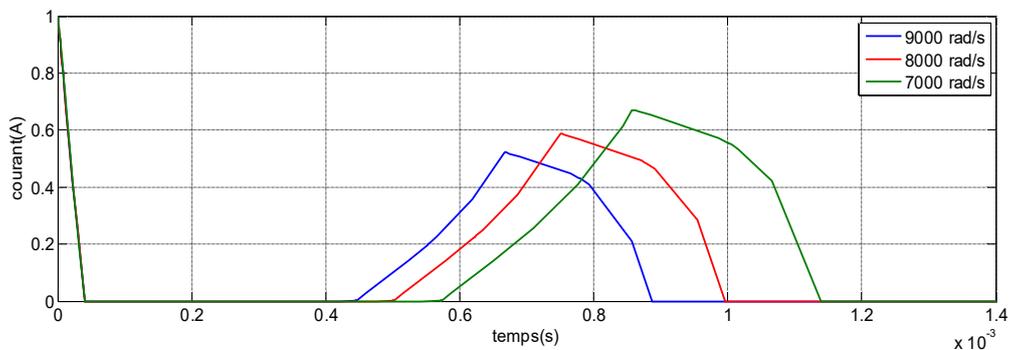


Fig. IV..35 Le courant généré par la phase 1 pour différentes valeurs de la vitesse d'entraînement.

#### IV. Modèles et Performances en Mode Générateur

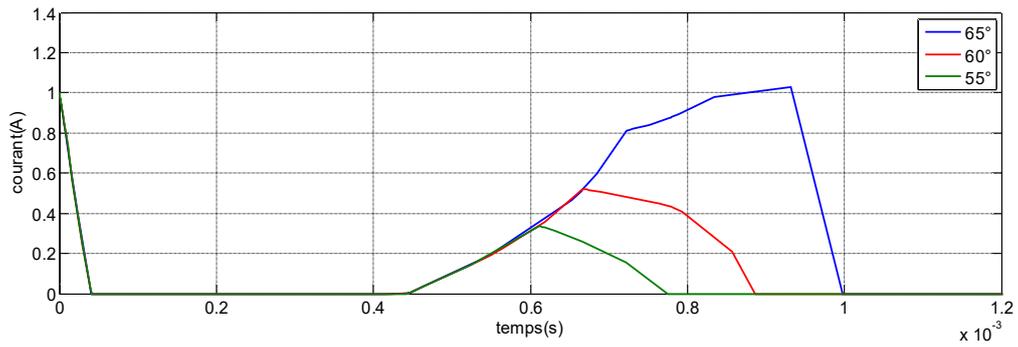


Fig. IV..36 courant généré par la phase 1 pour différentes valeurs de  $\theta_{off}$  à 9000rad/s

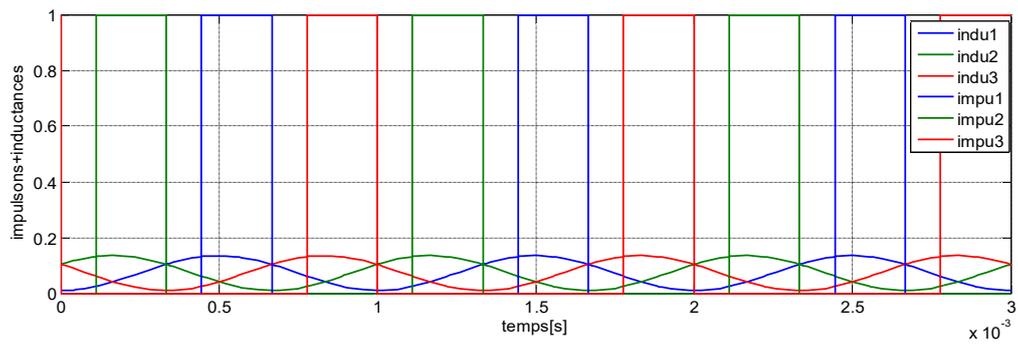


Fig. IV..37. Profils des trois inductances avec leurs impulsions.

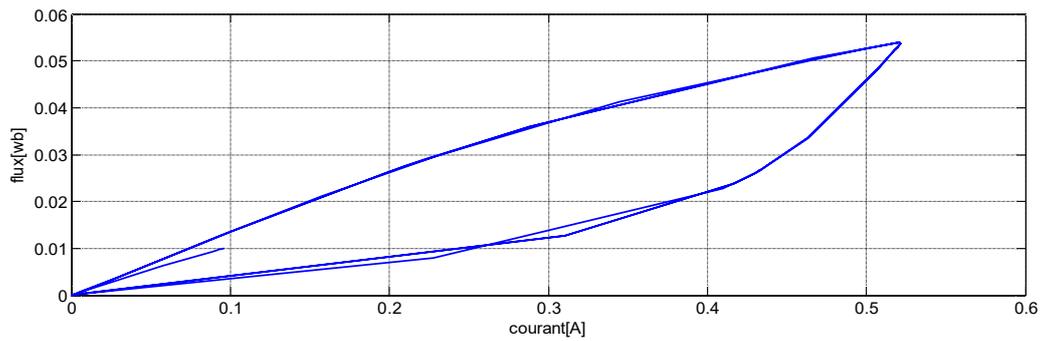


Fig . IV..38. Caractéristique flux vs courant d'une phase de la GRV.

### IV.3 Simulations de l'éolienne sous MATLAB/Simulink

#### IV.3.1 Schéma bloc de la turbine sous Matlab (fig.IV.38)

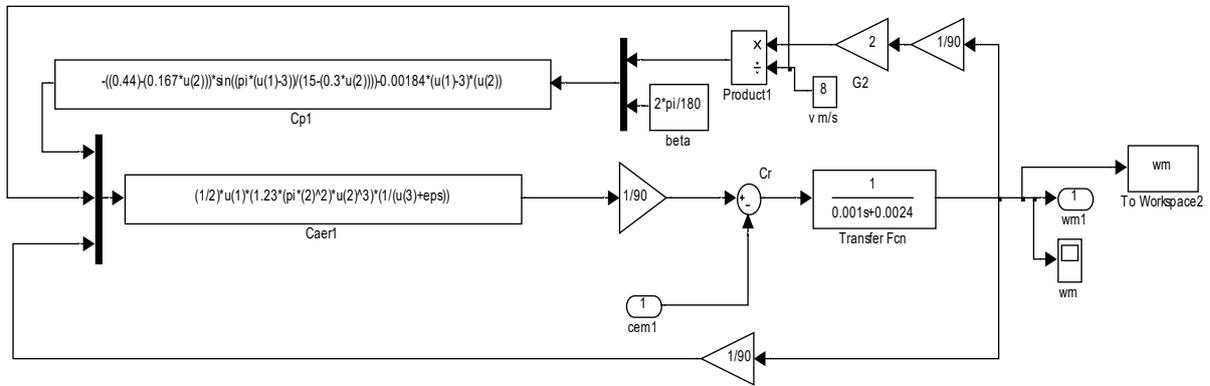


Fig. IV..39 Schéma bloc de la turbine à vitesse fixe (V=8m/s)

- Paramètres de la turbine tripale à régulation pitch utilisée (Tab 4.3)

En partant de la puissance d'une petite MRV (P=1200W) et en supposant un rendement voisin de  $\eta \approx 0.65$ , on a la puissance :

$$P_{col} = \frac{1}{2} \rho S v_w^3 C_p(\lambda) \approx (1200/0.65) \approx 1847W$$

A partir des données:  $v_w=8m/s$  ;  $\rho=1.23kg/m^3$  ;  $\lambda^*(C_{pMax}=0.413)=7.5$  déduit de la fig.4.41

Nous déduisons le rayon des pales de la turbine associée à la GRV (fig. 4.38) :  $R \approx 2m$

Tab 4.3 Paramètres de la turbine

Paramètres	Symboles	Valeurs
Moment d'inertie	J	0.01 kg.m <sup>2</sup>
Coef. de frottement	F	0.0024 N.m.s
Angle Pitch	$\beta$	2°
Rayon des pales	R	2 m
Vitesse nominale du vent	$V_n$	8 m/s
Coef. de multiplication	K	1.3
Densité du vent	$\rho$	1.23 kg/m <sup>3</sup>
Puissance	P	2kW
Vitesses du vent acceptées		3-25 m/s



Fig 4.40 Modèle de la turbine utilisée [7]

IV.3.2 Résultats des simulations

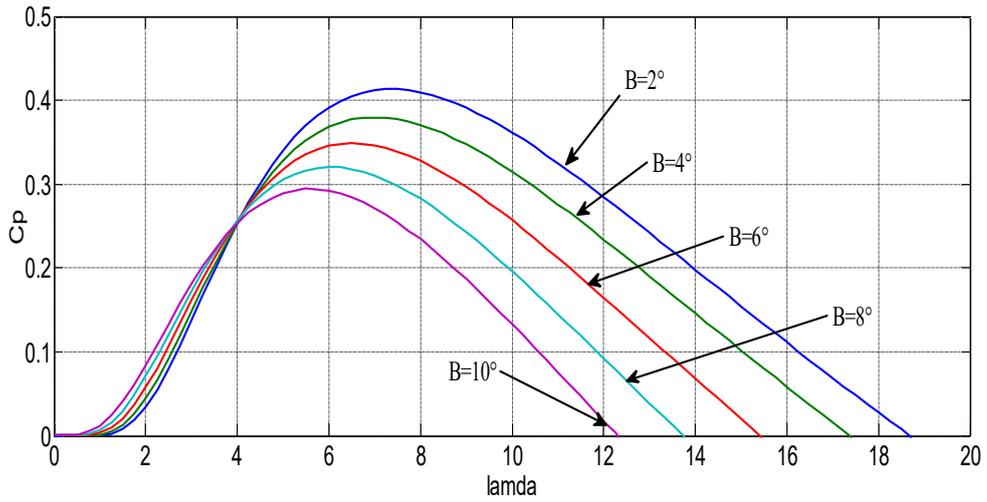


Fig. IV..41. Caractéristique du coefficient de puissance  $C_p$  en fonction de  $\lambda$

A partir la Fig. IV..39. On déduit les grandeurs nominales pour  $\beta=2^\circ$  :  $\lambda^*=7.5$  ;  $C_p^*=0.4131$

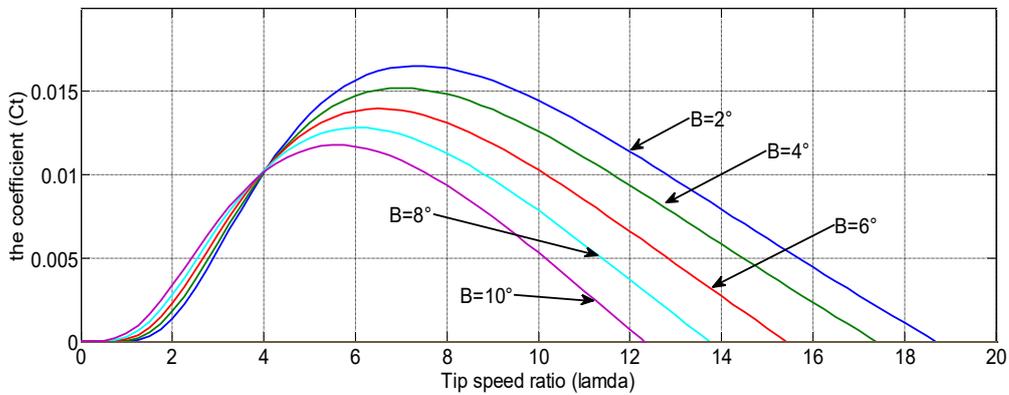


Fig. IV..42. Caractéristique du coefficient de couple  $C_t$  en fonction de  $\lambda$

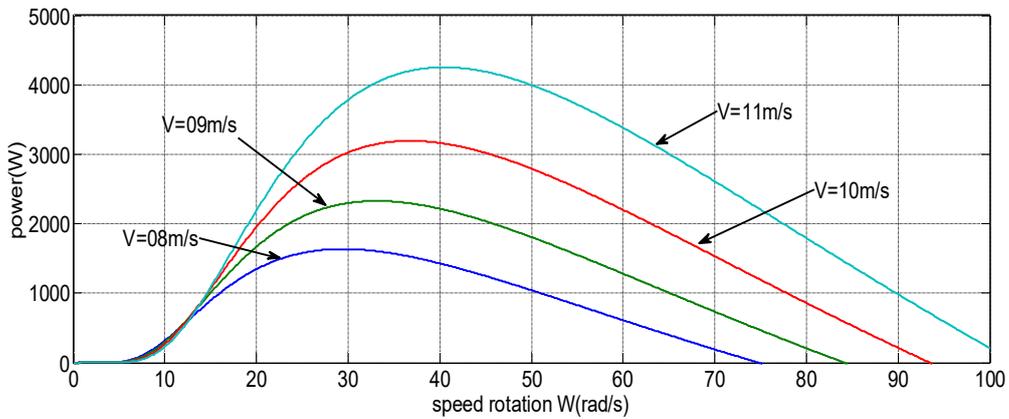


Fig. IV..43. Caractéristique de la puissance mécanique en fonction de la vitesse  $\Omega_1$ (rad/s)

#### IV. Modèles et Performances en Mode Générateur

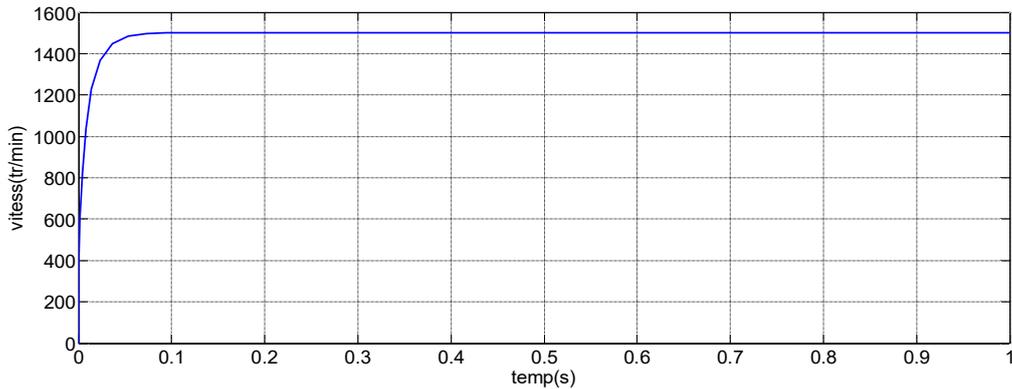


Fig. IV.44. Vitesse à la sortie de la turbine.

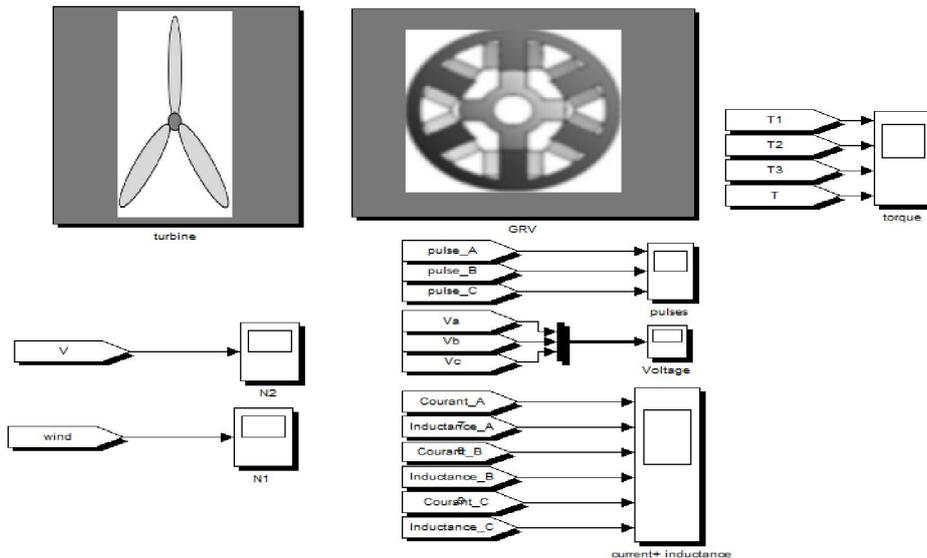
Sachant que :  $C_t = C_p / \lambda$

*Application numérique:*  $P_{1opt} = \frac{1}{2} C_{popt} (\rho \Pi r^2) \left(\frac{r\Omega_1}{\lambda_{opt}}\right)^3 = K_{opt} \Omega_1^3$

$K_{opt} = \frac{1}{2} (0.413) * (1.23) * \Pi * (2)^5 / (7.5)^3 \approx 0.06$

#### IV.3.3 Simulation de la GRV associée à la turbine (fig.IV.45)

Le multiplicateur de vitesse (*gearbox*) permet d'adapter la vitesse de la turbine ( $\Omega_1$ ) avec celle du générateur ( $\Omega_2$ ). Il est supposé rigide et modélisé par un simple gain de valeur (K), l'élasticité et le frottement étant négligés.



*Simulation d'une GRV 6/4 en association avec une turbine tripalé*

Fig. IV.45 Schéma blocs de toute la chaîne

- **Résultats des simulations (fig. 4.46 et suivantes)**

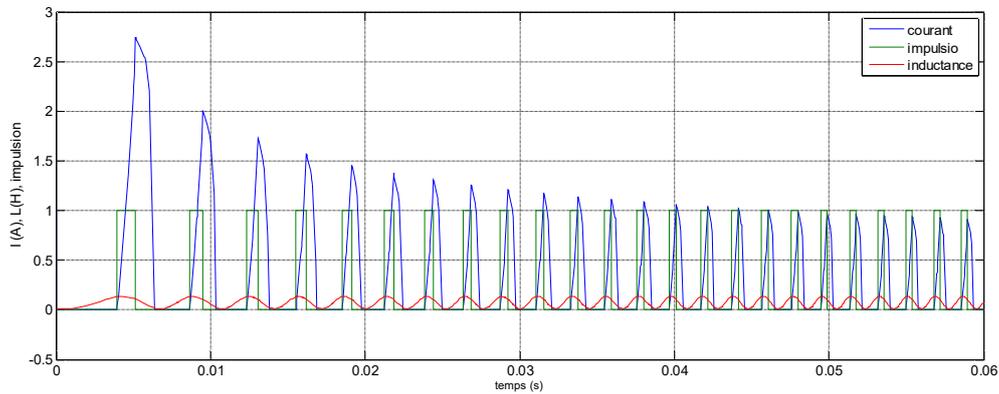


Fig. IV.46 Profil du courant, impulsion et inductance de la première phase

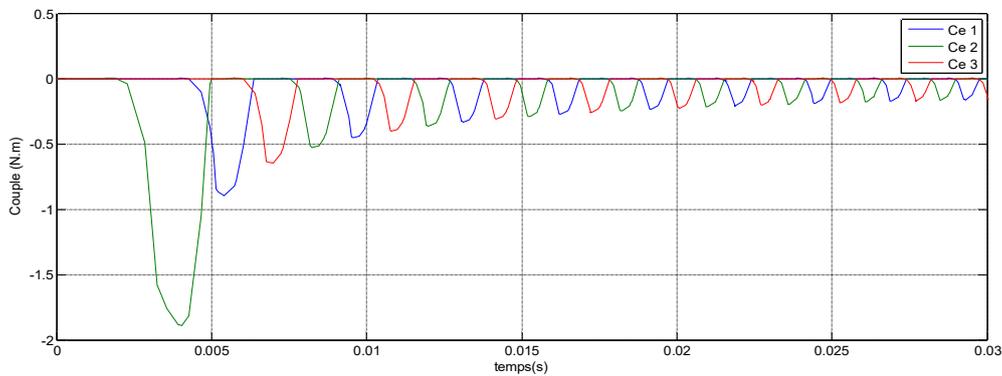


Fig. IV.47 couple des trois phases de la machine

#### IV.4 Optimisation des performances

Un algorithme MMPT devrait être intégré au système pour capter la puissance maximale générée, car des travaux antérieurs ont proposé plusieurs types d'algorithmes sont proposée:

- Optimal Torque Control OTC
- Power Signal Feedback PSF
- Hill Climb Search HSC

Chacun des thèmes présente bien sûr plusieurs avantages et inconvénients [8].

Dans ce travail, l'algorithme MPPT appliqué est indépendant de l'éolienne proposée. Nous avons essayé d'appliquer la technique la plus courante dans ce domaine appelée technique Perturbe and Observe (P & O), basée sur la variation de la tension de sortie du générateur par rapport à la vitesse du rotor [9].

L'algorithme P & O opère en faisant varier le cycle de fonctionnement du convertisseur associé, ce qui fait varier la tension générée (de sortie du générateur éolien), et observe la puissance résultante.

Si l'augmentation du rapport cyclique produit une augmentation de la puissance, alors la direction du signal de perturbation est la même que celle du cycle précédent. Au contraire, si le cycle de perturbation produit une diminution de la puissance, alors le sens du signal de perturbation est le contraire du cycle précédent.

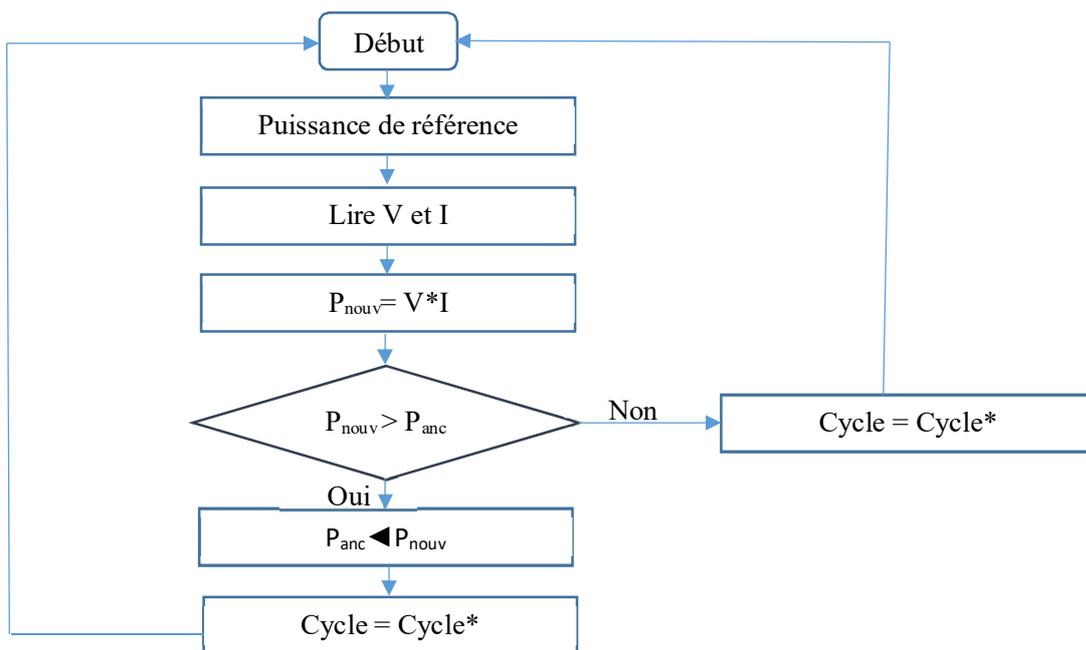


Fig. IV.48 L'algorithme P & O

#### IV. Modèles et Performances en Mode Générateur

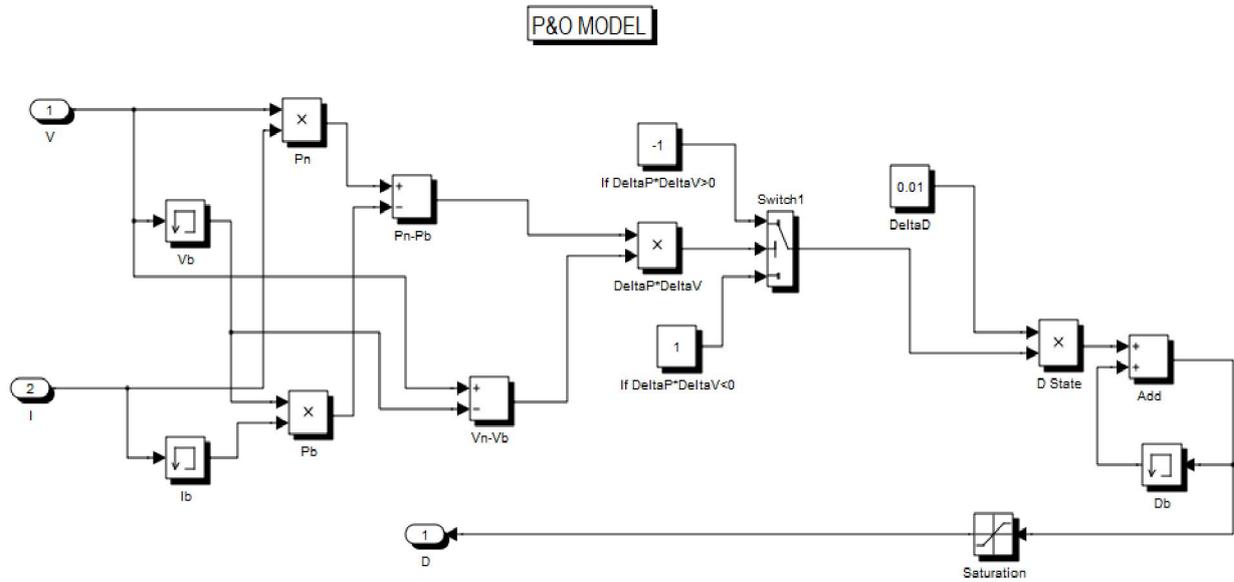


Fig. IV.49 Schéma bloc de l'algorithme appliquée

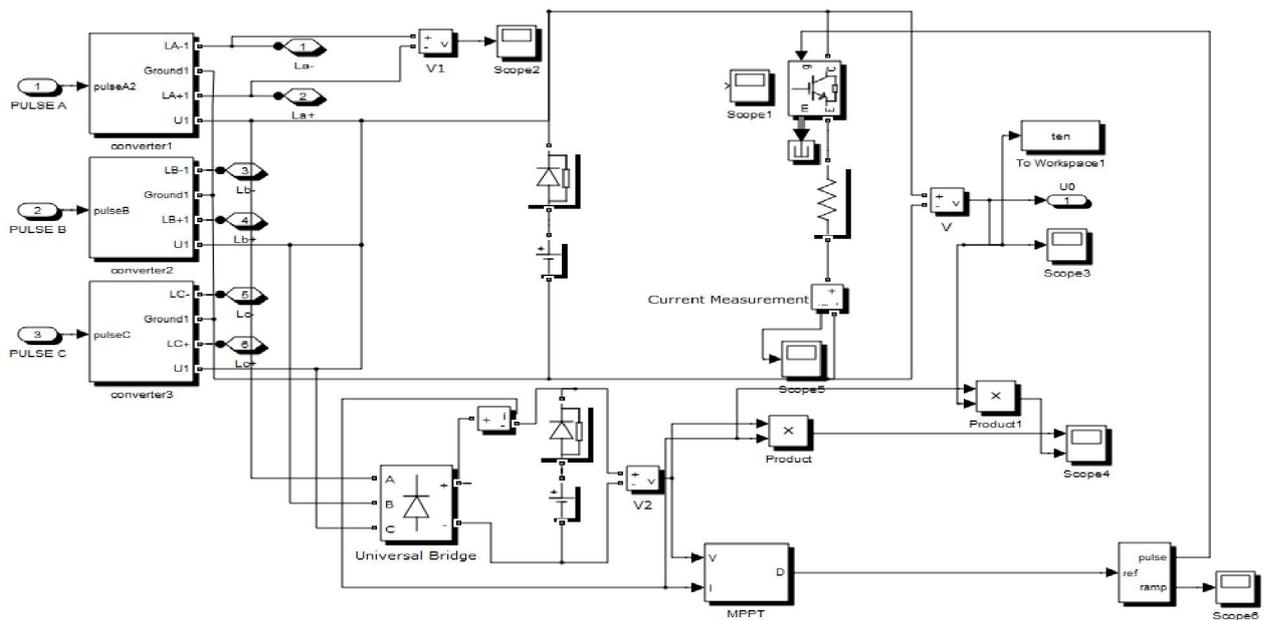


Fig. IV.50 Schéma bloc du MPPT attaché au convertisseur

#### IV. Modèles et Performances en Mode Générateur

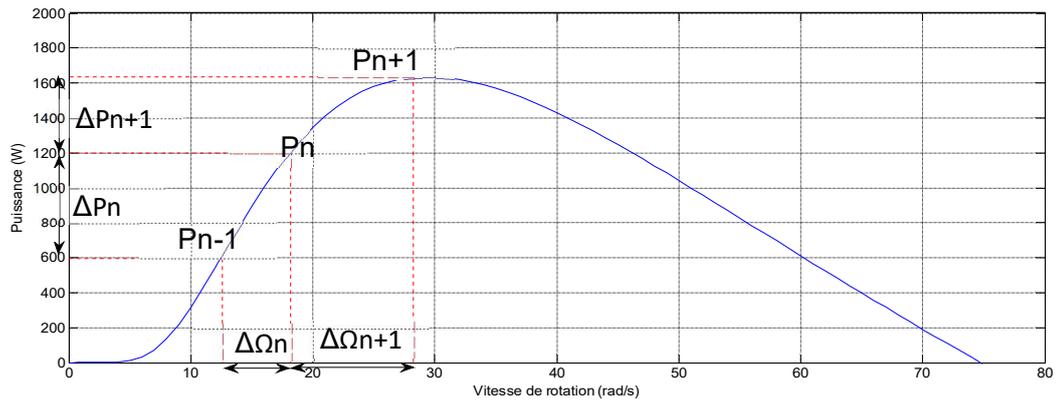


Fig IV..51-a Principe de la MPPT avec ( $\Delta P$  positif)

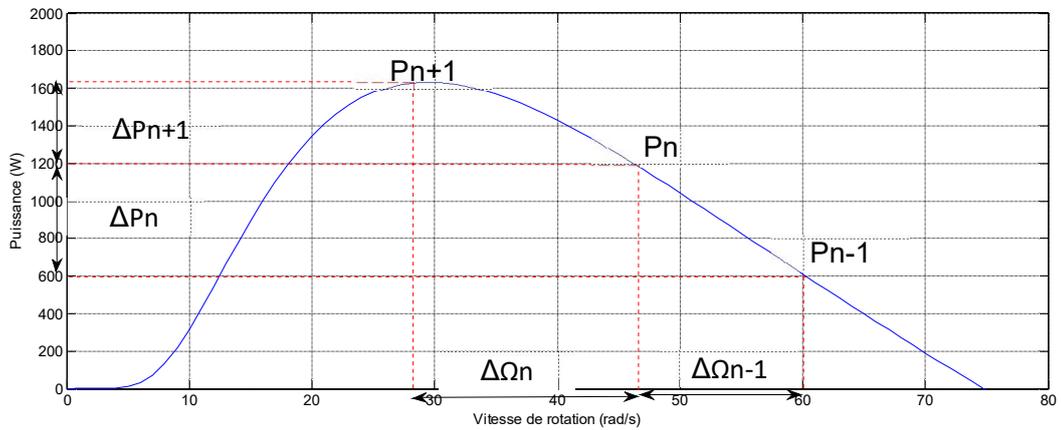


Fig IV..51-b Principe de la MPPT avec ( $\Delta P$  négatif)

### **Conclusion**

Dans ce quatrième et dernier chapitre de la thèse qui traite du mode générateur de la MRVDS associée à une turbine éolienne de faible puissance fonctionnant à faible vitesse de vent, nous avons établi ici aussi tracé et analysé diverses caractéristiques électromagnétiques via un modèle éléments finis sous logiciel FEMM couplé à MATLAB/Simulink. Par ailleurs, nous avons étudié la conversion d'énergie à différents niveaux de la chaîne éolienne et discuté les résultats obtenus avant d'aborder l'aspect optimisation via une technique MPPT.

### Références IV

- [1]. P. Assadi, "*Developpement and Application of advanced switched reluctance generator drive*", thèse de doctorat, 2006, IUST.
- [2]. R. Rouabhi, "*Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée*", thèse de doctorat, 2016, Univ de Batna.
- [3]. M. Si Brahim, "*Etude d'un système de conversion de l'énergie éolienne à base de la machine asynchrone*", thèse de doctorat, 2015, Univ de Tizi ousou.
- [4]. <https://www.planetoscope.com/eolienne/1060-production-mondiale-d-energie-eolienne.html>
- [5]. <http://portail.cder.dz/spip.php?article3764>
- [6]. S. Shoujun, L. Weiguo, "*A Novel Method for Nonlinear Modeling and Dynamic Simulation of a Four-phase Switched Reluctance Generator System Based on MATLAB/SIMULINK*", ICIEA, 2007, Harbin, China.
- [7]. [www.etc4ca.com](http://www.etc4ca.com)
- [8]. S. Alouni, D. Rekiouna, K. Idjdarene, A. M. Tounzi, "*An improved MPPT algorithm for Wind energy conversion system*", PESA, 2011, Hong kong, China.
- [9]. A. Soctedjo, A. Lomi, W. P. Mulayanto, "*Modeling of Wind Energy System With MPPT Control*", ICEEI, 17-19 July 2011, Bandung, Indonesia.
- [10]. A. Lebsir, "*Performances compares de MSAP et à RV associées à une chaine de conversion d'EnR*", thèse de doctorat, 2016, UMC.

## Conclusion générale

Après une mise en veille due à plusieurs facteurs, la machine à réluctance variable (MRV) a connu ces vingt dernières années un essor considérable grâce à ses avantages (simplicité de construction, fiabilité, faible coût, performances élevées) et à de multiples applications, que ce soit en fonctionnement moteur à vitesse élevée ou en mode générateur à vitesse lente et couple élevé, dont nous pouvons citer à titre indicatif : la motorisation de véhicules hybrides, la génération d'électricité à partir de l'éolien ou le stockage inertiel. La MRV commence même à concurrencer certaines machines dites conventionnelles, types asynchrones ou synchrones, dans certaines niches d'applications.

Ce mémoire de thèse de doctorat a pour premier objectif d'établir des plateformes logicielles adaptées à ce type de machine, à partir d'une association efficace de logiciels très utilisés par nos étudiants. C'est ainsi que nous avons pu coupler le logiciel éléments finis *open source* FEMM avec le logiciel MATLAB pour une étude fine et interactive de phénomènes électromagnétiques inhérents à la MRV, ce qui constitue une première originalité de nos travaux.

Le second objectif fut d'établir des modèles efficaces adaptés à l'étude de ce type de machine. C'est ainsi que nous avons pu dimensionner un prototype de MRVDS 6/4 selon une méthode analytico-numérique (approche classique «  $D^2L$  » associée à un schéma de réluctances équivalent déduit de sept lignes équiflux tracées par éléments finis).

Par la suite, nous avons établi des modèles éléments finis (couplage FEMM-MATLAB) pour l'étude de diverses caractéristiques électromagnétiques permettant une meilleure

compréhension de la phénoménologie ainsi que le calcul de grandeurs essentielles pour la suite des simulations telles que les inductances min et max.

C'est ainsi que nous pu effectuer des simulations sous Simulink de la machine associée à son convertisseur et sa commande, en modes moteur (régimes linéaire et saturé) et générateur (seule et associé à une turbine éolienne), et tirer un certains nombre de conclusions.

Nous avons enfin conclu nos travaux par des approches d'optimisation en vue d'améliorer les performances pour les deux modes de fonctionnement.

Les résultats de nos travaux ayant été valorisés par une publication dans une Revue de Renommée établie (indexée *Scopus*) et trois communications dans des Conférences Internationales (éditées *ieeexplore*), ceci pourrait signifier leurs qualité.

Toutefois, nous envisageons diverses perspectives pour les enrichir davantage, à savoir :

- Fonctionnement réversible de la MRV associée à un véhicule électrique hybride
- Filtrage et couplage au réseau du générateur éolien
- Amélioration des performances (optimisation de la structure géométrique, diminution des oscillations de couple, ...)
- Réalisation de maquettes expérimentales, ...

# Annexes

**Annexe II.1****(a)  $m = 1$  :  $\Rightarrow \Omega = w/N_r$  (condition 1 synchronisme)**

%%%

**% MRV1 elem. (nr=2) alim. en courant unidirectionnel  $i = I_c + I_m \cos w t$** **% et tournant a vitesse synchronisme 1 (m=1):  $\omega = w/N_r$** 

Clear all

% NOTATIONS

%teta=angle en degres;t=angle en radians;inductance=L;courant=I;

%flux=F;couple=C;nr=nombre dents rotor ; m=cond.Pmoy non nulle

% DATA

m=1;nr=2;ic=0.5;im=0.5;LM=1;Lm=0.2;L0=(LM+Lm)/2;L1=(LM-

Lm)/2;T=2\*pi;to=pi/(2\*nr);N=361;

% CALCULS

for n=1:1:N

t=(n-1)\*T/(N-1);

teta(n)=t\*180/pi;

L(n)=L0+L1\*cos(nr\*t);l=L(n);

I(n)=ic+im\*cos(nr\*(t-to)/m);i=I(n);

F(n)=l\*i;

C(n)=(i^2/2)\*(-L1\*nr\*sin(nr\*t));

end

title ('ALIM EN COURANT UNIDIRECTIONNEL:m=1');

subplot(4,1,1);plot(teta,L);ylabel('inductance L[H]');xlabel('Teta [degres]');

subplot(4,1,2);plot(teta,I);ylabel('courant I [A]');xlabel('Teta [degres]');

subplot(4,1,3);plot(teta,C);ylabel('couple C[Nm]');xlabel('Teta [degres]');

subplot(4,1,4);plot(I,F);ylabel('flux F[Wb]');xlabel('courant [A]');

**(b)  $m = 2$  :  $\Rightarrow \Omega = 2w/N_r$  (condition 2 synchronisme)**

%%%

%%%

**% MRV2 elem. (nr=2) alim. en courant purement alternatif  $i = I_m \cos w t$** **% et tournant a vitesse synchronisme 2 (m=2):  $\omega = 2w'/N_r$** 

Clear all

%NOTATIONS

%teta=angle en degres;t=angle en radians;inductance=L;courant=I;

%flux=F;couple=C;nr=nombre dents rotor ; m=cond.Pmoy non nulle

%DATA

m=2;nr=2;iM=1;LM=1;Lm=0.2;L0=(LM+Lm)/2;L1=(LM-Lm)/2;T=2\*pi;to=pi/(2\*nr);N=361;

%CALCULS

for n=1:1:N

```
t=(n-1)*T/(N-1);
teta(n)=t*180/pi;
L(n)=L0+L1*cos(nr*t);l=L(n);
I(n)=iM*cos(nr*(t-to)/m);i=I(n);
F(n)=I*i;
C(n)=(i^2/2)*(-L1*nr*sin(nr*t));
end
title ('COURANT ALTERNATIF PUR :m=2');
subplot(4,1,1);plot(teta,L);ylabel('inductance L[H]');xlabel('Teta [degres]');
subplot(4,1,2);plot(teta,I);ylabel('courant I [A]');xlabel('Teta [degres]');
subplot(4,1,3);plot(teta,C);ylabel('couple C[Nm]');xlabel('Teta [degres]');
subplot(4,1,4);plot(I,F);ylabel('flux F[Wb]');xlabel('courant [A]');
```

**Annexe II.2****% Programme Matlab Tracé Inductance Linéaire MRV [Lmrv.m]****% NOTATIONS**

```

ns=6; % nombre dents stator (Ns)
nr=4; % nombre dents rotor (Nr)
q=3; % nombre phases
as=2*pi/ns; % pas dentaire stator (alpha-s)
ar=2*pi/nr; % pas dentaire rotor (alpha-r)
bs=as/2; % angle dent stator (beta-s) cas (A)
br=bs; % angle dent rotor (beta-r)=(beta-r)min
% bs=ar/2;br=ar/2; % cas (B)
% bs=as/2;br=(ar-bs)=brM; % cas (C)
brm=bs; % angle dent rotor (beta-r)min
brM=(ar-bs); % angle dent rotor (beta-r)Max
ts=2*pi*((1/nr)-(1/ns)); % dephasage Li[(q-i-1)*ts]
to=(ar-br-bs); % duree(L)min plat opposition = 2*(teta-x)
tc=(br-bs); % duree(L)Max plat conjonction = 2*(teta-z)
Lm=0.21; % Lmin=0.21 mH [Mouchoux]
LM=2.20; % LMax=2.20 mH [Mouchoux]
t0=0;t1=to/2;t23=ar/2;t2=t23-tc/2;t3=t23+tc/2;t4=t23+(ar-to)/2;T=ar;
%*****

```

**% EQUATIONS INDUCTANCE lineaire L(teta=t) a partir (Lm;LM) et angles (tk)**

```

%*****
% t0<=t<=t1 (plat opposition): L(t)= Lm
% t1<t<=t2 (croissance=positive): L(t)= ap*t + bp avec L(t1)=Lm et L(t2)=LM
% t2<t<=t3 (plat conjonction): L(t)= LM
% t3<t<=t4 (decroissance=negative): L(t)= an*t+bn avec L(t3)=LM et L(t4)=Lm
% t>t4 (until T=ar : retour plat opposition): L(t)= Lm
P=(inv([t1 1;t2 1]))*(Lm;LM);
ap=P(1);bp=P(2);
N=(inv([t3 1;t4 1]))*(LM;Lm);
an=N(1);bn=N(2);
pas=ar/36;k=1;
for t=0:pas:T
    if ((t0<=t) & (t<=t1))
        L(k)=Lm;
    end;
    if ((t1<t) & (t<=t2))
        L(k)=(ap*t+bp);
    end;
    if ((t2<=t) & (t<=t3))
        L(k)=LM;
    end;
    if ((t3<t) & (t<=t4))
        L(k)=(an*t+bn);
    end;
    if (t4<t)
        L(k)=Lm;
    end;
    teta(k)=t*(180/pi);
    k=k+1;

```

```
end
plot(teta,L);xlabel('teta [degres]');ylabel('L [mH]');
title('Inductance lineaire L(teta) MRV 6/4 .
```

**Annexe III.1**

```

%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%% sub-program of UNALIGNED INDUCTANCE (Lu) with fixed MMF Fa=Nt*It %%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%
    %Fa=10000;    % MMF=1691 At of aligned position at Bsmax=1.2 T
F1=0;F2=0;F3=0;F4=0;F5=0;F6=0;F7=0;    % initialisation
eps=0.;    % convergence test
pas=0.001;    % step of stator flux density B
k=1;    % index
%%%%%%%%%% PATH 1
    %%%%%%%%%%%
while (F1-Fa<=eps)
    % Mean lengths & areas of Path 1
le1=(hr+e);le2=(R-e-hr);lry1=pi*(Rsh+le2)/2;lsp1=hs;lsy1=pi*(Do-sy)/2;
CD1=br*(R-e)/2;teta21=CD1/le2;tetarp=2*pi/Nr;teta31=(tetarp/2)-teta21;
Ar1=2*teta31*le2*L;Asp1=bs*R*L/4;Ae1=(Asp1+Ar1)/2;Ary1=ry*L;Asy1=sy*L;
Bs1=pas*k;
% Flux density
fluxs1=Bs1*Asp1;    % stator flux [Wb]
fluxr1=fluxs1;    % rotor flux [Wb]
Bsy1=(fluxs1/2)/Asy1; % stator yoke flux density [T]
Bry1=(fluxr1/2)/Ary1; % rotor yoke flux density [T]
Be1=fluxs1/Ae1;    % air-gap flux density [T]
% Magnetic Field (H) by function SPLINE interpolation B(H) & Permeability
Hsp1=spline(B,H,Bs1); usp1=Bs1/Hsp1;%field and permeability of stator pole
Hsy1=spline(B,H,Bsy1); usy1=Bsy1/Hsy1;%field and permeability of stator yoke
Hry1=spline(B,H,Bry1); ury1=Bry1/Hry1;%field and permeability of rotor yoke
% Reluctances (R)
Re1=le1/(uo*Ae1);    % air-gap reluctance [1/H]
Rsp1=lsp1/(usp1*Asp1); % stator pole reluctance
Rsy1=lsy1/(usy1*Asy1); % stator yoke reluctance
Rry1=lry1/(ury1*Ary1); % rotor yoke reluctance
R1=2*(Re1+Rsp1)+(Rsy1+Rry1)/2; % Aligned Equivalent Reluctance
% At of equivalent magnetic circuit (F1)
F1=R1*fluxs1;
k=k+1;
end
Lu1=(Nt^2)/R1;Bsmin1=Bs1;Fu1=F1;
%%%%%%%%%% PATH2%%%%%%%%%%
k=1;
while (F2-Fa<=eps)
    % Mean lengths & areas of Path 2
teta32=bs/4;x12=R*sin(teta32);y12=R*cos(teta32); % coordinates B
OD2=(R-e-3*hr/4);teta42=CD1/OD2;teta52=(tetarp/2)-teta42;
x22=OD2*sin(teta52);y22=OD2*cos(teta52); % coordinates C
BC2=sqrt((x22-x12)^2+(y22-y12)^2);
le2=BC2*pi/3;lsp2=hs;lrp2=hr/4;lsy2=lsy1;lry2=lry1;
Asp2=(bs/4)*R*L/2;Arp2=hr*L/4;Ae2=(Asp2+Arp2)/2;Ary2=Ary1;Asy2=Asy1;
Bs2=pas*k;
% Flux density
fluxs2=Bs2*Asp2;    % stator flux [Wb]

```

```

fluxr2=fluxs2;    % rotor flux [Wb]
Br2=fluxr2/Arp2;  % rotor flux density [T]
Bsy2=(fluxs2/2)/Asy2; % stator yoke flux density [T]
Bry2=(fluxr2/2)/Ary2; % rotor yoke flux density [T]
Be2=fluxs2/Ae2;   % air-gap flux density [T]
% Magnetic Field (H) by function SPLINE interpolation B(H) & Permeability
Hsp2=spline(B,H,Bs2); usp2=Bs2/Hsp2;%field and permeability of stator pole
Hrp2=spline(B,H,Br2); urp2=Br2/Hrp2;%field and permeability of rotor pole
Hsy2=spline(B,H,Bsy2); usy2=Bsy2/Hsy2;%field and permeability of stator yoke
Hry2=spline(B,H,Bry2); ury2=Bry2/Hry2;%field and permeability of rotor yoke
% Reluctances (R)
Re2=le2/(uo*Ae2);    % air-gap reluctance [1/H]
Rsp2=lsp2/(usp2*Asp2); % stator pole reluctance
Rrp2=lrp2/(urp2*Arp2); % rotor pole reluctance
Rsy2=lsy2/(usy2*Asy2); % stator yoke reluctance
Rry2=lry2/(ury2*Ary2); % rotor yoke reluctance
R2=2*(Re2+Rsp2+Rrp2)+(Rsy2+Rry2); % Aligned Equivalent Reluctance
% At of equivalent magnetic circuit (F2)
F2=R2*fluxs2;
k=k+1;
end
Lu2=2*(Nt^2)/R2;Bsmin2=Bs2;Fu2=F2;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%PATH3%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
k=1;
while (F3-Fa<=eps)
% Mean lengths & areas of Path 3
OD3=(R-e-hr/4);teta13=(27/64)*bs;teta6=CD1/OD3;teta7=(tetarp-teta6);
x13=R*sin(teta13);y13=R*cos(teta13); % coordinates B
x23=OD3*sin(teta7);y23=OD3*cos(teta7); % coordinates C
BC3=sqrt((x23-x13)^2+(y23-y13)^2);
le3=BC3*pi/3;lsp3=hs;lrp3=(3/4)*hr;lry3=lry1;lsy3=lsy1;
Asp3=(3/32)*bs*R*L;Arp3=Arp2;Ae3=(Asp3+Arp3)/2;Ary3=Ary1;Asy3=Asy1;
Bs3=pas*k;
% Flux density
fluxs3=Bs3*Asp3;    % stator flux [Wb]
fluxr3=fluxs3;    % rotor flux [Wb]
Br3=fluxr3/Arp3;   % rotor flux density [T]
Bsy3=(fluxs3/2)/Asy3; % stator yoke flux density [T]
Bry3=(fluxr3/2)/Ary3; % rotor yoke flux density [T]
Be3=fluxs3/Ae3;    % air-gap flux density [T]
% Magnetic Field (H) by function SPLINE interpolation B(H) & Permeability
Hsp3=spline(B,H,Bs3); usp3=Bs3/Hsp3;%field and permeability of stator pole
Hrp3=spline(B,H,Br3); urp3=Br3/Hrp3;%field and permeability of rotor pole
Hsy3=spline(B,H,Bsy3); usy3=Bsy3/Hsy3;%field and permeability of stator yoke
Hry3=spline(B,H,Bry3); ury3=Bry3/Hry3;%field and permeability of rotor yoke
% Reluctances (R)
Re3=le3/(uo*Ae3);    % air-gap reluctance [1/H]
Rsp3=lsp3/(usp3*Asp3); % stator pole reluctance
Rrp3=lrp3/(urp3*Arp3); % rotor pole reluctance
Rsy3=lsy3/(usy3*Asy3); % stator yoke reluctance
Rry3=lry3/(ury3*Ary3); % rotor yoke reluctance

```

```

R3=2*(Re3+Rsp3+Rrp3)+(Rsy3+Rry3); % Aligned Equivalent Reluctance
% At of equivalent magnetic circuit (F3)
F3=R3*fluxs3;
k=k+1;
end
Lu3=2*(Nt^2)/R3;Bsmin3=Bs3;Fu3=F3;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
k=1;
while (F4-Fa<=eps)
% Mean lengths & areas of Path 4
OC4=(R-e-hr/8);teta14=bs/2;teta8=CD1/OC4;teta9=(tetarp/2-teta8);
x34=R*sin(teta14);y34=R*cos(teta14); % coordinates B
x44=OC4*sin(teta9);y44=OC4*cos(teta9); % coordinates C
BC4=sqrt((x34-x44)^2+(y34-y44)^2);
le4=BC4;lsp4=hs;lrp4=(7/8)*hr;lry4=lry1;lry4=lry1;
Asp4=(bs*R*L/32)+(hs*L/16);Arp4=Arp2;Ae4=(Asp4+Arp4)/2;Ary4=Ary1;Asy4=Asy1;
Bs4=pas*k;
% Flux density
fluxs4=Bs4*Asp4; % stator flux [Wb]
fluxr4=fluxs4; % rotor flux [Wb]
Br4=fluxr4/Arp4; % rotor flux density [T]
Bsy4=(fluxs4/2)/Asy4; % stator yoke flux density [T]
Bry4=(fluxr4/2)/Ary4; % rotor yoke flux density [T]
Be4=fluxs4/Ae4; % air-gap flux density [T]
% Magnetic Field (H) by function SPLINE interpolation B(H) & Permeability
Hsp4=spline(B,H,Bs4);usp4=Bs4/Hsp4;%field and permeability of stator pole
Hrp4=spline(B,H,Br4);urp4=Br4/Hrp4;%field and permeability of rotor pole
Hsy4=spline(B,H,Bsy4);usy4=Bsy4/Hsy4;%field and permeability of stator yoke
Hry4=spline(B,H,Bry4);ury4=Bry4/Hry4;%field and permeability of rotor yoke
% Reluctances (R)
Re4=le4/(uo*Ae4); % air-gap reluctance [1/H]
Rsp4=lsp4/(usp4*Asp4); % stator pole reluctance
Rrp4=lrp4/(urp4*Arp4); % rotor pole reluctance
Rsy4=lsy4/(usy4*Asy4); % stator yoke reluctance
Rry4=lry4/(ury4*Ary4); % rotor yoke reluctance
R4=2*(Re4+Rsp4+Rrp4)+(Rsy4+Rry4); % Aligned Equivalent Reluctance
% At of equivalent magnetic circuit (F4)
F4=R4*fluxs4;
k=k+1;
end
Lu4=2*(Nt^2)/R4;Bsmin4=Bs4;Fu4=F4;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
k=1;
while (F5-Fa<=eps)
% Mean lengths & areas of Path 5
x75=0;y75=(R-e-hr); % coordinates D
x55=R*sin(bs/2);y55=R*cos(bs/2)+(5/32)*hs; % coordinates B
OC5=(R-e);AD5=(y55-y75);teta15=atan(x55/AD5);teta25=(tetarp/2)-(7/16)*br;
x65=OC5*sin(teta25);y65=OC5*cos(teta25); % coordinates C
DC=sqrt((x75-x65)^2+(y75-y65)^2);DB=sqrt((x75-x55)^2+(y75-y55)^2);
teta35=atan((y65-y75)/x65);teta45=(pi/2)-teta35-teta15;

```

```

le5=(DB+DC)*teta45/2;lsp5=hs;lrp5=hr;lry5=lry1;lsy5=lsy1;
Asp5=(3/4)*hs*L/4;Arp5=(R-e)*br*L/8;Asy5=Asy1;Ary5=Ary1;Ae5=(Asp5+Arp5)/2;
Bs5=pas*k;
% Flux density
fluxs5=Bs5*Asp5; % stator flux [Wb]
fluxr5=fluxs5; % rotor flux [Wb]
Br5=fluxr5/Arp5; % rotor flux density [T]
Bsy5=(fluxs5/2)/Asy5; % stator yoke flux density [T]
Bry5=(fluxr5/2)/Ary5; % rotor yoke flux density [T]
Be5=fluxs5/Ae5; % air-gap flux density [T]
% Magnetic Field (H) by function SPLINE interpolation B(H) & Permeability
Hsp5=spline(B,H,Bs5); usp5=Bs5/Hsp5;%field and permeability of stator pole
Hrp5=spline(B,H,Br5); urp5=Br5/Hrp5;%field and permeability of rotor pole
Hsy5=spline(B,H,Bsy5); usy5=Bsy5/Hsy5;%field and permeability of stator yoke
Hry5=spline(B,H,Bry5); ury5=Bry5/Hry5;%field and permeability of rotor yoke
% Reluctances (R)
Re5=le5/(uo*Ae5); % air-gap reluctance [1/H]
Rsp5=lsp5/(usp5*Asp5); % stator pole reluctance
Rrp5=lrp5/(urp5*Arp5); % rotor pole reluctance
Rsy5=lsy5/(usy5*Asy5); % stator yoke reluctance
Rry5=lry5/(ury5*Ary5); % rotor yoke reluctance
R5=2*(Re5+Rsp5+Rrp5)+(Rsy5+Rry5); % Aligned Equivalent Reluctance
% At of equivalent magnetic circuit (F5)
F5=R5*fluxs5;
k=k+1;
end
Lu5=2*(Nt^2)/R5;Bsmin5=Bs5;Fu5=F5;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
k=1;Fa6=(3/8)*Fa;
while (F6-Fa6<=eps)
% Mean lengths & areas of Path 6
x16=R*sin(bs/2);y16=R*cos(bs/2)+(3/8)*hs; % coordinates C
OC6=sqrt(x16^2+y16^2);teta16=asin(x16/OC6);teta26=(2*pi/Ns)-2*teta16;
le6=OC6*teta26;lsp6=(5/8)*hs;lsy6=(R+hs+sy/4)*teta26;
Asp6=hs*L/4;Ae6=(Asp6+Asp6)/2;Asy6=Asy1; % ?
Bs6=pas*k;
% Flux density
fluxs6=Bs6*Asp6; % stator flux [Wb]
Be6=fluxs6/Ae6; % air-gap flux density [T]
Bsy6=(fluxs6/2)/Asy6; % stator yoke flux density [T]
% Magnetic Field (H) by function SPLINE interpolation B(H) & Permeability
Hsp6=spline(B,H,Bs6); usp6=Bs6/Hsp6;%field and permeability of stator pole
Hsy6=spline(B,H,Bsy6); usy6=Bsy6/Hsy6;%field and permeability of stator yoke
% Reluctances (R)
Re6=le6/(uo*Ae6); % air-gap reluctance [1/H]
Rsp6=lsp6/(usp6*Asp6); % stator pole reluctance
Rsy6=lsy6/(usy6*Asy6); % stator yoke reluctance
R6=(2*Rsp6+Re6+Rsy6); % Aligned Equivalent Reluctance
% At of equivalent magnetic circuit (F6)
F6=R6*fluxs6;
k=k+1;

```

```

end
N6=(3/8)*Nt;Lu6=4*(N6^2)/R6;Bsmin6=Bs6;Fu6=F6;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
k=1;Fa7=Fa/4;
while (F7-Fa7<=eps)
% Mean lengths & areas of Path 7
lsp7=(hs+sy)/4;le7=(hs/4)*(pi/2);lsy7=(hs/4);
Asp7=(hs/2)*L;Ae7=Asp7;Asy7=Asy1;
Bs7=pas*k;
% Flux density
fluxs7=Bs7*Asp7; % stator flux [Wb]
Bsy7=(fluxs7/2)/Asy7; % stator yoke flux density [T]
Be7=fluxs7/Ae7; % air-gap flux density [T]
% Magnetic Field (H) by function SPLINE interpolation B(H) & Permeability
Hsp7=spline(B,H,Bs7); usp7=Bs7/Hsp7;%field and permeability of stator pole
Hsy7=spline(B,H,Bsy7); usy7=Bsy7/Hsy7;%field and permeability of stator yoke
% Reluctances (R)
Re7=le7/(uo*Ae7); % air-gap reluctance [1/H]
Rsp7=lsp7/(usp7*Asp7); % stator pole reluctance
Rsy7=lsy7/(usy7*Asy7); % stator yoke reluctance
R7=(Re7+Rsp7+Rsy7); % Aligned Equivalent Reluctance
% At of equivalent magnetic circuit (F7)
F7=R7*fluxs7;
k=k+1;
end
Ip=Fa/Nt;Lu7=2*Nt*fluxs7/Ip;Bsmin7=Bs7;Fu7=F7;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
display('Unaligned Inductance [H]: ')
Lu=(Lu1+Lu2+Lu3+Lu4+Lu5+Lu6+Lu7)

```

*Annexe III.2*

```
for deg= 0, 45, 5 do
  mi_analyze(1)
  mi_loadsolution()
  -- Torque by Maxwell weighted stress tensor
  mo_groupselectblock(1)
  f=mo_blockintegral(22)
  print(deg,f)
mo_clearblock()
mo_close()
-- update rotor position
mi_seteditmode("group")
mi_selectgroup(1)
mi_moverotate(0,0,5)

end
```

**Annexe III.3**

```
openfemm;%calling FEMM
create(0);%select a magnetic problem
L=10;%Depth of the problem
mi_probdef(0,'millimeters','planar',1e8,L,30,0);%(problem definition,units..)
main_maximize;%open in a window
mi_addboundprop('boundary',0,0,0,0,0,0,0,0);%creat a new boundary'Dirichlet'
mi_addnode(-100,-100);
mi_addnode(200,-100);
mi_addnode(200,200);
mi_addnode(-100,200);
mi_addsegment(-100,-100,200,100);
mi_addsegment(200,-100,200,200);
mi_addsegment(200,200,-100,200);
mi_addsegment(-100,200,-100,-100);
z=mi_selectsegment(0,-100);
mi_setsegmentprop('boundary',1,1,1,1);
z=mi_selectsegment(200,0);
mi_setsegmentprop('boundary',1,1,1,1);
z=mi_selectsegment(0,200);
mi_setsegmentprop('boundary',1,1,1,1);
z=mi_selectsegment(-100,0);
mi_setsegmentprop('boundary',1,1,1,1)
%exterior core
mi_addnode(0,0);
mi_addnode(100,0);
mi_addnode(0,100);
mi_addnode(100,100);
mi_addnode(100,49.5);
mi_addnode(100,50.5);
mi_addsegment(0,0,100,0);
mi_addsegment(0,0,0,100);
mi_addsegment(100,0,100,49.5);
mi_addsegment(100,100,0,100);
mi_addsegment(100,50.5,100,100);
%interior core
mi_addnode(10,10);
mi_addnode(90,10);
mi_addnode(90,49.5);
mi_addnode(90,50.5);
mi_addnode(90,90);
mi_addnode(10,90);
mi_addsegment(10,10,90,10);
mi_addsegment(90,10,90,49.5);
mi_addsegment(90,50.5,90,90);
mi_addsegment(90,90,10,90);
mi_addsegment(10,90,10,10);
mi_addsegment(90,49.5,100,49.5);
mi_addsegment(90,50.5,100,50.5)
%coils
mi_drawrectangle(10,20,20,80);
```

```
mi_drawrectangle(-10,20,0,80);
i=10; %excitation
mi_addcircprop('current',i,1);
%materials
mi_getmaterial('Copper');
mi_getmaterial('Air');
mi_getmaterial('US Steel Type 2-S 0.018 inch thickness');
mi_addblocklabel(15,50);
mi_selectlabel(15,50);
mi_setblockprop('Copper',1,30,'current',0,1,24/2);
mi_clearselected;
mi_addblocklabel(-5,50);
mi_selectlabel(5,50);
mi_setblockprop('Copper',1,30,'current',0,1,-24/2);
mi_clearselected;
mi_addblocklabel(50,50);
mi_selectlabel(50,50);
mi_setblockprop('Air',1,30,0,0,1,0);
mi_clearselected;
mi_addblocklabel(50,5);
mi_selectlabel(50,5);
mi_setblockprop('US Steel Type 2-S 0.018 inch thickness',1,30,0,0,1,0);
mi_clearselected;
%view and analyze
mi_zoomnatural();
mi_saveas('c:\femm42\sample.fem');
mi_analyze(0);%analze
mi_loadsolution();%get results
%end
```

**Annexe III.4**

```
% pie.m
% block named "modulo pi/2"
function s=f(e); % s is the output and e the input variable
s=rem(e,pi/2); % rem is a Matlab function computing the module operation
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% angle.m
% block named "compatibility of angles"
% this function does the interface between the blocks with angles in radians and
% those in degrees
function y=f(e);
a=(pi/180)*45;
b=(pi/180)*90;
%
if ((e >= 0) & (e <= a))
y=((e*(180/pi))-45);
end;
if ((e > a) & (e <=b))
y=(45-(e*(180/pi)));
end;

% switch.m
% program used for the hysteresis current control
%
% this program allows to chose the commutation instants of the semiconductors
%
function Va=f(TE); % Va is the output current, TE is the line input
% vector
E=TE'; % E now is the input column vector
e=E(1); % input current for an hysteresis current control
teta=E(2); % variable angle modulo pi/2
% the following global command allows to generalize the respective variables to
% other Matlab files;
% variables TETAON and TETAOFF were already defined as global in the
% initialization file int.m;
%
global TETAS TETAX TETAY TETAXY TETAON TETAOFF TETAQ V AUP BUP ADOWN
BDOWN DL LMIN LMAX
if ((0 <= teta) & (teta <= TETAOFF))
Va=e;
end;
if ((TETAOFF<teta) & (teta<=TETAQ))
Va=-V;
end;
if (teta>TETAQ)
Va=0;
end;
```

```
% torque.m
% torque program (linear model)
% this program computes the output torque produced in one phase
% teta and current are the input variables
function T=f(TE); % T is the output torque
% TE is the input line vector
E=TE'; % E is the input column vector
i=E(1); % current %
teta=E(2); % rotor position %
global TETAS TETAX TETAY TETAXY TETAON TETAOFF TETAQ V AUP BUP ADOWN
    BDOWN DL LMIN LMAX
if ((0 <= teta) & (teta <= TETAX))
T=[0,0]; % torque is null since the inductance value, in this
% interval, is constant
end;
if ((TETAX < teta) & (teta <= TETAY))
T=[0.5*(DL)*(i*i),DL]; % torque signal obtained from equation (1.7)
end;
if ((TETAY < teta) & (teta <= TETAXY))
T=[-0.5*(DL)*(i*i),-DL];
end;
if (teta >TETAXY)
T=[0,0];
end;
```

```
% inductance.m
% inductance program (linear model)
% this program gives the output current. The input variables are: flux and teta
function U=f(TE); % U is the output current variable
% TE is the input line vector
E=TE'; % E is the input column vector
flux=E(1); % input flux
teta=E(2); % input angle modulo pi/2
global TETAS TETAX TETAY TETAXY TETAON TETAOFF TETAQ V AUP BUP ADOWN
    BDOWN DL LMIN LMAX
% if the teta value is situated between 0 and TETAX then the output is computed
% as flux/Lmin since during this interval the inductance is constant
if ((0 <= teta) & (teta <= TETAX))
U=[flux/LMIN,LMIN];
end;
% using the values computed in the initialization file int.m, we obtain for this
% interval the value of the current knowing the inductance equation
if ((TETAX < teta) & (teta <= TETAY))
U=[flux/((AUP*teta)+BUP),((AUP*teta)+BUP)];
end;
if ((TETAY < teta) & (teta <= TETAXY))
U=[flux/((ADOWN*teta)+BDOWN),((ADOWN*teta)+BDOWN)];
end;
if (teta >TETAXY)
U=[flux/LMIN,LMIN];
```

end;

```
% init.m
% initialization program
% this program allows to change certain parameter values without any change in
% the other Matlab functions
global TETAS TETAX TETAY TETAXY TETAON TETAOFF TETAQ V AUP BUP ADOWN
    BDOWN DL A B LMIN LMAX
NS=6 % number of stator poles
NR=4 % number of rotor poles
P=3; % number of phases
BETAS=30*(pi/180); % angle of the rotor pole
BETAR=30*(pi/180); % angle of the stator pole
TETAS=(2*pi)*((1/NR)-(1/NS))
TETAX=(pi/NR)-((BETAR+BETAS)/2)
TETAY=(pi/NR)-((BETAR-BETAS)/2)
TETAZ=(BETAR-BETAS)/2
TETAXY=(TETAY+TETAZ+TETAS)
TETAON=20*(pi/180) % turn-on commutation angle
TETAOFF=30*(pi/180) % turn-off commutation angle
TETAQ=60*(pi/180) % angle corresponding to null the phase flux
TETAON=20.1*(pi/180) % initial rotor position angle
V=150 % voltage
R=1.30; % phase resistance
J=0.0013; % inertial value
F=0.0183; % friction coefficient
I=8; % reference current
DELTAI=0.2; % hysteresis band
DELTAVMIN=0;
DELTAVMAX=150;
LMIN=8e-3; % minimum inductance
LMAX=60e-3; % maximum inductance
% program below computes from the giving minimum and maximum inductance
% values, the equations of the linear inductance profile for the increasing
% and decreasing part
G=(inv([TETAX 1;TETAY 1]))*([LMIN;LMAX]);
AUP=G(1); % used by the program l.m
BUP=G(2); % used by the program l.m
H=(inv([(TETAY+TETAZ) 1;TETAXY 1]))*([LMAX;LMIN]);
ADOWN=H(1); % used by the program l.m
BDOWN=H(2); % used by the program l.m
DL=AUP; % used by the program t.m
% increasing phase inductance: AUP*teta+BUP
% decreasing phase inductance: ADOWN*teta +BDOWN.
```

*Annexe III.5*

```
clear all
clc
close all
init
options.MaxIter=10;
options.minPosition=[20 30];
options.maxPosition=[25 35];
options.ProblemSize=length(options.minPosition);
options.PopulationSize=10;
options.w=0.3593;
options.c1=0.7238;
options.c2=2.0289;

options.FonctionObjectif=@OPTIM_MR V64TORQUERIPPLE;
[Pg_best,fbest,Pg_best1,fbest1]=PSO_version2(options);
Xbest=Pg_best
Tripple=-fbest
```

*Annexes IV.1*

function k=L(y)

$k=0.136-0.0045*y+0.005*y^2-0.0022*y^3+0.00035*y^4;$

function k=cp(y)

$k=((0.44)-(0.167*2))*\sin((\pi*(y-3))/(15-(0.3*2)))-0.00184*(y-3)^*(2);$

function k=vtur(y)

$k=8+0.2*\sin(14.7*y)+2*\sin(26.65*y)+\sin(129.3*y)+0.2*\sin(366.45*y);$

**Résumé**  
**Abstract**  
ملخص

**Thèse :** « *Dimensionnement, Modélisation et Optimisation de Machines à Réluctance Variable : Applications en Moteur/Générateur* »

**Etudiant :** Benamimour Tariq

**Encadreur:** Pr.Bentounsi Ammar

**Résumé :**

Dans ce mémoire de thèse de doctorat, nous avons dimensionné et modélisé un prototype de Machine à Reluctance Variable à Double Saillance (MRVDS 6/4), à l'aide d'une approche analytico-numérique utilisant une programmation sous MATLAB. Les caractéristiques électromagnétiques et les performances du prototype ont été étudiées de manière interactive grâce au logiciel éléments finis FEMM couplé à MATLAB. Les simulations de la machine en régime dynamique, en modes **moteur** (cas linéaire et saturé avec prise en compte de l'optimisation des angles de commande du convertisseur associé) et **générateur** (cas d'une petite éolienne), ont été réalisées et analysées sous environnement MATLAB/Simulink.

**Mots clés :** Machine à Reluctance Variable, Méthode des Eléments Finis, moteur, générateur, caractéristiques magnétiques, éolienne à attaque directe, couplage FEMM-MATLAB.

**Thesis:** *«Design, Modelling and Optimization of Switched Reluctance Machines:  
Applications in Motor / Generator»*

**Student:** Benamimour Tariq

**Supervised by:** Pr.Bentounsi Ammar

**Abstract:**

In this thesis, we have designed and modeled a prototype of a Double Salient Switched Reluctance Machine (DSSRM 6/4), using an analytic-numerical approach under MATLAB programming language. The electromagnetic characteristics and the performances of the prototype had studied interactively using the finite element software FEMM coupled with MATLAB software. The simulations of the machine in dynamic mode, in **motor** modes (linear and saturated case taking into account the optimization of the control angles of the associated converter) and in **generator** mode (in the case of a small wind turbine), had been built and analyzed under MATLAB / Simulink environment.

**Keywords:** Switched Reluctance Machine, Finite Element Analysis, motor, generator, magnetic characteristics, direct attack wind turbine, coupling MATLAB to FEMM.

الأطروحة: « نمذجة ، محاكاة و تحسين الماكينات ذات الممانعة المتغيرة :  
في تطبيقاتها كمحرك / مولد »

الطالب: بن عميمور طارق

المؤطر: أ. بن تونسسي عمار

ملخص:

في هذه الأطروحة قمنا بتصميم و تمثيل نموذج من ماكينة ذات ممانعة متغيرة ذات نتوءات مضاعفة ( نوع 4/6)، اعتمادا على طريقة تحليل رقمية مستعملين برنامج كتب بلغة MATLAB ، كفاءاته المغناطيسية و مختلف خصائصه قد درست بطريقة تفاعلية باستعمال برنامج FEMM هذا الأخير الذي يعتمد على طريقة العناصر المنتهية، مقترنا مع برنامج MATLAB . محاكاة الماكينة في النمط الديناميكي بأوضاع المحرك (الحالة الخطية و المشبعة مع مراعاة تحسين أدائها مستغلين زوايا التحكم في المحول المرفق) ؛ ثم مولد ( حالة مروحة هوائية صغيرة) ، قد أنجزت و حلت باستعمال برنامج MATLAB/Simulink.

كلمات مفتاحية : ماكينة ذات ممانعة متغيرة، طريقة العناصر المنتهية، محرك، مولد، الحقل المغناطيسي، المزدوجة، الربط المباشر مع مروحة هوائية، ربط MATLAB مع FEMM .

# Résumé

# Abstract

# ملخص

**Thèse :** « Dimensionnement, Modélisation et Optimisation de Machines à Réductance Variable : Applications en Moteur/Générateur »

**Etudiant :** Benamimour Tariq

**Rapporteur:** Pr.Bentounsi Ammar

## Résumé :

Dans ce mémoire de thèse de doctorat, nous avons dimensionné et modélisé un prototype de Machine à Reluctance Variable à Double Saillance (MRVDS 6/4), à l'aide d'une approche analytico-numérique utilisant une programmation sous MATLAB. Les caractéristiques électromagnétiques et les performances du prototype ont été étudiées de manière interactive grâce au logiciel éléments finis FEMM couplé à MATLAB. Les simulations de la machine en régime dynamique, en modes **moteur** (cas linéaire et saturé avec prise en compte de l'optimisation des angles de commande du convertisseur associé) et **générateur** (cas d'une petite éolienne), ont été réalisées et analysées sous environnement MATLAB/Simulink.

**Mots clés :** Machine à Reluctance Variable, Méthode des Eléments Finis, moteur, générateur, caractéristiques magnétiques, éolienne à attaque directe, couplage FEMM-MATLAB.

**Thesis :** « Design, Modelling and Optimization of Switched Reluctance Machines : Applications in Motor / Generator »

**Student:** Benamimour Tariq

**Supervised by:** Pr.Bentounsi Ammar

## Abstract:

In this thesis, we have designed and modeled a prototype of a Double Salient Switched Reluctance Machine (DSSRM 6/4), using an analytic-numerical approach under MATLAB programming language. The electromagnetic characteristics and the performances of the prototype had studied interactively using the finite element software FEMM coupled with MATLAB software. The simulations of the machine in dynamic mode, in **motor** modes (linear and saturated case taking into account the optimization of the control angles of the associated converter) and in **generator** mode (in the case of a small wind turbine), had been built and analyzed under MATLAB / Simulink environment.

**Keywords:** Switched Reluctance Machine, Finite Element Analysis, motor, generator, magnetic characteristics, direct attack wind turbine, coupling MATLAB to FEMM.

**الأطروحة: « نمذجة ، محاكاة و تحسين الماكينات ذات الممانعة المتغيرة :  
في تطبيقاتها كمحرك / مولد »**

**المؤطر:** أ. بن تونسي عمار

**الطالب:** بن عميمور طارق

## ملخص:

في هذه الأطروحة قمنا بتصميم و تمثيل نموذج من ماكينة ذات ممانعة متغيرة ذات تنوعات مضاعفة ( نوع 4/6)، اعتمادا على طريقة تحليل رقمية مستعملين برنامج كنب بلغة MATLAB ، كفاءاته المغناطيسية و مختلف خصائصه قد درست بطريقة تفاعلية باستعمال برنامج FEMM هذا الأخير الذي يعتمد على طريقة العناصر المنتهية، مقترنا مع برنامج MATLAB . محاكاة الماكينة في النمط الديناميكي بأوضاع المحرك (الحالة الخطية و المشبعة مع مراعاة تحسين أدائها مستغلين زوايا التحكم في المحول المرفق) ؛ ثم مولد ( حالة مروحة هوائية صغيرة) ، قد أنجزت و حلت باستعمال برنامج MATLAB/Simulink.

**كلمات مفتاحية :** ماكينة ذات ممانعة متغيرة، طريقة العناصر المنتهية، محرك، مولد، الحقل المغناطيسي، المزدوجة، الربط المباشر مع مروحة هوائية، ربط MATLAB مع FEMM .