

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

Université MENTOURI de CONSTANTINE

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Département d'Electrotechnique

N° d'ordre :

Série :

Thèse

*Présentée en vue de l'obtention du diplôme de doctorat
en Sciences en Electrotechnique*

Option : Machines électriques.

Par

Rebbah Redjem

Modélisation et Optimisation d'une Structure
de Machine à Réductance Variable Dédée aux Energies
Renouvelables

Soutenu le : 08/ 07/ 2010

Devant le jury:

<i>Président :</i>	BOUZID Aissa	Prof. à l'Université de Constantine
<i>Rapporteur :</i>	BENTOUNSI Amar	M.C.A à l'Université de Constantine
<i>Co- Rapporteur :</i>	BENALLA Hocine	Prof. à l'Université de Constantine
<i>Examineurs :</i>	CHABANE Mabrouk	Prof. à l'Université de Batna
	LEBAROUD Abdessalem	M.C.A à l'Université de Skikda
	CHENNI Rachid	M.C.A à l'Université de Constantine

Remerciements

Je tiens à exprimer ma plus vive reconnaissance à tous ceux qui ont contribué à l'aboutissement de ce travail, plus particulièrement à Messieurs Amar BENTOUNSI et Hocine BENALLA, encadreur et co-encadreur, ainsi qu'aux enseignants et membres du Laboratoire d'Electrotechnique de Constantine.

Chapitre I

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

I.1 État de l'Art	2
I.1.1 Historique et configuration des MRV.....	2
I.1.2 État de la recherche	4
I.2 Différentes topologies des MRV.....	7
I.2.1 MRV pures.....	8
I.2.2 MRV vernier.....	10
I.2.3 MRV hybrides.....	10
I.3 Principe de fonctionnement de la MRV élémentaire.....	11
I.3.1 Principe de fonctionnement.....	11
I.4 Performances comparées (MRV-MS-MAS-MSAP).....	14
I.5 Choix d'une structure d'étude.....	17
I.6 Conclusion.....	18

Chapitre II

ETUDE THÉORIQUE & PRÉ-DIMENSIONNEMENT

D'UN PROTOTYPE DE MRVDS 6/4

II. Etude théorique & pré-dimensionnement prototype MRVDS 6/4..22

II.1 Equations électriques – Schéma équivalent.....22

II.2 Energie/Co-énergie – Inductances – Couple

 II.2.1 Conditions d'existence de puissance.....25

 II.2.2 Diagramme de FRESNEL.....27

II.3	Convertisseurs et stratégies de commande.....	29
II.3.1	Types de commande (tension ; courant).....	29
II.3.2	Etude du convertisseur statique.....	29
II.3.3	Commande en courant.....	31
II.3.4	Commande en tension.....	32
II.4	Modélisation et simulation de la MRV DS.....	34
II.4.1	Modélisation de la machine.....	34
II.4.2	Simulations sous MATLAB/Simulink.....	37
II.4.2.1	Schémas bloc de simulation.....	37
II.4.2.1	Résultats des simulations	40
II.4.2.3	Interprétations des résultats.....	41
II.5	Pré-dimensionnement (géométrie).....	42
II.5.1	Dimensionnement global	42
II.5.2	Dimensionnement de l'enveloppe.....	42
II.5.3	Choix des dentures stator et rotor.....	43
II.5.4	Nombre de pôles.....	47
II.5.5	Epaisseur d'entrefer.....	48
II.5.6	Choix des matériaux.....	49
II.5.7	Résultat du pré-dimensionnement.....	49
II.6	Conclusion.....	50

Chapitre III

MODÈLES & LOGICIELS DE SIMULATIONS

III.1	Modèle numérique par éléments finis.....	52
III.2	Calcul électromagnétique.....	52
III.2.1	Modèle bidimensionnel	52
III.2.2	Les équations.....	53
III.2.3	Prise en compte des effets électriques extérieurs.....	54
III.2.4	Méthode des éléments finis.....	54
III.1.5	Fonctionnalités des logiciels MEF (FLUX2D).....	55

III.3 Mise en œuvre et exploitation des résultats.....	56
III.3.1. Paramètres dimensionnels et physiques MRV 6/4.....	56
III.3.2 Exploitation des résultats.....	59
III.4 Modèle analytique par schéma de perméances équivalent.....	61
III.4.1 Synoptique générale.....	60
III.4.2 Calcul analytique des lignes équiflux.....	61
III.4.3 Détermination des inductances extrêmes.....	63
III.4.3.1 Calcul de l'inductance maximale « de Conjonction ».....	63
III.4.3.2 Calcul de l'inductance minimale « d'opposition».....	65
III.4.3.3 Dimensionnement du bobinage.....	67
III.4.3.4 Calcul du couple moyen.....	69
III.5 Exploitation & comparaison des résultats.....	71
III.6 Simulations en régime dynamique.....	72
III.5 Conclusion.....	77

Chapitre IV

OPTIMISATION DES PERFORMANCES

IV.1 Influence des paramètres géométriques.....	79
IV.1.1 Influence de l'épaisseur d'entrefer 'e'.....	79
IV.1.2 Influence de l'inclinaison des flancs dentaires rotoriques α_r	81
IV.1.3 Influence du décalage des dents rotoriques.....	84
IV.1.4 Influence des RPE et SPE.....	85
IV.1.5 L'influence des SPE sur les caractéristiques.....	87
IV.2 Optimisation de la commande d'une GRV 6/4.....	89
IV.2.1 Principe de fonctionnement en générateur.....	89
IV.2.2 Commande en vitesse.....	93
IV.2.3 Résultats des simulations.....	95
IV.2.3.1 Allures des courants.....	95
IV.2.3.2 Cycles énergétiques.....	96
IV.2.4 Optimisation des cycles énergétiques.....	93

IV.2.4.1 Méthode d'optimisation « méthode directe ».....	93
IV.3 Conclusion.....	99

Chapitre V

APPLICATION DES GRV AU DOMAINE EOLIEN

V.1. Introduction aux EnR.....	102
V.2 Carte des vents en Algérie.....	102
V.3 L'énergie éolienne.....	104
V.4 Chaînes classiques de conversion de l'énergie éolienne.....	104
V.5.1 Systèmes utilisant la machine asynchrone.....	106
V.5.2 Systèmes utilisant la machine synchrone.....	108
V.5 Simulation d'un système éolien utilisant une GRV	110
V.5.1 Modélisation de la chaine de conversion d'énergie éolienne.....	110
V.5.2 Simulation sous Matlab/Simulink.....	110
V.5.2 Analyse des résultats.....	111
V.6 Conclusions et Perspectives.....	114
 Conclusion Générale.....	 117

Références bibliographiques

Annexes

Introduction Générale

Le concept de développement durable né des multiples crises énergétiques mondiales, sous-tendues par des problèmes de pollution, a contribué à l'essor d'énergies de substitution, dites énergies renouvelables ou EnR, qui ne représentaient alors qu'environ 2 % 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. La chaîne de conversion de l'énergie du vent en énergie électrique a connu plusieurs évolutions technologiques. Différentes architectures de générateurs asynchrones ou synchrones, associés à plusieurs variantes de convertisseurs, ont ainsi été proposées [1].

La vitesse de rotation d'une turbine éolienne étant très faible devant celle des génératrices classiques, un multiplicateur de vitesse est rendu nécessaire. Dans la perspective d'éliminer ce dernier, les recherches se sont orientées vers la conception de nouvelles structures de générateurs dits à attaque directe. Les machines synchrones et surtout asynchrones dominent encore le marché des applications éoliennes ; toutefois, la génératrice à réluctance variable ou GRV est considérée comme une alternative sérieuse aux génératrices traditionnelles grâce à ses multiples atouts (robustesse, simplicité de construction, faible coût, couple massique élevé, ...) [2].

En effet, concevoir des génératrices robustes qui ne contiennent ni aimant ni bobinage rotorique pourrait aussi résoudre les problèmes liés aux températures élevées engendrées dans les tours solaires par exemple « Chap. V ». L'absence de pertes dues au bobinage rotorique éviterait le problème rencontré dans les moteurs asynchrones, au niveau du refroidissement du rotor.

Parmi les génératrices étudiées, plus particulièrement pour l'entraînement direct, figurent les machines à réluctance variable pures ou excitées. Leur potentiel de faible coût et de robustesse nous conduit à explorer cette alternative.

Ces avantages sont essentiellement dus à :

- structure simple et robuste pour un faible coût de fabrication ;
- possibilité de fonctionnement à puissance quasi constante sur une large plage de vitesse ;
- pertes essentiellement concentrées au stator donc refroidissement aisé ;

- convertisseur associé à grande sûreté de fonctionnement ; en effet, la configuration de la plus part des convertisseurs de la GRV sont simples (principe de fonctionnement qui s'appuie sur des courants unipolaires), ce qui l'immunise des défauts courants, à la différence des convertisseurs de la MADA et des moteurs brushless.

Il existe cependant quelques inconvénients, tels que :

- un couple instantané pulsatoire d'où un bruit acoustique important;
- en raison de la nature inductive de la machine à réluctance variable (MRV), son facteur de puissance est inférieur à celui des moteurs à induction ou brushless, ce qui nécessite un plus grand dimensionnement de son convertisseur (Fig. I.17).

Pour diverses raisons, notre présente étude s'est focalisée sur les machines à réluctance variable à double saillance, à 6 pôles statoriques et 4 pôles rotoriques (MRVDS 6/4), en fonctionnement *générateur*. Etudier cette configuration de base reviendrait à analyser les performances globales des machines à réluctance variable à plus grand nombre de pôles, ayant les mêmes principes de fonctionnement. Après avoir étudié l'effet de divers paramètres géométriques sur les performances de la machine, l'ensemble convertisseur-générateur est ensuite analysé en vue d'une optimisation de sa commande.

Dans cette perspective, notre mémoire s'articule autour des chapitres suivants :

- Le premier chapitre présente les objectifs visés par la thèse, moyennant un état de l'art de la recherche dans le domaine traité. Il traitera du principe de fonctionnement de la MRV élémentaire (structure monophasée d'un électro-aimant), suivi d'une étude comparative des performances des différentes machines existantes (MRV/MS/MAS/MSAP) et des possibles applications, ce qui conditionnera le choix d'une structure d'étude.
- Le deuxième chapitre traite les aspects théoriques de fonctionnement et de pré-dimensionnement d'une MRVDS 6/4 ; après un exposé des équations électriques permettant d'établir un schéma monophasé équivalent, nous avons analysé l'évolution des caractéristiques de l'énergie et co-énergie, des inductances et de couple avec la position des dentures et l'excitation (régimes linéaire et saturé). Nous avons conclu ce chapitre par un exposé des différentes topologies de convertisseurs et des stratégies de commande associées (tension, courant, single pulse, PWM) ainsi qu'une procédure de pré-dimensionnement de la géométrie.

- Le troisième chapitre comporte 3 volets : *(i)* la modélisation numérique par éléments finis, en utilisant des logiciels tels que Flux2D ou Ansoft « MAXWELL » ; *(ii)* la modélisation analytique par la méthode des réseaux de perméances sous Matlab ; *(iii)* la simulation en régime dynamique linéaire et non linéaire sous Simulink et Flux2D.
- Le quatrième chapitre met en œuvre la procédure d'optimisation des performances de la GRV étudiée. En premier lieu, on analysera l'influence des différents paramètres sur les performances générales de la machine puis on proposera une optimisation de la géométrie. En second lieu, on procèdera à l'optimisation de la commande du convertisseur en demi-pont en H associé à la GRV débitant sur un circuit RC, via les angles de commutations des phases génératrices. L'originalité de la procédure utilisée à ce niveau consiste à approcher les caractéristiques (flux/courants) pour une vitesse donnée à la courbe référence qui correspond à la vitesse nominale idéalisée et qui permet de maximiser la conversion d'énergie. Les résultats des simulations réalisées sont analysés ; le rapport direct entre les pertes et le courant de phase dans la GRV a permis de déterminer le rendement maximal.
- Le cinquième chapitre porte sur l'application et l'emploi des GRV dans le domaine des énergies renouvelables ; après un état de l'art des éoliennes et des génératrices lentes associées, nous présentons les possibilités des GRV et les perspectives offertes par le « Projet DESERTEC »

Chapitre I

ÉTAT DE L'ART

I.1 État de l'Art

I.1.1 Historique et configurations des MRV [3]

Pendant longtemps et pour des raisons souvent inexplicables, le principe de la réluctance variable est « mis en veilleuse ». Il fut surclassé par les machines synchrones permettant la réalisation des plus grands générateurs, par les machines asynchrones (seuls moteurs pouvant se mettre en marche sans dispositif auxiliaire et fonctionner sur le réseau alternatif) et par les machines à courant continu à collecteur.

Ces dernières permettant notamment la variation de vitesse la plus aisée et la mieux contrôlable. Si le moteur à réluctance variable, par principe fortement inductif, se trouvait considérablement handicapé par la commutation mécanique de ses courants, celle-ci constituant un facteur évident de limitation de la puissance, il n'a cependant jamais complètement disparu. A cette époque déjà, son intérêt résidait dans ses qualités de simplicité et de robustesse.

Ainsi, il a actionné des systèmes d'horlogerie, (horloge Froment, 1854), des jouets (petits moteurs Froment monophasés) vers 1900-1910, des dispositifs de transmission électrique (1920, synchromachines dans les bateaux de guerre), des rasoirs (Remington) ou encore, des tourne-disques 78 tr/mn (moteurs à rotor extérieur construits par les Etablissements Ragonot).

Ces moteurs étaient soit de type pas à pas, soit autopilotés mécaniquement, soit synchrones selon les contraintes de fonctionnement et le principe d'alimentation retenu. Le principe de réluctance variable a été également choisi pour la génération de courants hautes fréquences (de quelques kHz à 20 kHz) dans l'alimentation de fours à induction et dans l'émission des ondes radio. On bénéficiait, dans ce dernier cas, d'une part, de la facilité d'obtenir un grand nombre de pôles grâce à un rotor denté passif et, d'autre part, de l'absence de collecteur. Les premiers alternateurs "à fer tournant" apparurent dans les années 1888 ; une structure remarquable, de type homopolaire, fut conçue et commercialisée à cette époque par la société OERLIKON, sa puissance était de 70 chevaux. Au XXe siècle, d'autres alternateurs à réluctance variable, homopolaires, ou hétéropolaires (structures de Lorentz-Schmitt et Guy) furent réalisés et utilisés.

Les premiers moteurs pas à pas furent employés, naturellement, dans les systèmes d'horlogerie (années 1850), mais c'est seulement dans les années 1910 qu'ils furent appliqués à des entraînements différents. Une invention originale de l'ingénieur écossais C.L. WALKER

fit l'objet d'un dépôt de brevet au Royaume-Uni en 1919. La structure proposée défini les premières structures à double saillance, telles que nous les connaissons aujourd'hui, soient apparues dans les années 1920.

Un article de 1927 sur les applications de l'électricité dans les bateaux de guerre décrit un moteur de type 6/4 pareil à ceux que nous étudions actuellement. En ce qui concerne la théorie qui, dans ce domaine, a souvent suivi les premières applications, un article de 1927 décrit le principe physique de la génération d'efforts dans les machines à réluctance variable. Dans les années 1930, les "moteurs synchrones à pôles saillants non excités" (synchrones à réluctance variable) ont commencé à être étudiés. On avait besoin, pour certaines applications, d'une vitesse précise et constante mais aussi d'un démarrage autonome. Ainsi, le moteur synchrone (à champ tournant) à pôles saillants mais dépourvu d'excitation, à condition qu'il soit muni d'une cage d'écureuil de démarrage, pouvait satisfaire à ces exigences. Ces moteurs furent d'un emploi assez restreint car leur facteur de puissance et leur rendement restaient faibles, la structure électromagnétique (stator à pôles lisses et présence de la cage) ne permettaient pas un rapport de saillance suffisant (grande variation d'inductance). Dans les années 1960, en Angleterre, on s'intéressa de nouveau à ces moteurs; ce fut probablement le point de départ des travaux des équipes de plusieurs universités anglaises, notamment celles de Leeds (Professeur Peter J. LAWRENSON ...) et Nottingham. Ensuite, sont apparus les moteurs synchrones à réluctance variable à rotor segmenté, à barrières de flux et à rotor axialement laminé: ces techniques avaient pour but d'augmenter le rapport de saillance et, par là, le facteur de puissance et les performances.

À la même époque, naissait en France, avec les frères JARRET, un nouvel engouement pour les moteurs à réluctance variable Vernier à grand nombre de dents et fort couple massique : ces moteurs semblaient particulièrement adaptés à la réalisation d'entraînements directs à basse vitesse, par exemple, pour des roues de véhicules électriques... Quant au moteur à réluctance variable à double saillance auto commuté, le terme équivalent anglo-saxon : "Switched Reluctance Motor" semble être apparu en 1969; c'est aujourd'hui le terme employé dans la littérature scientifique internationale pour qualifier ces machines. Plusieurs laboratoires universitaires français, dont le LÉSiR, ont travaillé récemment dans le domaine des machines à réluctance variable à double saillance à alimentation électronique.

En 1994, plusieurs industriels en commercialisent, ce sont Allenwest Ltd. L'entreprise EMERSON Motor Technologie, Au Royaume Uni, Sicme-Motori en Italie. Les applications envisagées aujourd'hui sont les entraînements industriels à vitesse variable, et

celles potentielles sont certains accessoires automobiles et électroménagers, les démarreurs-alternateurs de turbines (aéronautiques)...

Notons enfin, que, durant ce siècle, les performances des machines électriques se sont considérablement améliorées grâce aux progrès des matériaux (surtout isolants et magnétiques), à une meilleure optimisation permise par l'accroissement des moyens de calcul et, enfin, par l'utilisation de fréquences plus élevées (électronique de puissance). [3]

I.1.2 État de la recherche

La littérature montre bien que la plupart des études faites se focalise sur la commande du moteur à réluctance variable, au détriment de la génératrice qui n'a pas été suffisamment traitée. A ce propos, on note que 64% des articles consultés traitent du fonctionnement moteur, analysent son comportement et ses applications (Fig. I.1). Des auteurs comme Radun, I. Husain, M. Ehsani, R. Krishnan, T. Miller.... se partagent la plupart des travaux publiés (fig. I. 2).

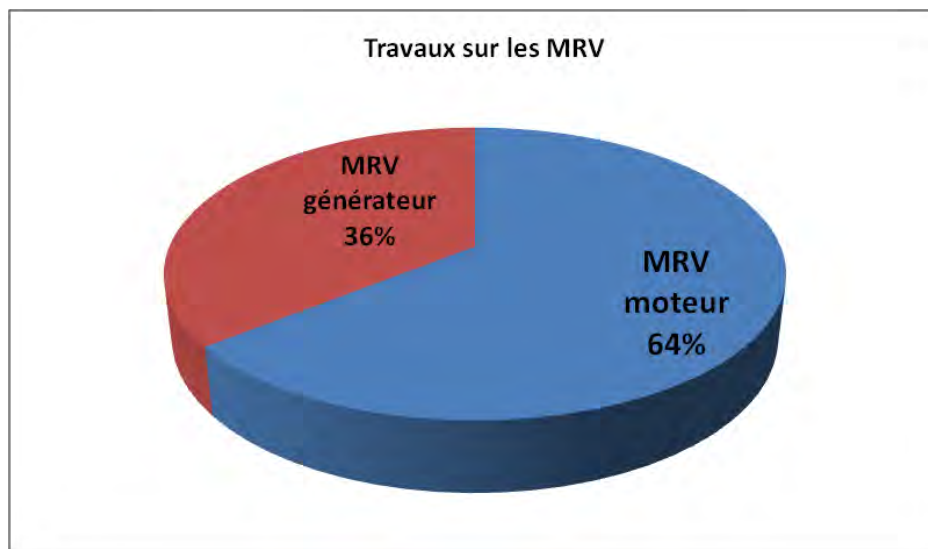


Fig. I.1 Statistiques sur les études réalisées sur les MRV

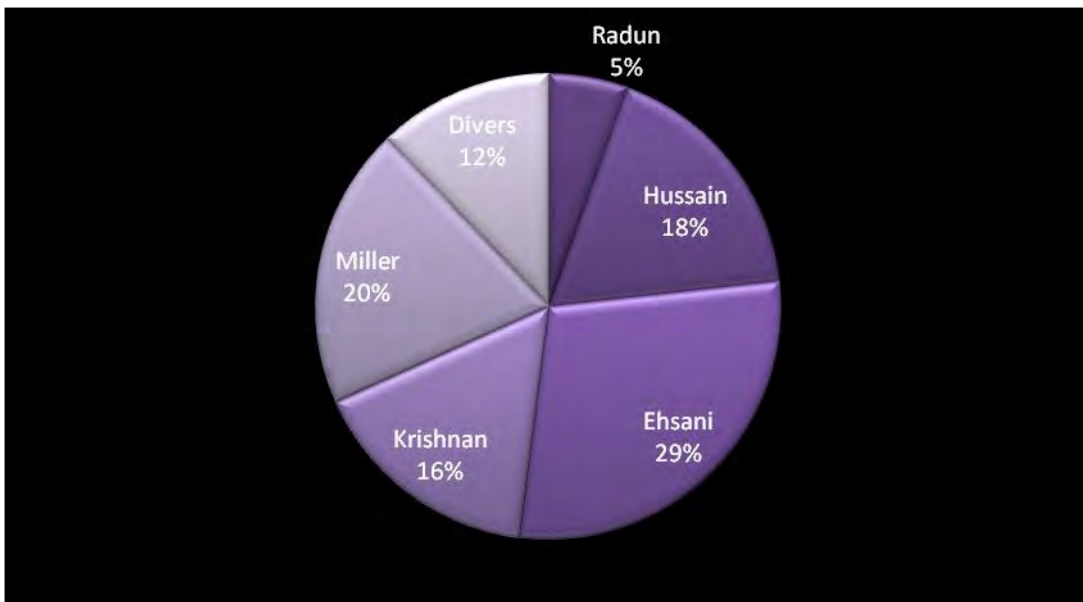


Fig.I.2 Articles MRV en "fonctionnement MOTEUR" (Selon Auteurs)

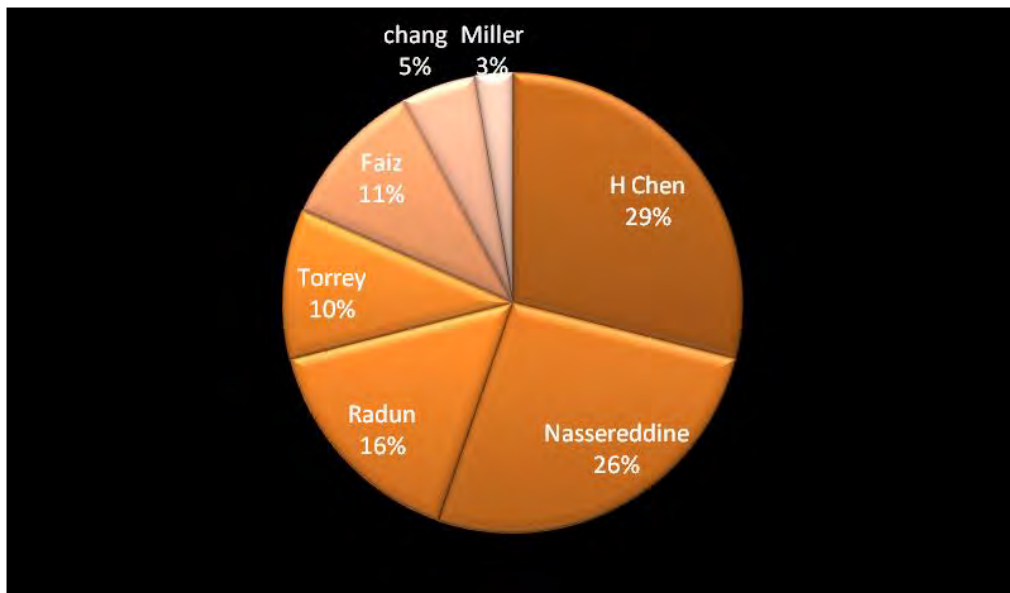


Fig.I.3 Articles MRV en "fonctionnement Générateur" (Selon Auteurs)

- 36% d'un total de 42 articles consultés abordent le thème de la Génératrice à Réductance Variable (GRV), dont une grande partie est réservée à la commande et aux applications éoliennes (Fig.I.4).

- H.Chen et Nasserredine travaillent sur les éoliennes et abordent les aspects design et commande adaptée à la chaîne de conversion du système éolien.
- Radun expose les applications possibles des GRV et leurs défauts.
- Torrey travaille sur l'optimisation de la commande. [56]
- Faiz est porté plus sur le design et l'optimisation de l'efficacité de la conversion. [71]
- Les études sur les capteurs de position restent toutefois secondaires car très peu de recherches en été faites là-dessus.

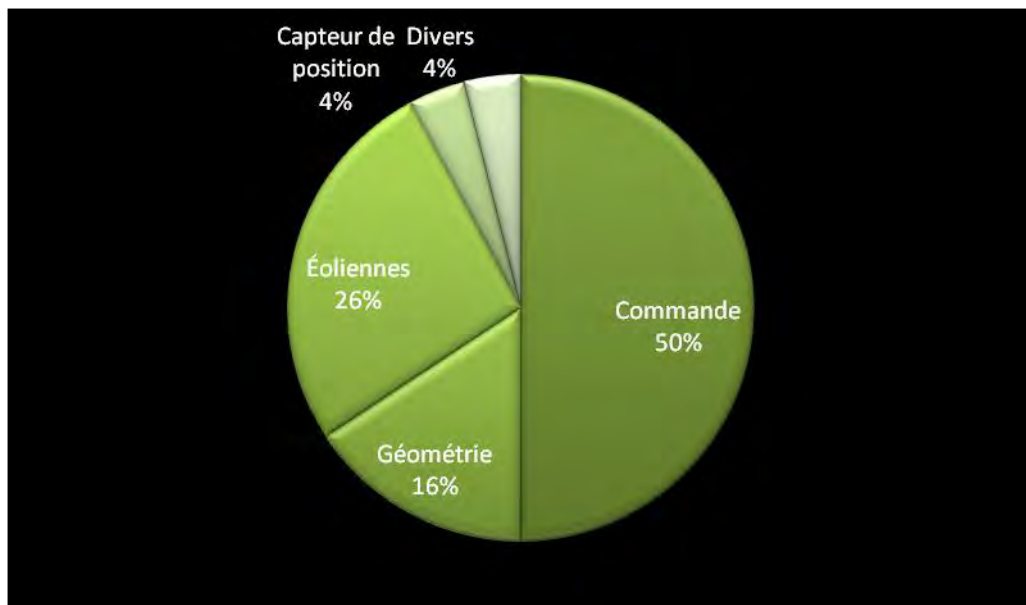


Fig. I.4 Articles MRV en "fonctionnement Générateur" (Selon Thèmes)

L'objectif de la commande de la GRV est de maintenir un rendement acceptable, pour une efficacité maximale, le tout sur une plage de vitesses variables. Ainsi, la stratégie à

adopter se doit de régler les variables qui régissent la commande du convertisseur, comme les angles de commutation à l'ouverture et à l'arrêt " teta-on, teta-off " [4], [5].

Une approche pour la commande de la GRV par des simulations est présentée dans [6] où l'angle d'ouverture est fixe et celui d'arrêt est variable pour produire le courant désiré à la sortie du bus DC. Dans [7] un modèle d'une GRV basé sur la linéarisation de la commande de la tension de sortie est abordé et une minimisation de la pénalité d'excitation de la GRV est étudiée. Une conception détaillée de la GRV pour un turbomoteur est présentée dans [8] dans laquelle la puissance de sortie est commandée en ajustant le niveau de courant avec des angles d'ouverture et d'arrêt fixes. Un autre article présente lui la commande sensorless [9].

L'auteur [10] propose un nouveau convertisseur pour la GRV destiné à améliorer l'efficacité de conversion d'énergie en commandant la tension de sortie du bus DC avec la vitesse du rotor, par un convertisseur dévolteur additionnel entre le système et la charge. L'étude [11] traite de l'opération monophasée de la GRV avec défauts. L'analyse de panne et la recherche sur les conditions d'excitation de la GRV sont décrites dans [12]. L'article [13] décrit l'utilisation des GRV de 7.5 kilowatts en fonctionnement générateur et discute les méthodes de "commande en vitesse et commande en couple" et leurs application pour les turbines à vitesse variable.

D'après l'étude bibliographique précédente, on conclut qu'il y a un besoin de recherche de stratégies pour un contrôle applicable et rentable qui fournisse l'efficacité requise pour les GRV avec un rendement maximal, sur une large plage de vitesse.

Cette thèse propose une nouvelle méthode de commande en ligne qui détermine les angles d'ouverture et d'arrêt afin de fournir l'énergie d'excitation et de récupération optimale. La méthode proposée est basée sur la commande optimale de la génératrice qui consiste à approcher la courbe caractéristique des (flux/courants) pour une vitesse donnée à la courbe référence qui correspond à la vitesse nominale idéalisée et qui permet de maximiser la conversion d'énergie. Le rapport direct entre les pertes et le courant de phase dans la GRV détermine l'efficacité maximum, analysée à partir des résultats de simulations réalisées.

I.2. Différentes topologies des MRV

Vu la grande variété de structures de machines à reluctance variable (MRV) existantes, nous allons en faire l'inventaire grâce à la recherche bibliographique effectuée. Nous présenterons par la suite la structure à double saillance choisie (MRVDS) pour notre étude ainsi que les bases théoriques régissant son fonctionnement.

I.2.1. MRV Pures

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

On peut citer divers types (Fig. I.5) de structures à réluctance pure [14] :

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

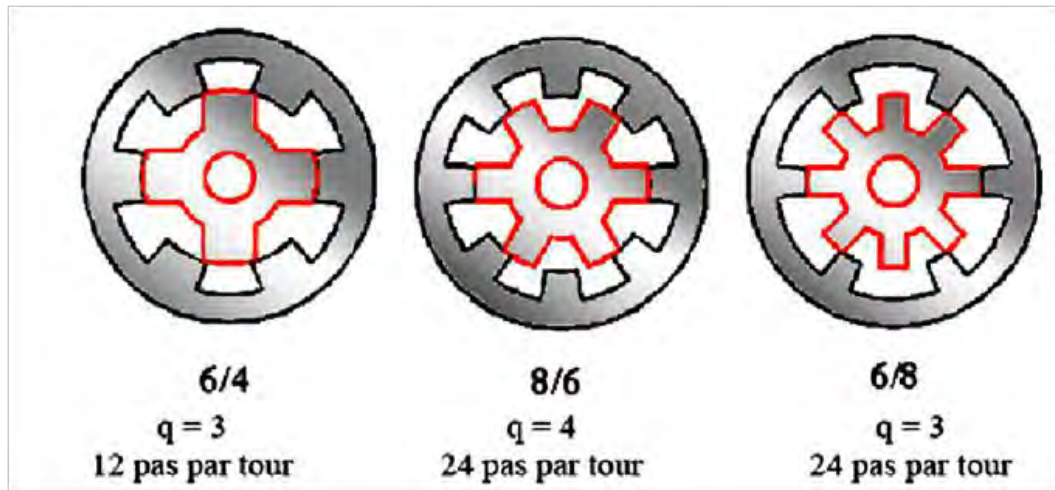


Fig. I.5.a MRV à 2 dents par phase

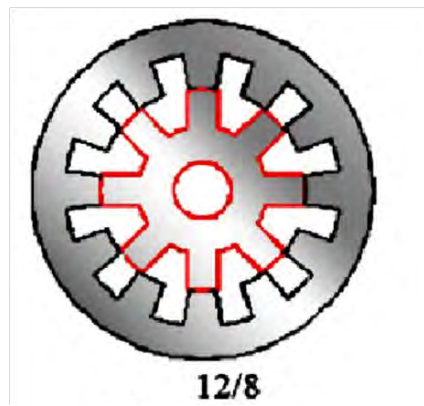


Fig. I.5.b MRV à 4 dents par phase

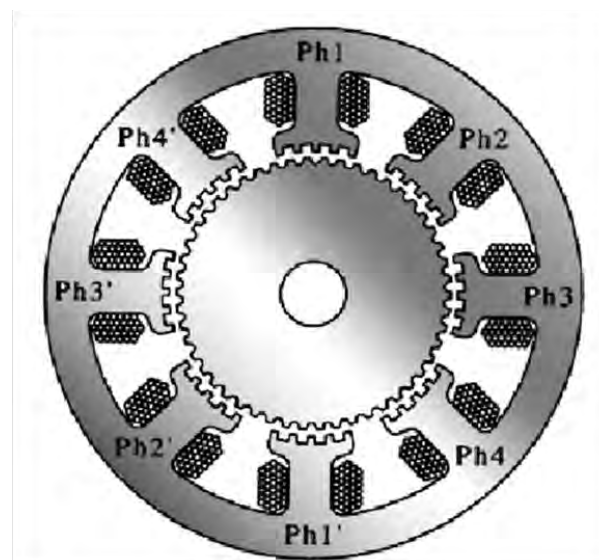


Fig. 5.c MRV à pôles statoriques dentés

Elle se caractérise par un couple massique élevé et une grande simplicité de construction d'où un faible coût et une bonne robustesse. Ces atouts lui ont permis de multiples applications : dans l'industrie pour les systèmes de démarreur-alternateur dans les véhicules hybrides ou les avions mais aussi pour les systèmes de génération d'électricité dans l'éolien ou l'aérospatial. [15]

I.2.2 MRV Vernier

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

On distingue les machines dites « Vernier à grand nombre de dents », qui possèdent deux armatures saillantes : sur chaque armature, les dents sont identiques et équidistantes mais les nombres de dents statoriques et rotoriques sont légèrement différents (similaire à celui d'une machine synchrone à rotor lisse) (Fig. I.7), ce cas illustre une MRV vernier hybride à aimant permanent au rotor ce qui permet d'obtenir une perméance sinusoïdale.

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

I.2.3 MRV Hybrides

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

L'adjonction d'aimants dans les structures à double saillance permet de compenser un entrefer trop élevé mais on s'éloigne des structures à réluctance pure. Il est cependant intéressant de signaler deux machines à aimants à double saillance dérivées des MRVDS : l'une met en œuvre des aimants placés au rotor [16], la machine se rapprochant des machines synchrones à aimants enterrés (Interior Permanent Magnet) ; la seconde conserve le rotor passif de la MRV pure et utilise des aimants placés au stator [17] : on obtient alors une machine à double saillance et aimants permanents statoriques (DSPMM) dite « MRV polarisée » figure (I.6).

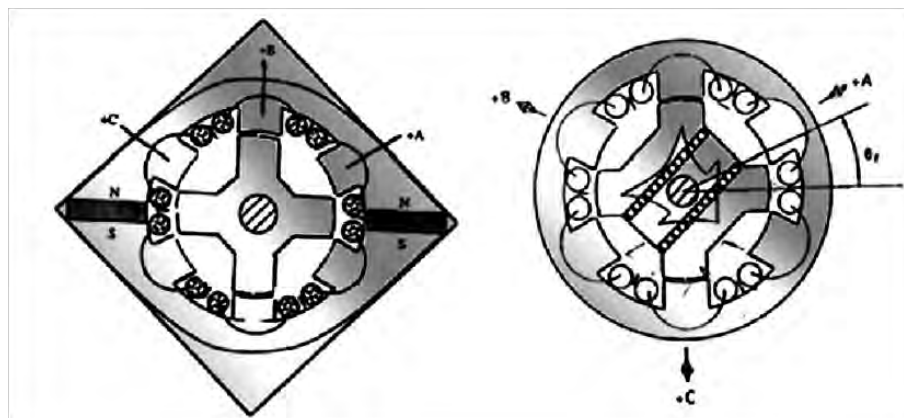


Fig. I.6 Utilisation d'aimants dans les machines à double saillance

La MRV de la figure (I.3) met en œuvre des aimants surfaciques et exploite l'effet vernier pour une alimentation sinusoïdale. Le grand nombre de dents de la machine à « plots aimantés » de la figure (I.4) rend cette structure intéressante pour les forts couples. [15]

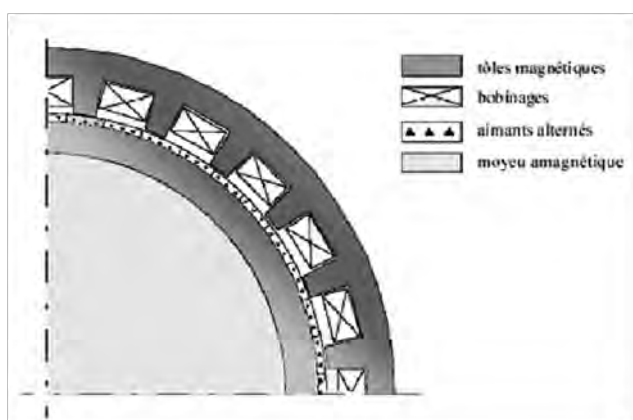


Fig. I.7 MRV hybride à effet vernier

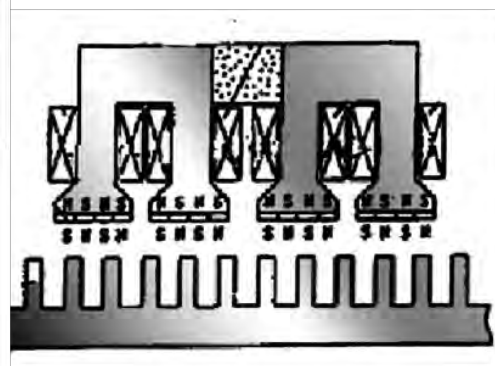


Fig. I.8 MRV à plots à aimants

I.3 Principe de fonctionnement de la MRV élémentaire

I.3.1 Principe de fonctionnement [22 - 24]

Quel que soit le type de machine à réluctance variable étudié (cylindrique, linéaire, Vernier à grosses dents...), le principe de fonctionnement est toujours identique si les couplages magnétiques entre phases sont négligeables. Il peut être décrit à partir de l'étude d'une structure monophasée élémentaire, identique à celle représentée (Fig. I.5).

Il s'agit d'un circuit magnétique simple constitué de deux pièces ferromagnétiques, l'une fixe (stator) comportant un enroulement à N spires parcourues par un courant I et l'autre mobile (rotor) autour d'un axe fixe. Soit θ_m l'angle entre l'axe longitudinal de la pièce mobile et celui inter polaire de la pièce fixe.

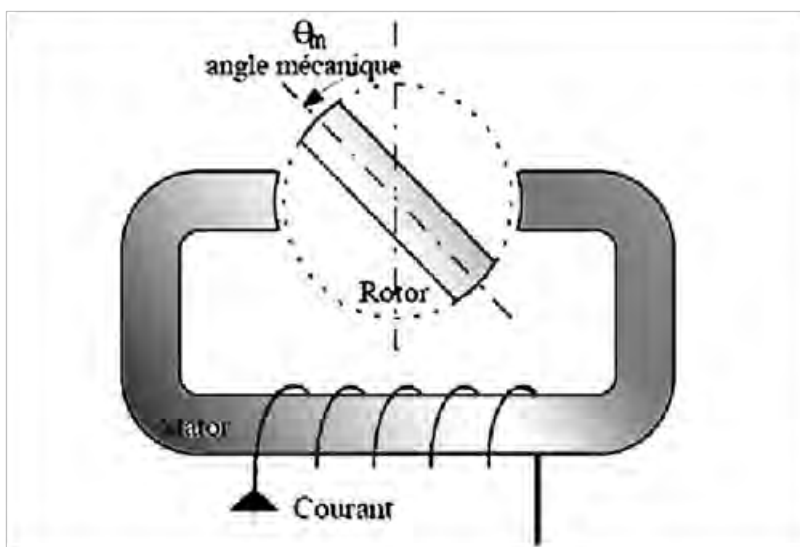


Fig. I.9 a Machine à réluctance monophasée : Structure élémentaire

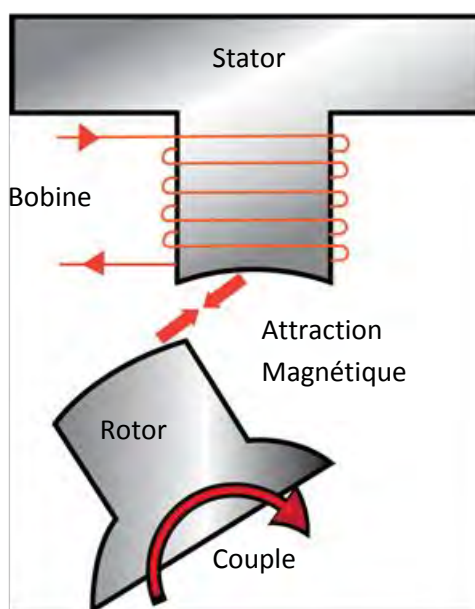
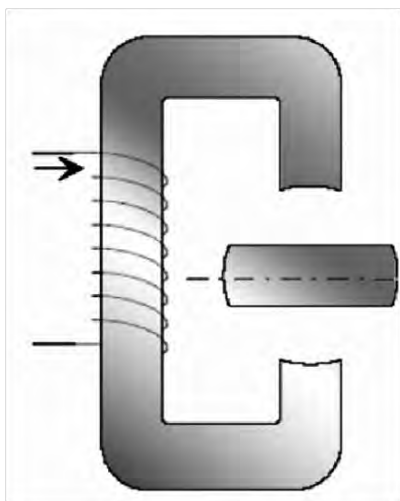
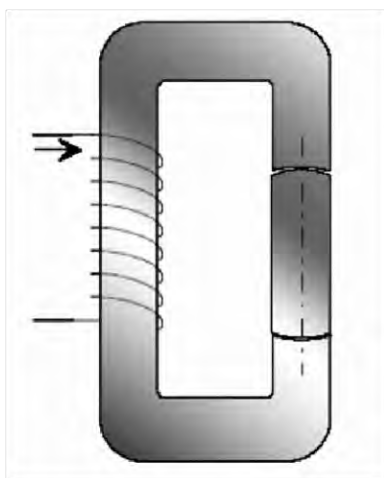


Fig. I.9 b Machine à réluctance variable : Attraction sur une phase

Le flux magnétique créé par les ampères-tours (NI) oscille entre deux valeurs extrêmes correspondant aux deux positions (Fig. I.11) :



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



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

Fig. I.10 Positions extrêmes du rotor

A partir de la position d'opposition ($\theta_m = 0$), pour que la pièce ferromagnétique rotorique se mette à tourner, par le principe qui veut *qu'un circuit abandonné à lui même dans un champ magnétique se déplace sous l'effet des forces de Laplace jusqu'à ce que le flux qui le traverse soit maximal*. Fig. I.9b

On alimente l'électroaimant fixe jusqu'à la position de conjunction ($\theta_m = \pi/2$), selon la règle du *flux max* ou de la *reluctance min*, et ainsi de suite ...

Sachant que l'expression du couple électromagnétique est : $C_{em} = \frac{1}{2} I^2 \frac{\partial L}{\partial \theta_m}$

L'alimentation de la machine avec une tension constante lors de la phase croissante ou décroissante d'inductance (Fig. I.11) donne le régime de fonctionnement demandé :

- **moteur** ($C_{em} > 0$) sur la phase croissante de l'inductance $\left(\frac{\partial L(\theta_m)}{\partial \theta_m} > 0 \right)$.
- **générateur** ($C_{em} < 0$) sur la phase décroissante de l'inductance $\left(\frac{\partial L(\theta_m)}{\partial \theta_m} < 0 \right)$.

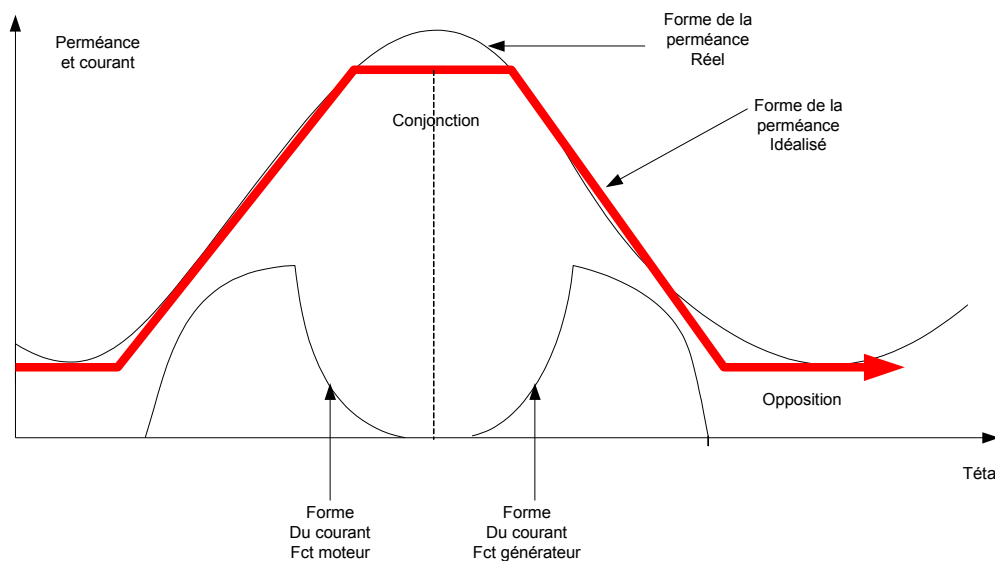


Fig. I.11 Caractéristiques de la MRV en fonction de la position

I.4 Performances comparées (MRV/MS/MAS/MSAP)

Les diagrammes (Fig. I.12) donnent une indication générale de la plage de puissance pour la plupart des types de moteur d'entraînement qui existent dans l'industrie [27].

Pour avoir une idée sur une large gamme de puissance pour des moteurs tel que le moteur à induction et à courant continu, on utilise une échelle de puissances logarithmiques qui s'étend de quelques watts à plusieurs mégawatts. La largeur des bandes est destinée à donner une idée de l'importance des applications industrielle de ces derniers. Nous devons également garder à l'esprit que nous parlons ici de la puissance maximale nominale continue fonctionnant à vitesse nominale.

Type de Moteur	Plages de Puissance						
	10 W	100 W	1 kW	10 kW	100 kW	1 MW	10 MW
3-ph Induction							
1-ph induction							
3-ph Exc. Synch.							
3-ph P. M. Synch.							
3-ph Reluctance							
Conventional d.c.							
Brushless d.c.							
Ironless Rotor d.c.							
moteur a réluctance variable							
Moteur pas a pas							

Fig. I.12 Tableau des plages de puissances et applications pour les différentes machines [27]

DIMENSIONS, VOLUMES & WEIGHT COMPARISONS OF THREE MOTOR TYPES (NEMA 184 T FRAME)								
MOTOR TYPE	STATOR OD	LAMINATION ID	ROTOR OD	AIR GAP	OVERHANG STATOR	ROTOR	STACK LENGTH	AIR GAP AREA
AC INDUCTION	7.625	4.432	4.432	.015	1.60	.70	5.00	70 SQ-IN
PH BRUSHLESS	7.625	3.780	3.750	.015	1.50	0	5.00	59 SQ-IN
SR BRUSHLESS	7.625	4.280	4.250	.015	.75	0	5.00	67 SQ-IN
ROTOR DATA	LAMINATION (VOLUME (CU-IN) / WEIGHT (LBS))		MAGNET (VOLUME (CU-IN) / WEIGHT (LBS))		ALUMINUM (VOLUME (CU-IN) / WEIGHT (LBS))		TOTAL (VOLUME (CU-IN) / WEIGHT (LBS))	
AC INDUCTION	56	16	0	0	31	2.8	87	18.8
PH BRUSHLESS	45	13	7.2	2.2	0	0	55	15.2
SR BRUSHLESS	49.41	14.8	0	0	0	0	71	14.8
STATOR DATA	LAMINATION (VOLUME (CU-IN) / WEIGHT (LBS))		COPPER (VOLUME (CU-IN) / WEIGHT (LBS))		TOTAL (VOLUME (CU-IN) / WEIGHT (LBS))		ROTOR & STATOR (VOLUME (CU-IN) / WEIGHT (LBS))	
AC INDUCTION	58	17	47	15.4	264	32.4	351	51.2
PH BRUSHLESS	92	27	37	12	221	39	276	54.2
SR BRUSHLESS	66	20	33	10.5	171	30.5	242	45.3

Fig. I.13 Dimensions, comparaisons des volumes & poids de 3 moteurs types (NEMA 184 T)

La table (Fig. I.13) est un résumé des dimensions critiques des parties magnétiques actives des différents types de moteurs (MRV/MS/MAS/MSAP). Les nombres des encoches statoriques et des dents rotoriques sont également donnés. Les poids et les volumes respectifs ont été calculés à partir des dimensions physiques et des densités des matériaux.

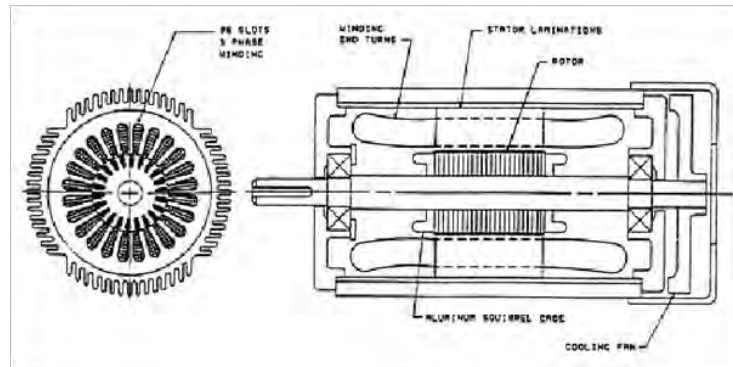


Fig. I.14 Coupe Machine à induction (NEMA 184 T)

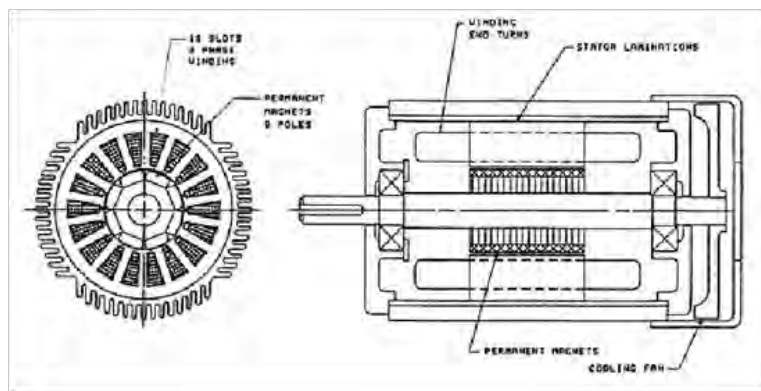


Fig. I.15 Coupe Machine synchrone (NEMA 184 T)

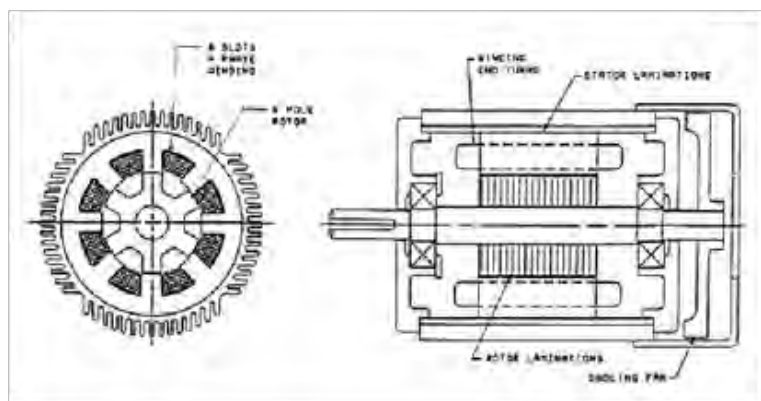


Fig. I.16 Coupe Machine à réluctance variable (NEMA 184 T)

Les coupes du côté droit qui longe la longueur de l'axe (Fig.I.14-I.16) indiquent clairement les différences entre les MRV et les moteurs conventionnels. L'enroulement statorique occupe un grand espace qui tend à accroître les dimensions des moteurs synchrone et asynchrone. Les deux paramètres qui ont été maintenus identiques dans chacun des trois cas étaient les dimensions actives des parties magnétiques.

Le tableau (Fig. I.17) qui suit affiche les résultats de la comparaison des différentes machines et ceux pour les mêmes dimensions [27].

Design #	SRM kW	SRM KVA	AC Induc kW	AC Induc KVA	BLDC kW	BLDC KVA
1	42.1	69.80	57.88	72.35	75.50	83.90
2	42.56	69.86	56.90	71.13	74.43	82.70
3	42.61	69.90	56.00	70.00	73.27	81.41
4	45.88	69.85	55.68	69.60	72.78	80.86
5	39.1	64.76	54.70	68.38	71.46	79.40
6	34.6	59.35	51.68	64.60	67.39	74.88
7	38.98	64.68	53.85	67.30	70.34	78.15
8	35.38	59.32	50.10	62.60	66.40	73.77
9	68.12	101.40	72.70	90.88	95.67	106.30
10	69.95	109.30	83.04	103.80	109.60	121.80

Fig. I.17 Tableau comparatif [27]

I.5 Choix d'une structure d'étude

Notre étude porte sur les machines à réluctance variables à double saillance (MRVDS) en fonctionnement générateur de ratio 6/4. Étudier cette configuration revient à analyser les performances globales des machines à réluctance variable à plus grand nombre de pôles [19], ayant les mêmes principes de fonctionnement, si les couplages magnétiques entre phases sont négligeables. Il peut être décrit à partir de l'étude d'une structure monophasée élémentaire ou une MRVDS 6/4. L'ensemble convertisseur-générateur est ensuite analysé en vue d'une optimisation de sa commande.

Les dimensions de la machine sont celles utilisées par les travaux de [26] qui présente des paramètres détaillés de la MRVDS 6/4. Nous nous sommes inspirés pour notre "cahier de charge", bien que sa puissance reste relativement inférieure à celle des machines généralement appliquées aux domaines promus. Nous considérons nos travaux comme une contribution aux travaux d'optimisation de la structure et de la commande qui reste valable

toutefois pour une large gamme de puissance.

Paramètres	Valeurs
Langueur de culasse	150 mm
Diamètre extérieur	250 mm
Diamètre Rotorique	150 mm
Diamètre de l'axe	42 mm
Entrefer	0.8 mm
Hauteur des dents statoriques	25.6 mm
Hauteur des dents rotoriques	28 mm
Epaisseur de culasse	23.6 mm
Inductance maximale	2.2 mH
Inductance minimale	0.2 mH

Tableau I.1

Structurellement, ce type de machines se compose d'un stator comportant un bobinage concentrique diamétralement opposé polyphasé générant un champ magnétique pulsé dans l'entrefer. Ce type d'enroulement permet d'avoir un bon coefficient de bobinage (entre 0.6 et 0.8 par rapport à 0.4 pour les enroulements classiques).

Le rotor est simplement constitué d'une pièce massive ou d'un empilement de tôles ferromagnétiques formant une structure dont le pas de symétrie est différent de celui du stator. Il ne comporte ni conducteur électrique ni aimant, ce qui lui confère une grande robustesse et une extrême simplicité.

I.6 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter l'état de l'art ainsi que les différentes structures de la MRV à partir d'une recherche bibliographique assez fournie. Pour une première approche de ce type de machines, nous avons opté pour une structure assez simple mais très répandue dans la littérature grâce à ses multiples atouts : il s'agit de la MRV à double saillance à 6 dents statoriques et 4 dents rotoriques dite MRVDS 6/4.

Après avoir examiné l'état des recherches dans le domaine des MRV et les bases théoriques régissant leur fonctionnement, nous allons développer au chapitre suivant l'étude théorique et le prédimensionnement d'un prototype de MRVDS 6/4.

Chapitre II

Etude Théorique & Pré-Dimensionnement d'une MRVDS 6/4

II. Étude théorique et pré-dimensionnement d'une MRVDS 6/4

Dans ce chapitre nous allons examiner successivement les équations qui régissent le fonctionnement théorique de la MRV, les différents types de commandes du convertisseur associé puis la procédure de pré-dimensionnement analytique du prototype de MRVDS 6/4 en nous inspirant de celle des machines asynchrones.

II.1 Équations électriques – Schéma équivalent

L'équation électrique par phase statorique est :

$$u = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (\text{II.1})$$

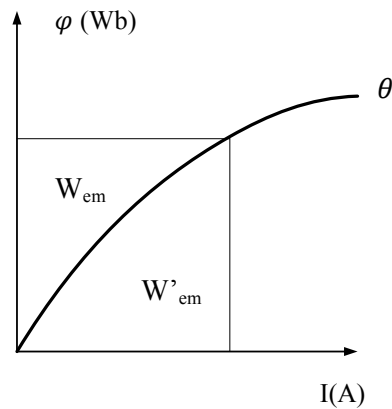
Le flux totalisé ψ étant fonction de la position relative des dents (θ) et du courant (i) :

$$u = Ri + \frac{\partial \psi}{\partial i} \cdot \frac{\partial i}{\partial t} + \frac{\partial \psi}{\partial \theta m} \cdot \frac{\partial \theta m}{\partial t} \quad (\text{II.2})$$

où le terme $\partial\psi/\partial i$ représente l'inductance dynamique $L(\theta, i)$ et le terme $(\partial\psi/\partial\theta m) \cdot (\partial\theta m/\partial t)$ la f_{cm} , proportionnelle à la vitesse $\Omega = \partial\theta m/\partial t$.

II.2 Énergie/Co-énergie – Inductances et couple

Le choix de l'énergie ($W_{em} = \int H \cdot dB = \int i \cdot d\psi$) ou de la co-énergie ($W'_{em} = \int B \cdot dH = \int \psi \cdot di$) dépend de la description initiale du système et du résultat désiré [12,13] ; souvent, le courant (i) étant plus accessible que le flux (ψ), on choisit alors la co-énergie (Fig. II.1).

Fig. II.1 Energie (W_{em}) et Co-énergie (W'_{em})

a. Utilisation de l'expression de l'énergie

Le principe de conservation d'énergie permet d'écrire :

$$dW_e = dW_{em} + dW_{pj} + dW_m \quad (\text{II.3})$$

Avec :

$$dW_e = [u]^T \cdot [i] dt : \text{Variation d'énergie électrique} \quad (\text{II.4})$$

$$dW_m = C_{em} \cdot d\theta : \text{Variation d'énergie magnétique} \quad (\text{II.5})$$

$$dW_{pj} = [i]^T \cdot [R][i] dt : \text{Variation d'énergie joule} \quad (\text{II.6})$$

Nous avons

$$[u] = [R][i] + \frac{d[\psi]}{dt} \quad (\text{II.7})$$

Où : $[\psi]$ désigne le vecteur de flux totalisé crée par le vecteur courant $[i]$

Remplaçant (II.7) dans (II.4) on aura :

$$dW_e = [i]^T \cdot [R][i] dt + d[\psi]^T \cdot [i] \quad (\text{II.8})$$

Remplaçons les équations (II.8), (II.6) et (II.5) dans l'équation (II.3), nous aurons l'accroissement de l'énergie électromagnétique comme suit :

$$dW_{em} = d[\psi]^T [i] - C_{em} \cdot d\theta \quad (\text{II.9})$$

Dans le cas général, l'énergie électromagnétique stockée dans le convertisseur dépend des flux totalisés dans les circuits électriques et de la position de la pièce mobile, soit :

$$dW_{em} = dW_{em}(\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_k, \theta) = dW_{em}([\psi]^T, \theta) \quad (\text{II.10})$$

En utilisant les dérivées partielles l'équation (II.8) s'écrit alors :

$$dW_{em} = d[\psi]^T \left(\partial W_{em} / \partial [\psi]^T \right) + (\partial W_{em} / \partial \theta) d\theta \quad (\text{II.11})$$

Comparons les deux équations (II.11) et (II.9), nous aurons :

$$\begin{aligned} [i]^T &= \partial W_{em} / \partial [\psi] \\ C_{em} &= -\partial W_{em} / \partial [\theta] \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

Ces dernières équations permettent de déterminer le couple instantané C_{em} dans le cas le plus général et ceci à partir de l'énergie électromagnétique stockée dans le convertisseur.

b. Utilisation de l'expression de la Co-énergie

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

La co-énergie est définie à partir de l'énergie magnétique stockée dans le convertisseur et de son état magnétique. Cet état est caractérisé par le vecteur flux. On note W'_{em} la Co-énergie définie par :

$$W_{em} + W'_{em} = [i]^T \cdot [\psi] = [\psi]^T \cdot [i] \quad (\text{II.13})$$

Si on dérive l'équation (II.11) nous aurons :

$$dW_{em} + dW'_{em} = [\psi]^T d[i] + d[\psi]^T [i] \quad (\text{II.14})$$

Remplaçons dW_{em} dans (II.7) on aura :

$$dW'_{em} = [\psi]^T \cdot d[i] + C_{em} \cdot d\theta \quad (\text{II.15})$$

De même, la co-énergie dépend des courants dans les circuits électriques et de la position de la pièce mobile, soit :

$$dW'_{em} = dW'_{em}(i_1, i_2, \dots, i_k, \theta) = dW'_{em}([i]^T, \theta) \quad (\text{II.16})$$

En utilisant les dérivées partielles nous aurons :

$$dW'_{em} = d[i]^T \left(\partial W'_{em} / \partial [i]^T \right) + (\partial W'_{em} / \partial \theta) d\theta \quad (\text{II.17})$$

Comparons les équations (II.15) et (II.13) on aura :

$$\begin{aligned} [\psi]^T &= \partial W'_{em} / \partial [i] \\ C_{em} &= \partial W'_{em} / \partial \theta \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

Nous pouvons ainsi définir le couple à partir de l'expression de la co-énergie.

II.2.1 Condition d'existence de puissance

Pour obtenir des expressions analytiques simples nous supposons que [5,6] :

- le régime est linéaire (les phénomènes de saturation n'interviennent pas).
- l'inductance L (ou perméance $P=R^{-1}$) variant périodiquement avec la position du rotor (θ_m), nous pouvons alors la décomposer en séries de Fourier :

$$L(\theta_m) = \sum_{k=0}^{\infty} L_k \cos(kN_r \theta_m) \quad (\text{II.19})$$

En se limitant au 1^{er} harmonique (fondamental) :

$$L(\theta_m) = L_0 + L_1 \cos(N_r \theta_m) \quad (\text{II.19a})$$

$$\text{Où } \begin{cases} L_0 = (L_{Max} + L_{min}) / 2 = \text{valeur moyenne} \\ L_1 = (L_{Max} - L_{min}) / 2 = \text{écart des inductances extrêmes} \end{cases}$$

$$\text{Idem pour la perméance : } P(\theta_m) = P_0 + P_1 \cos(N_r \theta_m) \quad (\text{II.19b})$$

$$\underline{\text{Rq1:}} \text{ l'angle électrique vaut : } \theta_e = N_r \theta_m \quad (\text{II.20})$$

En supposant que les ampères-tours AT inducteurs ($F=n.i$) possèdent une composante continue (I_c) et une composante alternative (\tilde{I}_a) = $I_m \cos \omega t$:

$$i = (I_c + \tilde{I}_a) = I_c + I_m \cos \omega t \quad (\text{II.21})$$

Ces deux composantes pouvant être superposées dans un bobinage inducteur unique (machine non excitée) ou bien séparées dans deux bobines d'excitation différentes se trouvant en mutuelle totale (Machine excitée) et créateur d'un flux :

$$\psi = Li = n\phi \quad (\text{II.22})$$

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

$$u = e = \frac{d\psi}{dt} = \frac{d(Li)}{dt} = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{d\theta_m} \frac{d\theta_m}{dt} \quad (\text{II.23})$$

Supposons le rotor tourné à vitesse angulaire quelconque, à priori différente de celle de synchronisme $\left(\Omega_s = \frac{\omega}{N_r}\right)$ par l'intermédiaire d'un paramètre ($\mathbf{m} \neq \mathbf{0}$):

$$\Omega = \frac{d\theta_m}{dt} = \mathbf{m} \left(\frac{\omega}{N_r} \right) \quad (\text{II.24})$$

$$\Rightarrow \theta = m \left(\frac{\omega}{N_r} \right) t - \theta_0 \quad (\text{II.25})$$

Rq2: (N_r, θ_0) est le décalage électrique entre l'instant où le courant i est maximum et les dents du rotor en conjonction.

Tous calculs faits, on aboutit à l'expression finale de la puissance moyenne fournie, à partir des relations précédentes :

$$\begin{aligned} P_{\text{moy}} &= \left(\frac{1}{T} \right) \int_0^T u.i.dt \quad (\text{II.26}) \\ &= - \left(\frac{L_1 \omega I_c I_m}{T} \right) \left(\mathbf{m} - \frac{1}{2} \right) \int_0^T \sin [(\mathbf{m}-1) \omega t - N_r \theta_0] dt - \left(\frac{L_1 \omega I_m^2}{4T} \right) (\mathbf{m}-1) \int_0^T \sin [(\mathbf{m}-2) \omega t - N_r \theta_0] dt \end{aligned}$$

D'où les 2 conditions d'existence de puissance moyenne non nulle (dites de synchronisme)

Cas $m = 1$: $\Rightarrow \Omega = \omega/N_r$ (condition 1 synchronisme)

$$P_{(m=1)} = \left(\frac{L_1 \omega I_c I_m}{2} \right) \sin(N_r \theta_0) \Rightarrow \text{Fonction de } I_c \text{ et } I_m \text{ à la fois.}$$

Ce cas correspond soit au régime excité dans lequel I_c représente l'excitation, soit au régime non excité en courant unidirectionnel.

Cas $m = 2$: $\Rightarrow \Omega = 2(\omega/N_r)$ (condition 2 synchronisme)

$$P_{(m=2)} = \left(\frac{L_1 \omega I_m^2}{4} \right) \sin(N_r \theta_0) \Rightarrow \text{Fonction de } I_m \text{ seulement.}$$

Ainsi I_c ne participe pas à l'échange d'énergie et sa présence est inutile ceci correspond au régime non excité avec alimentation en courant bidirectionnel.

On remarque que, dans les deux cas, la puissance est proportionnelle à l'écart d'inductance (L_1) et maximale pour un décalage $(N_r \theta_0) = \pi / 2$.

II.2.2 Diagramme de Fresnel

- Établi pour un fonctionnement à la vitesse de synchronisme ($m=1$).

Dans le fonctionnement étudié, les AT inducteurs sont donnés par la relation :

$$(I_c + \tilde{I}_a) = I_c + I_m \cos \omega t \quad (\text{II.27})$$

Expression de la tension :

$$u = -L_0 I_m \omega \sin \omega t - L_1 I_c \omega \sin(\omega t - N_r \theta_0) - L_1 I_m \omega \sin(2\omega t - N_r \theta_0) \quad (\text{II.28})$$

En se limitant au 1^{er} harmonique (fondamental) :

$$u = -L_0 I_m \omega \sin \omega t - L_1 I_c \omega \sin(\omega t - N_r \theta_0) \quad (\text{II.29})$$

$$u = L_0 I_m \omega \cos\left(\frac{\pi}{2} + \omega t\right) + L_1 I_c \omega \cos\left(\omega t - N_r \theta_0 + \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{II.30})$$

Cette expression se traduit par le diagramme de Fresnel représenté (Fig. II.9)

On retrouve bien l'expression de la puissance moyenne en multipliant l'amplitude du courant par la composante de tension en phase, soit :

$$P_{(m=1)} = (L_1 \cdot \omega \cdot I_c \cdot I_m / 2) \cdot \sin(N_r \cdot \theta_0) \quad (\text{II.31})$$

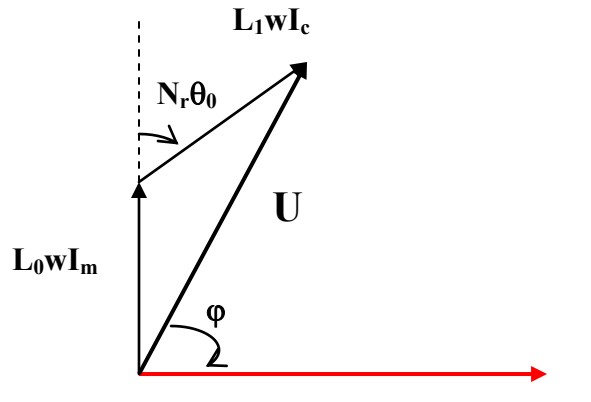


Fig. I.9 Diagramme de Fresnel ($m=1$)

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

$$\begin{cases} R_{eq} = L_1 \omega \sin(N_r \theta_0) (I_c / I_m) \\ L_{eq} = L_1 \omega \cos(N_r \theta_0) (I_c / I_m) + L_0 \omega \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

- Etabli pour un fonctionnement à une vitesse double de celle de synchronisme ($m=2$)

De l'expression $P_{(m=2)}$ précédente, la composante continue I_c du courant d'excitation n'intervient pas ; ne subsiste alors que sa composante périodique :

$$\tilde{I}_a = I_m \cos \omega t \quad (\text{II.33})$$

Expression de la tension :

$$u = -L_0 I_m \omega \sin \omega t - \frac{I_m \omega L_1}{2} \sin(\omega t - N_r \theta_0) - \frac{3I_m \omega L_1}{2} \sin(3\omega t - N_r \theta_0) \quad (\text{II.34})$$

En se limitant au 1^{er} harmonique (fondamental) :

$$u = -L_0 I_m \omega \sin \omega t - \frac{I_m \omega L_1}{2} \sin(\omega t - N_r \theta_0) \quad (\text{II.35})$$

$$u = L_0 I_m \omega \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{I_m \omega L_1}{2} \cos\left(\omega t - N_r \theta_0 + \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{II.36})$$

Le diagramme de Fresnel correspondant à cette relation est représenté (Fig. II.10)

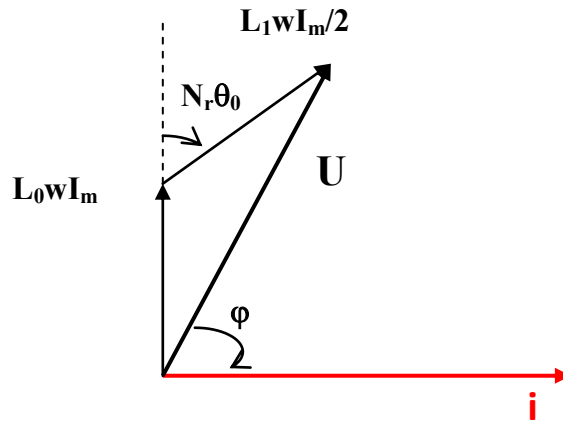


Fig. II.10 Diagramme de Fresnel ($m=2$)

D'un point de vue qualitatif, ces résultats concordent avec ceux de la thèse du Dr.Goyet [5] qui, lui, a préféré un développement des calculs à partir de la variable flux (alimentation en tension).

II.3 Convertisseurs et stratégies de commande (Tension, Courant, PWM, single pulse)

Cette partie consiste à étudier les concepts théoriques concernant les convertisseurs et les stratégies de commandes les plus envisagées pour la MRVDS : la première est une commande en tension, la seconde en courant, utilisant des régulateurs à hystérésis.

En deuxième lieu on aborde la simulation sous *Matlab-Simulink* du fonctionnement du prototype de MRVDS 6/4 précédemment étudié et associé à un convertisseur statique. Nous procéderons à l'élaboration du schéma global de commande destiné à la simulation de l'ensemble Machine-Convertisseur-Commande puis nous présenterons et commenterons les principaux résultats obtenus.

II.3.1 Types de commande (Tension-Courant)

L'autopilotage des machines à réluctance variable à double saillance consiste à asservir la commande de l'onduleur à la position de l'actionneur. 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 (exploiter toute la plage de vitesse) : soit imposer le courant, soit imposé la tension.

II.3.2 Étude du convertisseur statique

Plusieurs topologies de convertisseurs son proposé dans la littérature et qui offre une architecture plus alléger en composent électronique (Fig. II.3). La topologie la plus utilisée pour le convertisseur est une structure d'onduleur de tension en demi-pont en H asymétrique. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique est illustré par la figure (II.2).

L'une des séquences de son fonctionnement est décrite dans le tableau suivant :

Cas	K	K'	U
1	conducteur	conducteur	V
2	bloqué	conducteur	0
3	conducteur	bloqué	0
4	bloqué	bloqué	$-V$

Tableau II.1 : Séquences de commutations

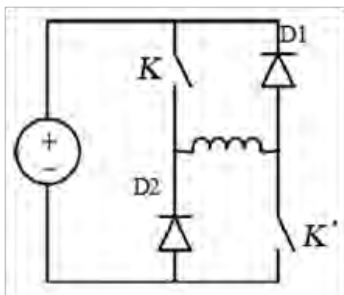
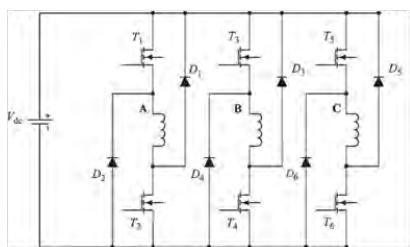
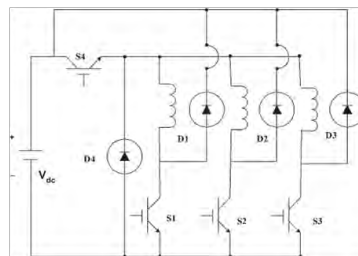


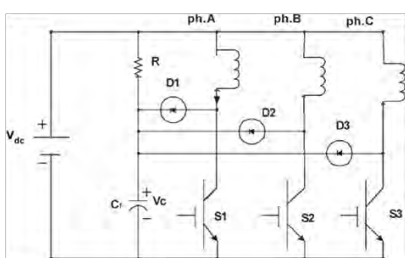
Fig. II.2 : une phase du convertisseur demi pont H



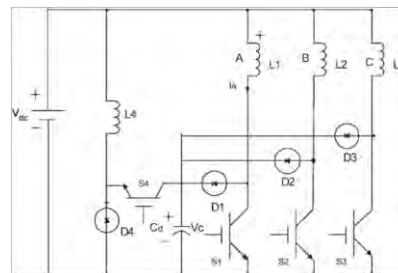
a. Convertisseur classique en demi-pont en H dissymétrique



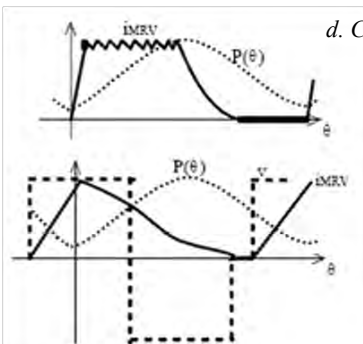
b. Convertisseur Miller



c. Convertisseur R-dump.



d. Convertisseur C-dump



e. Formes des courants et tensions en fonction de la perméances

Fig. II.3 Différentes structures de convertisseur et alimentations MRV (basse et haute vitesse)

II.3.3 Commande en courant

Pour la plage de fonctionnement à couple constant (Fig. II.3), diverses possibilités de commande s'offrent à l'utilisateur [28-31]. 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 [31].

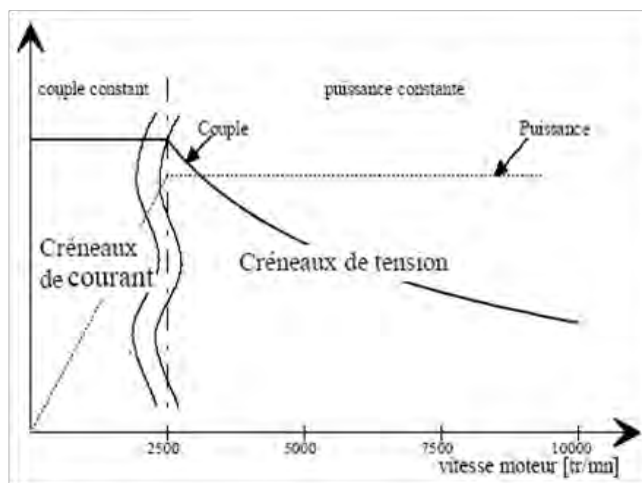


Fig. II.4 Stratégies d'alimentation selon la vitesse de rotation

- **Contrôle des courants par MLI**

Avec ce système, l'ondulation est fixe et les commutations de l'onduleur sont mieux contrôlées. Le principal inconvénient de ce mode de contrôle concerne la difficulté de la mise au point des régulateurs et la médiocrité de leur performance aux vitesses élevées, ce qui peut entraîner une chute du couple (Fig. II.4) [38].

En fonctionnement normal, on fournit à chaque phase un courant i ayant sensiblement la forme d'un créneau rectangulaire (Fig. II.5) en maintenant i entre deux valeurs voisines, I_M et I_m , pendant tout l'intervalle où l'inductance L croît.

Au début, on ferme les interrupteurs K et K' du circuit de la figure (II.1) : V égale U , i croît. Quand i atteint I_M , on ouvre K et K' , V égale $-U$, i décroît. Quand i atteint

I_m , on ferme K et K' , i croît et ainsi de suite, pour terminer le créneau on laisse K et K' ouverts jusqu'à la période suivante.

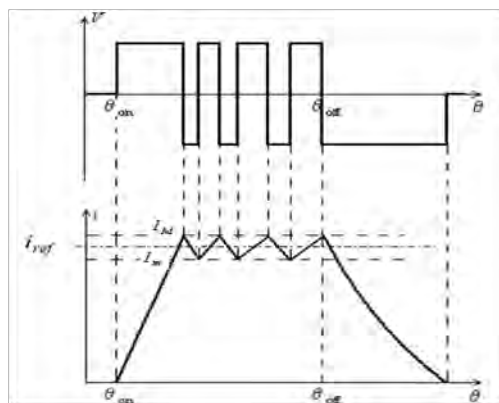


Fig. II.5 formes des courants pour une alimentation MLI

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

Cette méthode de contrôle des courants, la plus utilisée dans l'industrie actuellement [37], consiste à commander les interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que les courants de phase statorique du moteur ne puissent évoluer en dehors d'une bande de largeur Δi encadrant leur courbes 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, $\frac{\Delta i}{2}$.

Cette méthode ne nécessite donc pas la connaissance du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence [37].

II.3.4 Commande en tension

Pour la plage de fonctionnement à puissance constante (Fig. II.6), au-delà de la vitesse de base, une régulation de courant par MLI ou par des régulateurs à hystérésis devient difficile compte tenu de la force contre électromotrice produite par la machine. Nous avons

donc recours à une commande en tension (la tension vue par une phase est un créneau de tension de hauteur égale à la tension de l'alimentation continue).

Le réglage du couple se fait par ajustement de l'angle de durée d'application de la tension θ_{on} et de l'angle de fin d'alimentation θ_{off} . Les formes d'onde du courant injectées sont alors très différentes (Fig. II.7) de celles obtenues à basse vitesse (Fig. II.5).

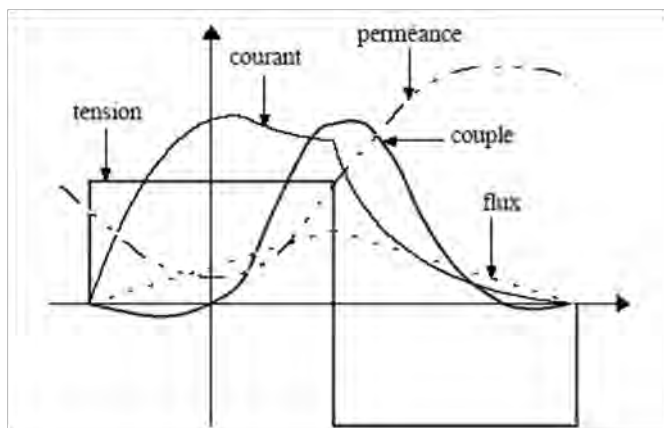


Fig. II.6 Commande en créneaux de tension

La tension d'alimentation n'étant pas réglable, ces deux angles seront les seuls paramètres de commande dans ce mode de fonctionnement. Ils sont définis sur la figure (II.5).

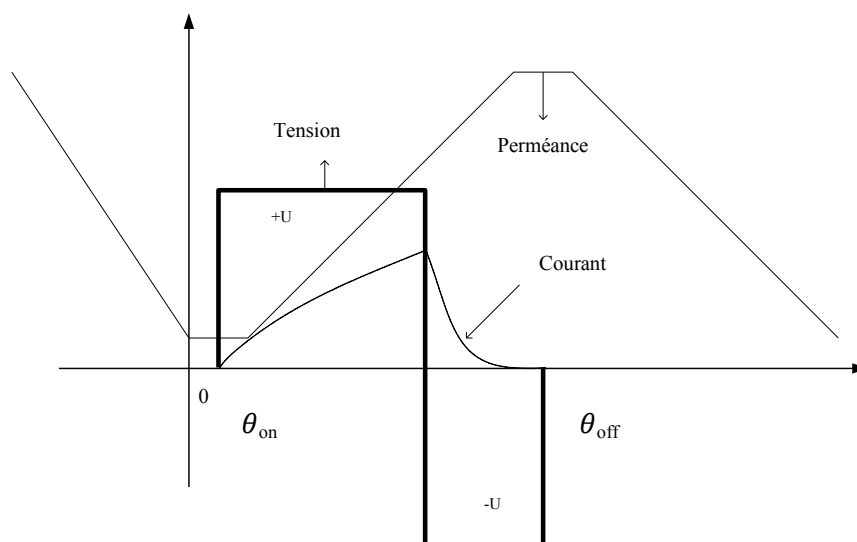


Fig. II.7 Définition des angles de commande en créneaux de tension

II.4 Modélisation et simulation de la MRVDS

II.4.1 Modélisation de la machine

Le modèle de la MRVDS est élaboré sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices :

- On néglige les effets des mutuelles et de la saturation (l'inductance de la machine indépendante du courant est idéalisée).
- Les interrupteurs du convertisseur sont parfaits.
- La tension est parfaitement continue.

Les trois types d'équations traduisant le comportement linéaire de la machine sont :

- *Équations électriques*

L'équation électrique aux bornes de chaque phase statorique est :

$$U = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (\text{II.37})$$

où :

R : représente la résistance de l'enroulement.

U & i : la tension et le courant de la phase.

ψ : Le flux total traversant le bobinage.

Dans l'hypothèse de linéarité des matériaux, l'inductance n'est fonction que de la position angulaire θ . Dans ce cas, et en supposant négligeable le couplage magnétique entre les phases, l'équation (II.1) devient :

$$U = Ri + L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II 38})$$

Les différents termes de cette équation représentent :

- La tension relative à l'inductance de la phase (f.e.m. statique) :

$$U_L = L(\theta) \frac{di}{dt} \quad (\text{II.39})$$

- La force électromotrice due à la variation de l'inductance en fonction de la position angulaire θ (f.e.m. dynamique) :

$$U_r = i \frac{dL(\theta)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II.40})$$

où :

$\Omega = d\theta/dt$: représente la vitesse angulaire de rotation

- **Équation du couple total**

$$C_e = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \frac{L(\theta + (n-i-1)\theta_s)}{d\theta} i_i^2 \quad (\text{II.41})$$

- **Équation mécanique**

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

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{II.42})$$

Dans une machine à reluctance variable à double saillance, pour pouvoir modéliser la machine, il est nécessaire de connaître la variation de l'inductance L en fonction de la position du rotor.

D'une manière générale, l'inductance L de phase varie en fonction du déplacement angulaire du rotor et de l'état magnétique de la structure. Afin d'appréhender plus aisément les performances de la MRVDS et d'établir des lois de commande simples, on approche la courbe de variation de l'inductance (on néglige le phénomène de saturation magnétique) par la courbe donnée à la figure (II.8).

Cette allure présente une période complète $\alpha_r = \frac{2\pi}{N_r}$ de variation d'inductance, dans

le cas où les largeurs des dents statoriques et rotoriques sont égales et le nombre des dents rotoriques est inférieur à celui des dents statoriques, par le passage d'une position d'opposition à une position de conjonction et un retour à la configuration d'opposition.

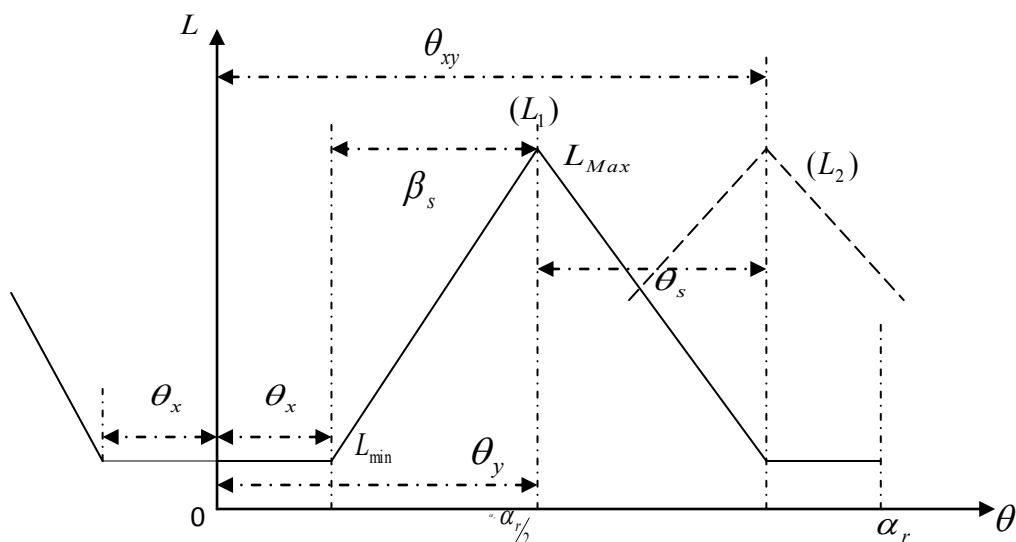


Fig. II.8 Allure idéalisée d'inductance

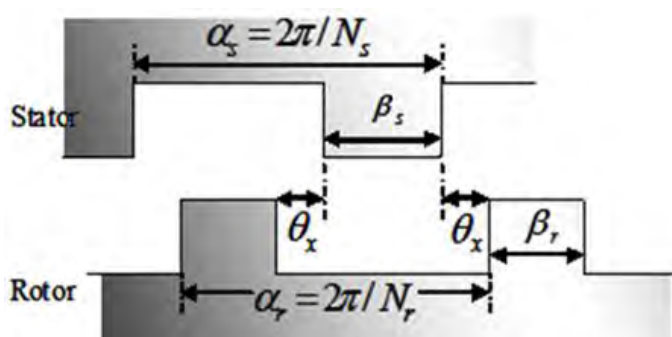


Fig. II.9a Plat d'opposition

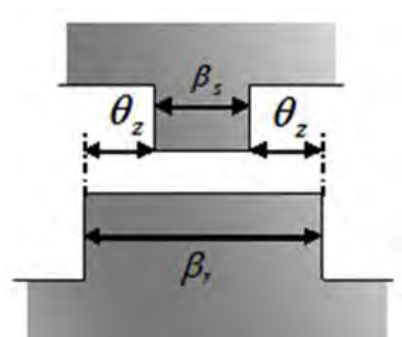


Fig. II.9b Plat de jonction pour $\beta_r \neq \beta_s$

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. II.9a) ; 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 $\frac{dL}{d\theta}$ constante jusqu'à atteindre la valeur maximale L_{Max} .

- dans la troisième région $[\theta_y; \theta_{xy}]$, les dents rotorique et statorique, en recouvrement dans la région précédente, commencent à s'écarter progressivement, augmentant ainsi la reluctance magnétique dans la phase considérée. L'inductance L de l'enroulement 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.

- enfin, dans la quatrième région $[\theta_{xy}; \alpha_r]$, l'inductance L est similaire à celle de la première région.

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 :

$$\text{Pas polaire rotor : } \alpha_r = \frac{2\pi}{N_r} \quad (\text{II.43})$$

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

$$\text{Pas entre phases } (L_1, L_2, L_3) : \theta_s = 2\pi \left(\frac{1}{N_r} - \frac{1}{N_s} \right) \quad (\text{II.45})$$

$$\frac{1}{2} \text{ plat d'opposition : } \theta_x = \frac{(\alpha_r - \beta_r - \beta_s)}{2} \quad (\text{II.46})$$

$$\frac{1}{2} \text{ plat de conjonction : } \theta_z = \frac{(\beta_r - \beta_s)}{2} \quad (\text{II.47})$$

$$\theta_y = (\theta_x + \beta_s) = \left(\frac{\alpha_r}{2} - \theta_z \right) \quad (\text{II.48})$$

$$\theta_{xy} = \left(\frac{\alpha_r}{2} + \theta_s \right) = \theta_y + \theta_z + \theta_s \quad (\text{II.49})$$

II.4.2 Simulation sous *Matlab-Simulink*

II.4.2.1 Schéma bloc de simulation

Afin de pouvoir appliquer la stratégie de commande retenue et étudier le comportement dynamique de la machine, nous avons élaboré un programme de simulation numérique incluant le fonctionnement de la machine, de son alimentation et de sa commande. Le programme a été réalisé par les membres de l'équipe de recherche du Laboratoire

d'Electrotechnique de Constantine (LEC) à laquelle j'appartiens et qui a traduit le modèle mathématique par des blocs, chacun d'eux étant associé à une fonction MATLAB spécifique.

Ce programme, conçu sous environnement *Matlab-Simulink*, regroupe toutes les variables et les événements décrivant le déroulement du processus.

La figure (II.10) représente le diagramme général de simulation utilisé pour le modèle linéaire de la MRV alors que la figure (II.11) précise le contenu de chaque phase. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe C.

Les résultats en été ensuite comparés avec le modèle préétabli dans Matlab, vu qu'on ne dispose pas d'accès aux courbes du modèle présenté par Simulink, on n'a pas pu l'adapter aux paramètres voulus. La vérification se fera uniquement sur la forme du signal de sortie.

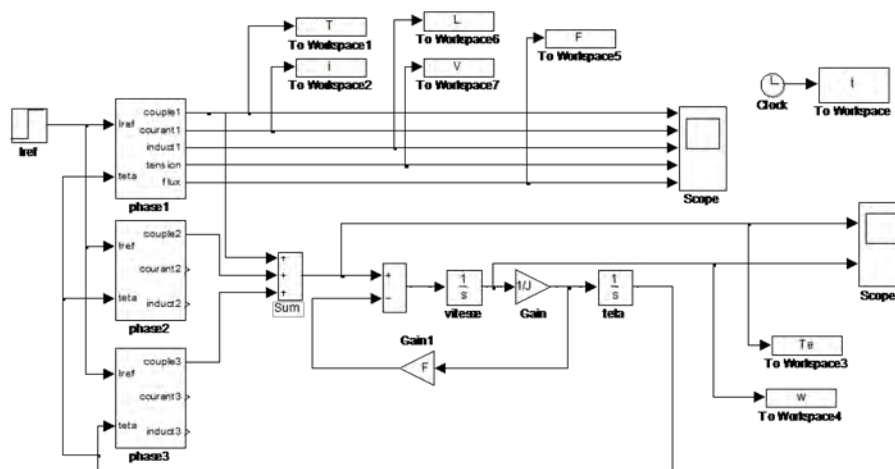


Fig. II.10 Diagramme de simulation de MRV

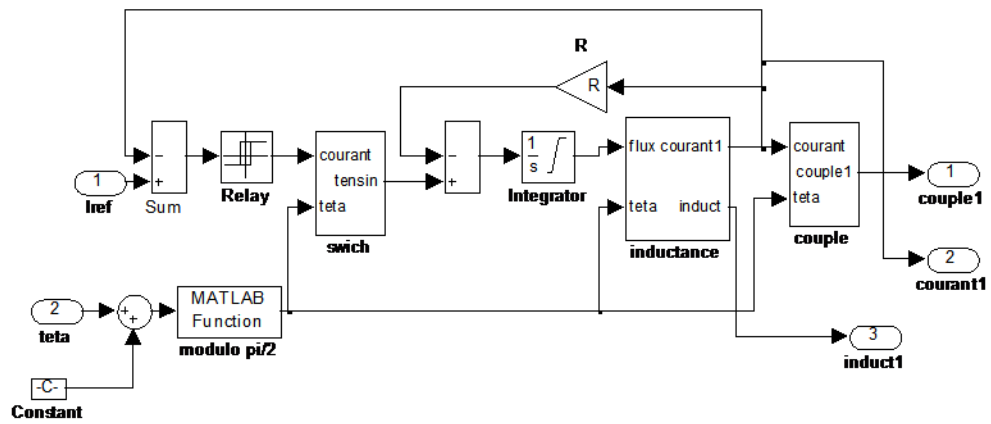


Fig. II.11 Diagramme de simulation de MRV par phase

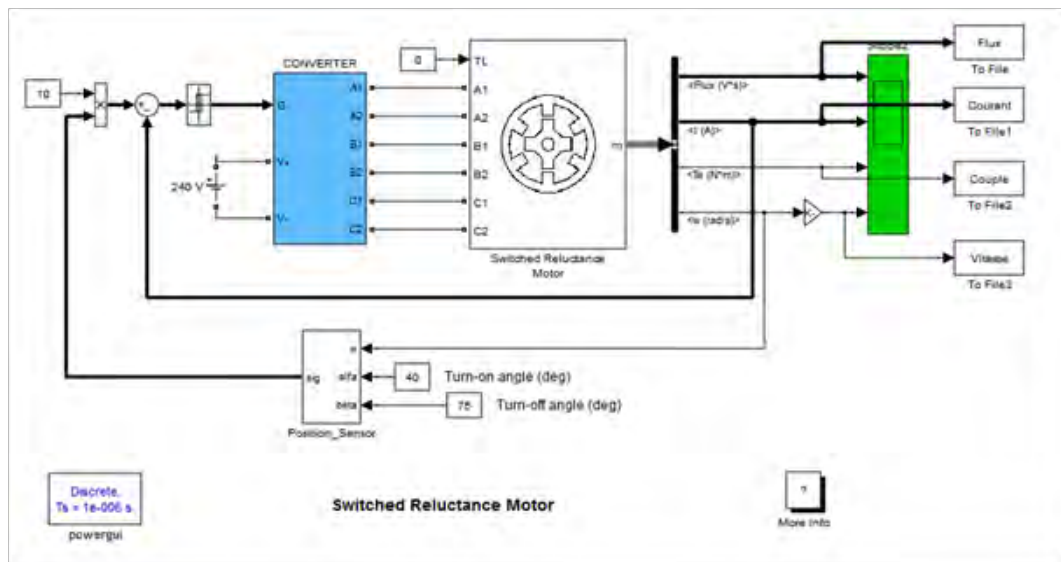
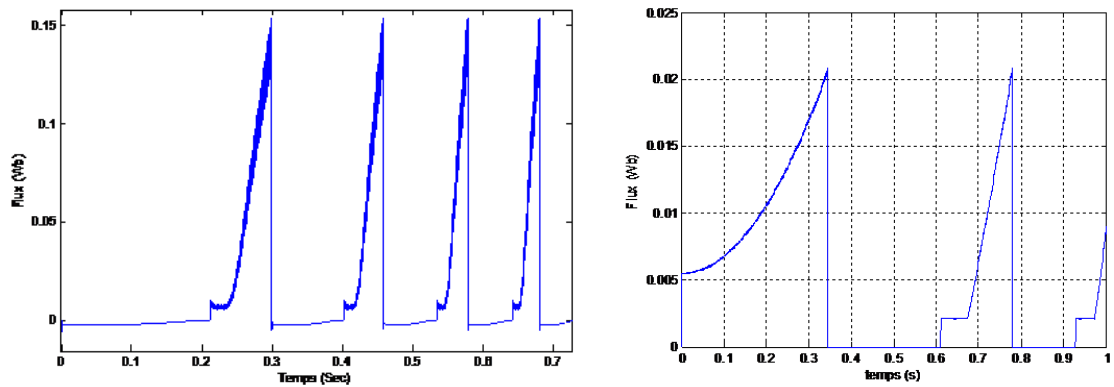
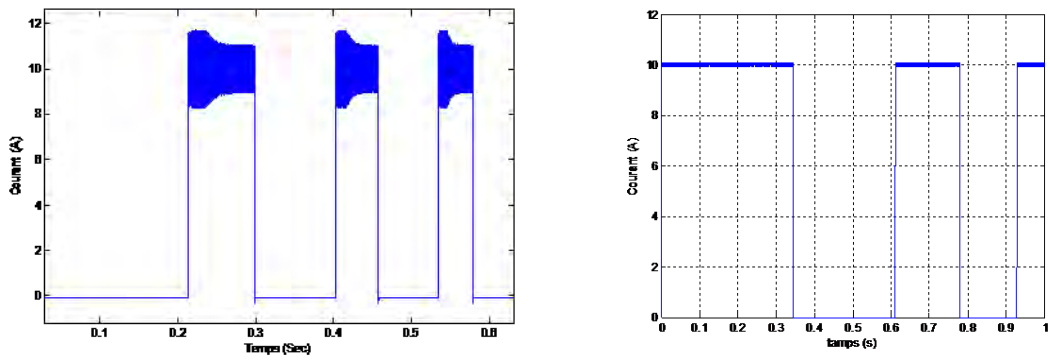


Fig. II.11 Modèle de la MRV sous Matlab

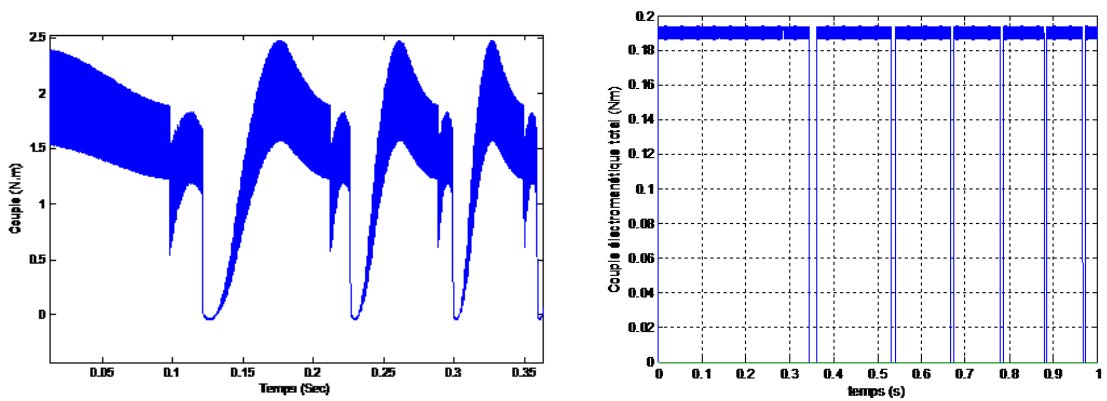
II.4.2.2 Résultats de simulation



a) Variation du flux



c) Allure du courant de phases



f) Allure du couple électromagnétique total

Fig. II.12 Allure des différentes grandeurs (Flux, Courant de phase et couple).

II.4.2.3. Interprétations des résultats

Grâce au programme de simulation élaboré, nous avons pu tracer l'évolution des différentes grandeurs électriques et mécaniques. Les figures II.12(a-g) représentent respectivement les variations de flux, du courant de phase, du couple généré par la phase alimentée ainsi que le couple total égal à la somme algébrique des couples des trois phases (décalés d'un angle de α_r / q) et de la vitesse de rotation du rotor.

Les calculs, issus du modèle de simulation, ont été effectués en régime *linéaire* avec l'emploi d'une commande en courant adoptée pour notre système.

Nous remarquons, à travers les résultats présentés, que durant l'intervalle $[0; \theta_x]$ d'opposition où l'inductance $L = L_m \left(\frac{dL}{d\theta} = 0 \right)$ le courant s'instaure sans qu'il y ait génération de couple.

La mise sous tension durant l'intervalle $[\theta_x; \theta_{xy}]$ où l'inductance L croît permet d'atteindre la valeur maximale désirée du courant de phase à partir de l'angle d'allumage θ_{on} ; le courant croît linéairement à partir de zéro. L'utilisation de correcteurs à hystérésis, avec une bande relativement étroite permet la régulation de ce courant. Dans ce cas, la valeur du courant est maintenue dans la bande désirée entre I_M et I_m pour les faibles vitesses de rotation. Donc le couple est maintenu constant durant cet intervalle de conduction. Un bon choix des angles de commande θ_{on} et θ_{off} est indispensable pour assurer un bon contrôle du moteur dans cet intervalle.

Pour le dernier intervalle $[\theta_{xy}; \alpha_r]$ à L décroissante, on applique une tension négative afin d'accélérer la décroissance du courant et donc éviter l'apparition d'un couple négatif.

L'ondulation du couple et par voie de conséquence les oscillations de vitesse sont évidemment dues aux effets de la commutation brusque présente dans cette commande qui introduit clairement des harmoniques dans le signal du couple via le courant de phase.

Remarques :

Généralement, il est noté que l'angle correspondant à la coupure du courant est plus long que celui correspondant à son établissement ; ceci est dû au fait que l'inductance est plus élevée en conjonction qu'en opposition.

Le contrôleur à hystérésis du courant est utilisé pour les basses et les moyennes vitesses parce qu'on a assez de temps pour être capable de contrôler le courant de la phase. Ce qui permet aussi d'utiliser ce mode du contrôle aux basses et moyennes vitesses, c'est le fait que la FEM ne prend pas de grandes valeurs qui pourraient détériorer la forme du courant.

Il est intéressant d'avoir une zone morte dans l'évolution de l'inductance d'une phase (zone où l'inductance est gardée constante à sa valeur maximale). En effet, la présence de cette zone est une des solutions qui permette de réduire (et même d'éliminer) la composante négative du couple puisque la valeur du couple, durant cet intervalle, est nulle.

II.5 Pré-dimensionnement (géométrie)

II.5.1 Dimensionnement global

Le dimensionnement d'une machine électrique est une succession d'étapes interdépendantes où les phénomènes mécaniques, thermiques et électromagnétismes sont fortement liés.

Chaque cas est particulier, en fonction des contraintes spécifiques au problème posé. Nous n'allons donner ici que quelques éléments de base permettant de comprendre le choix des dimensions du point de vue électromagnétique.

II.5.2 Dimensionnement de l'enveloppe

La grandeur dimensionnante de référence est constituée du couple T qui doit vérifier l'équation suivante [26-27] :

$$T = K \cdot D_r^2 \cdot L \quad (\text{II.50})$$

Où D_r = diamètre rotor et L = longueur empilage tôles

Le couple par unité de volume vérifie alors l'équation suivante :

$$T_v = T / (\pi \cdot D_r^2 \cdot L / 4) = 4K / \pi = 2\sigma \quad (\text{II.51})$$

$$D'ou : D_r^2 \cdot L = 2T / \pi\sigma \quad (\text{II.52})$$

$$\text{Avec : } \sigma = F_T / S_e = k \cdot \underline{B} \cdot A_L = \text{pression tangentielle} \quad (\text{II.53})$$

$$S_e = \pi \cdot D_r \cdot L ; 200 < A_L = \text{densité linéique} < 3\ 000 \text{ A/m} ; 0.3 < \underline{B} < 1 \text{ T} \quad (\text{II.54})$$

Les valeurs typiques de σ 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.

Pour déterminer séparément le diamètre et la longueur de l'empilement de tôles, il est nécessaire de choisir le rapport : $\delta = D_r / L$ (II.55)

Enfin on exploitera l'expression reliant la densité de courant nécessaire à l'obtention du couple à la valeur moyenne du champ \underline{B}_{cs} .

Quant au diamètre stator il est déduit de : $D_s = D_r / k_D$ (II.56)

La méthode la plus simple pour estimer le diamètre du stator est de se baser sur des valeurs typiques du rapport D_r/D_s : pour une machine triphasée avec six pôles statoriques et quatre pôles rotoriques, le rapport D_r/D_s est typiquement de 0.5.

Car, une valeur moindre tendrait à diminuer l'ouverture des dents, en augmentant en conséquence la saturation des pôles ; à l'inverse, pour des valeurs supérieures à 0.5, la largeur des encoches est réduite d'où la difficulté de bobinage.

La longueur de l'enveloppe L_e est égale à la somme de la longueur des tôles empilées L et de la longueur des têtes de bobines. Or, cette dernière équivaut à 1.2 fois la largeur du pôle statorique t_s ; la longueur de l'enveloppe vérifie donc l'équation suivante :

$$L_e = L + 2L_{oh} = L + 2.4t_s \quad (II.57)$$

II.5.3 Choix des dentures stator et rotor (nombres et angles)

Le paramètre β_s détermine la plage angulaire de production d'effort où la variation de l'onde d'inductance est notée $D\theta_p$ (Fig.III.2). Généralement et pour des raisons de place bobinable, il est préférable que l'arc polaire rotorique β_r ait une valeur supérieure ou égale à celle de l'arc polaire statorique, ce qui est pratiquement toujours le cas si $N_s > N_r$.

Les angles des pôles statoriques et rotoriques doivent vérifier les trois conditions suivantes [40,43] :

$$\beta_s \geq \beta_r, \quad \beta_s < \frac{2\pi}{Nr} - \beta_r, \quad \beta_s \geq \frac{2\pi}{qNr} = \beta_{sm} \tag{II.58}$$

Les trois conditions peuvent être représentées dans un schéma pour définir le **triangle de faisabilité** des angles dentaires : les angles des dentures rotor et stator de la machine se situent dans ce triangle. La figure (III.1) montre le triangle de faisabilité quantifié pour la MRVDS 6/4 que nous étudions ici.

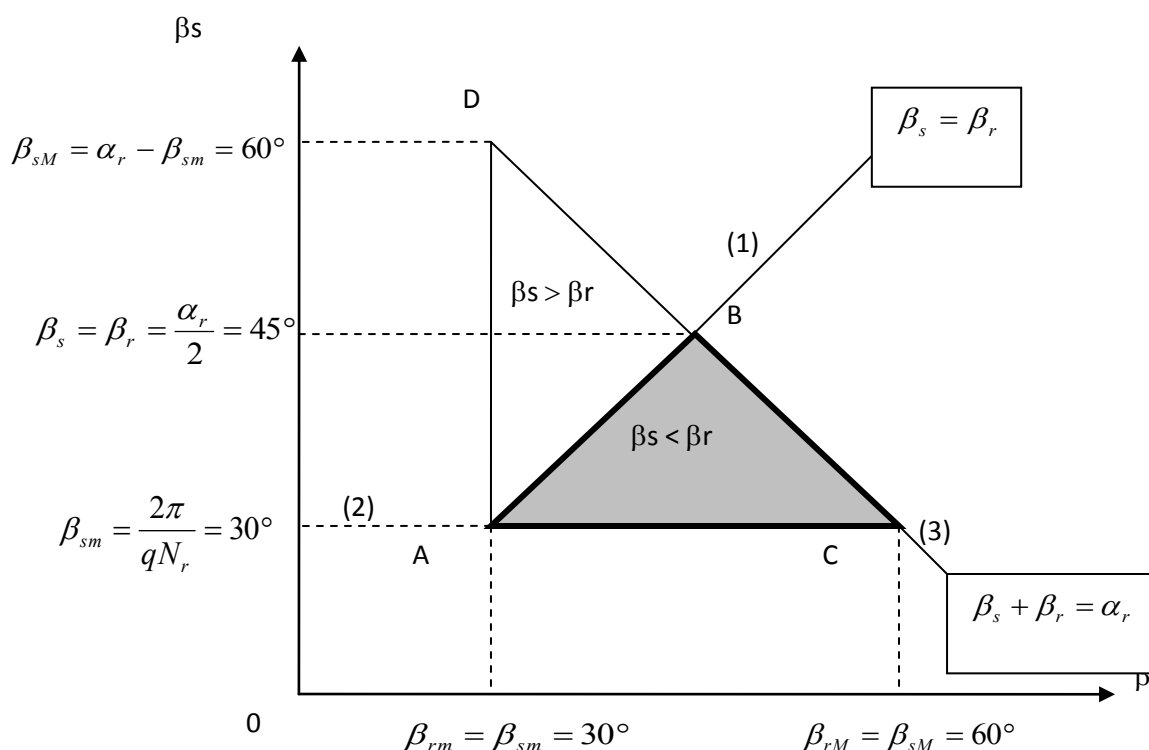


Fig. II.13 Triangle de faisabilité

Le triangle de faisabilité est constitué de deux parties selon que les dents statoriques sont plus larges que les dents rotoriques (partie supérieure) ou l'inverse (partie inférieure); ces deux parties donnent des comportements magnétiques symétriques. On préfère le cas correspondant au 1/2 triangle **ABC** limité par les 3 droites (**AB ; BC ; AC**) où :

- la droite **AB** correspond à: $\beta_s = \beta_r$
- la droite **BC** correspond à la limite: $\beta_s = \alpha_r - \beta_r$

- la droite AC correspond à la valeur minimale de β_s correspondant elle-même à la durée minimale de production de couple d'une seule phase.

Ce triangle est limité en particulier par la relation suivante :

$$\beta_s < \alpha_r - \beta_r \quad (\text{II.59})$$

Condition nécessaire pour que la perméance en position d'opposition reste faible (l'arc polaire statorique doit rester inférieur à l'arc inter-dentaire rotorique).

Selon la deuxième condition, à valeur de β_s imposée (généralement par des considérations de couple pulsatoire), la valeur de β_r est choisie selon des contraintes de moment d'inertie (L'inertie J diminue avec β_r). On a la condition [7]:

$$(\beta_r)_m \leq \beta_r \leq (\beta_r)_M = (\alpha_r - \beta_{sm}) \quad (\text{II.60})$$

Une valeur de β_r élevée donne un large "plat de conjonction" (*Sommet C* Fig. II.13) qui rend plus aisée la démagnétisation et permet d'obtenir un couple mieux lissé par injection d'ondes de courant appropriées.

Une valeur de β_r faible donne un "plat d'opposition" important (*Sommet A* Fig. II.13) qui permet d'accroître sensiblement la puissance maximale mais rend plus difficile l'obtention d'un couple instantané peu ondulé.

La dernière condition permet d'assurer la continuité du couple lors de la commutation entre 2 plots statoriques en respectant la condition suivante :

$$\beta_{sm} = \frac{2\pi}{q.Nr} \quad (\text{II.61})$$

Pour obtenir un fort couple de démarrage (minimiser l'ondulation de couple), il faut maximiser l'angle statorique $\beta_s > \beta_{sm}$ mais ceci réduit la surface bobinable et augmente donc les pertes Joule car la densité de courant est plus importante. Il faut donc trouver un compromis pour minimiser l'ondulation de couple et les pertes Joule. Pour une machine 6/4, une largeur angulaire des plots statoriques égale à 30° permet d'optimiser le rapport des pertes Joule sur le couple :

La figure (II.13) décrit la forme idéalisée de l'inductance liée aux angles de denture rotoriques et statoriques. Ces angles influent sur la forme de l'onde d'inductance et donc sur celle de couple :

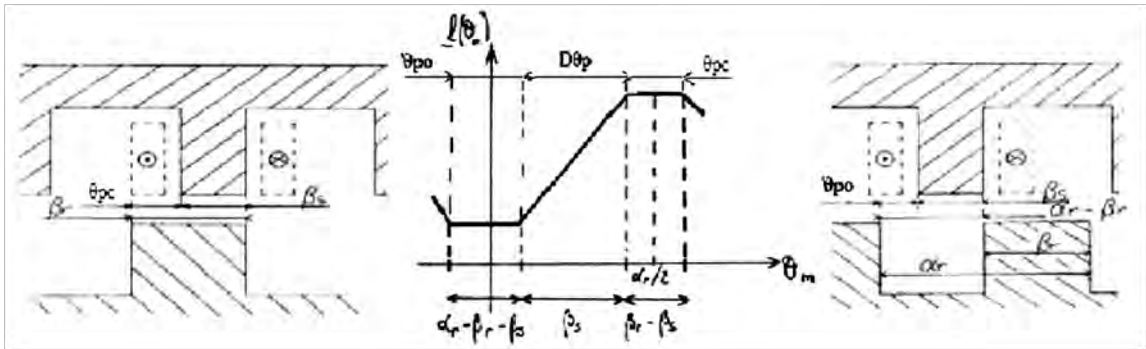


Fig. II.14 Relations entre forme d'onde d'inductance idéalisée et angles des dents [7] [30]

Les figures (II.15) montrent les allures des ondes d'inductances idéalisées extrêmes correspondant aux trois sommets (A, B, C) du triangle inférieur.

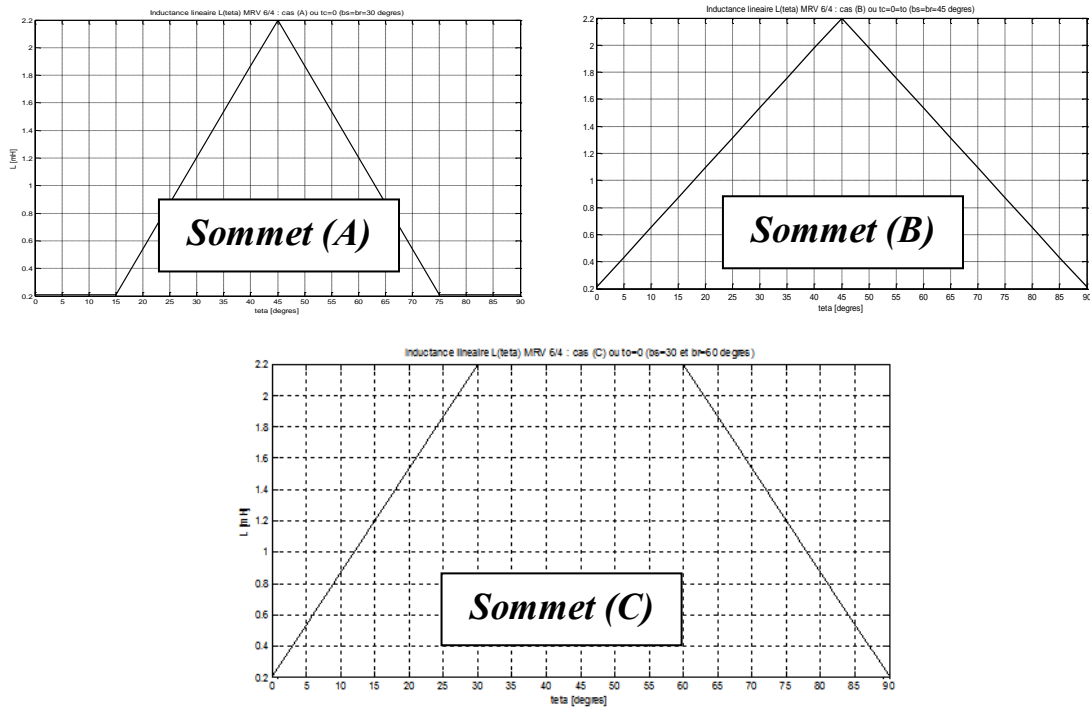


Fig. II.15 Allures des ondes d'inductances idéalisées

II.5.4 Nombre de pôles

Il existe un grand nombre d'astuces de construction possibles pour le nombre de pôles ce qui laisse une grande latitude de choix des combinaisons de nombres de dents statoriques et rotoriques. Le choix de N_s , N_r et q repose sur les remarques suivantes [7] :

Entre deux commutations successives, le rotor doit avoir tourné d'un angle égal à la différence entre le pas dentaire (angulaire) rotorique α_r et le pas dentaire (angulaire) statorique α_s . Le pas incrémental, c'est-à-dire l'avancée entre deux commutations, est :

$$\alpha_p = |\alpha_r - \alpha_s| \quad (\text{II.62})$$

Si $N_r > N_s$ ou $\alpha_s > \alpha_r$, α_p égale $\alpha_s - \alpha_r$, le sens d'alimentation des bobines successives donne le sens de rotation du rotor.

Si $N_r < N_s$ ou $\alpha_r > \alpha_s$, α_p égale $\alpha_r - \alpha_s$, le rotor tourne en sens inverse du sens d'alimentation des bobines statoriques.

Donc, pour pouvoir changer le sens de rotation en inversant l'ordre d'alimentation

L'augmentation du nombre de phases réduit l'ondulation du couple total, somme des couples développés par les q phases, mais augmente le nombre de semi-conducteurs (nombre de connexions) nécessités par l'alimentation du moteur et donc la complexité du convertisseur statique. D'ordinaire, on se limite à trois ou quatre phases, exceptionnellement à cinq.

L'action sur le rotor d'une dent statorique dont le bobinage est alimenté produit un effort radial. Pour que les efforts radiaux s'équilibrent il faut que le nombre N_s/q de dents par phase soit supérieur à l'unité.

Le tableau ci-dessous donne, d'une façon non exhaustive, pour $q=3$ et $q=4$, quelques couples de valeurs de N_s et N_r utilisables. On a indiqué le nombre N_p de commutations par tour. On a arrêté le tableau à 15 dents statoriques et à 48 pas par tour. Au-delà, il serait préférable d'utiliser la structure à petites dents.

Pour déterminer les différentes structures possibles permettant d'obtenir un nombre de pas désiré, on peut avoir, pour un nombre de phases donné, une seule valeur de N_r et deux valeurs possibles de N_s .

La vitesse de rotation est liée à la fréquence d'alimentation par le nombre N_r de dents rotoriques:

$$f = Nr \frac{\Omega}{2\pi} \quad (\text{II.63})$$

Dans le cas de machines dont la vitesse maximale est supérieure à quelques milliers de tours par minute, pour minimiser les pertes fer sans utiliser des tôles particulièrement fines et de haute qualité et réduire la fréquence des courants statoriques on utilise le plus souvent Nr inférieur à Ns .

Pour les moteurs devant développer quelque puissance dans le zone usuelle des vitesses, les couples $\{Ns, Nr\}$ les plus utilisés sont : 8-6, avec 4 phases ; 6-4, avec 3 phases.

Tableau II.2

q=3			q=4		
N_s	N_r	N_p	N_s	N_r	N_p
6	4	12	8	6	24
6	8	24	8	10	40
9	6	18	12	9	36
9	12	36			
12	8	24			
12	16	48			
15	10	30			

II.5.5 Epaisseur d'entrefer

Les échanges d'énergie électromagnétique entre stator et rotor se font à travers l'entrefer de la machine. Aussi, le choix de l'épaisseur de l'entrefer (e) reste prépondérant car il influence fortement les performances électromagnétiques de la machine [5]. Il est bien connu, que la minimisation de e permet de maximiser le couple moyen à pertes Joule données. Nous savons en outre que l'accroissement de couple lié à la réduction de l'entrefer pouvait être obtenu sans augmentation de la puissance silicium : c'est un avantage typique de la MRVDS qui profite de la saturation pour accélérer la commutation du courant, plus précisément en conjonction.

La minimisation de e est limitée par les contraintes mécaniques de précision de centrage (flasques, paliers...), d'usinage (rectification acceptable) et par le bruit acoustique. En effet, le bruit dans ces machines semble essentiellement lié à l'ovalisation du stator sous l'effet des forces radiales qui seront d'autant plus élevées que l'entrefer sera réduit. D'autre part, si l'entrefer mécanique est faible, les défauts relatifs de concentricité augmentent, contribuant

ainsi à la production de vibrations sonores. On voit apparaître ici un compromis performances/bruit acoustique assez fréquent dans les machines électriques. Pour avoir de bonnes performances, on choisit une épaisseur d'entrefer assez faible, avec comme ordre de grandeur usuel :

$$e \cong (R/100) \cong 0.8mm$$

II.5.6 Choix des matériaux

Concernant les matériaux constitutifs, les caractéristiques du matériau magnétique ont une importance considérable sur les performances. Il est primordial, en particulier, d'avoir une perméabilité et une induction à saturation élevées. Les contraintes de coût nous guident généralement vers du fer-silicium, notamment vers des tôles fer-silicium 3,2% de 2mm d'épaisseur (NO20) pour leur qualité vis-à-vis des pertes fer aux hautes fréquences et leur coût réduit, il s'agit des mêmes tôles utilisées par [30].

II.5.7 Résultat du pré-dimensionnement

Suite au calcul effectué pour l'obtention des paramètres supplémentaire nécessaire a la simulation, nous avons établi un programme sous Matlab qui permet de calculé les grandeurs essentiels a la modélisation réalisé au chapitre III, Nous présentons ci-dessous (Tableau II.3) les résultats géométrique du prototype [21].

Paramètres MRVSD 6/4	Modélisation Analytique
Longueur active L [mm]	150
Rayon extérieur Rext [mm]	126
Rayon rotorique R [mm]	76
Hauteur des dents statoriques hs [mm]	25
Hauteur des dents rotoriques hr [mm]	28
Épaisseur de culasse stator ec [mm]	23

Tableau II.3

II.6 Conclusion

Ce chapitre, consacré aux développements théoriques relatifs au fonctionnement des MRV et au pré-dimensionnement analytique d'un prototype de MRVDS 6/4, va nous permettre d'aborder la suite de notre travail qui sera consacré aux aspects simulation et optimisation. En effet, moyennant les résultats des simulations sous MATLAB, on pourrait mieux apprécier les différentes courbes de l'inductance de phase des courants et du couple engendré. Par ailleurs, nous allons consacrer le restant de ce chapitre à l'identification des deux stratégies de commande les plus envisageables, au choix de l'alimentation adéquate et à l'élaboration des différentes parties de la commande.

Chapitre III

Modélisations & Simulations

III.1 Modélisation numérique par éléments finis

Afin d'étudier l'influence des principaux paramètres géométriques du circuit magnétique sur les caractéristiques électromagnétiques de la machine à réluctance variable, nous avons opté pour une méthode hybride qui allie *méthode des éléments finis (MEF)* et approche analytique plus souple et plus rapide dite *du Circuit Magnétique Equivalent (CME)*. Son principe consiste en un découpage de la partie machine en tronçons de réluctances R_k série-parallèle calculés selon un processus itératif dans le cas d'un modèle saturé. Nous avons utilisé pour cela un modèle analytique de la caractéristique lissée $B(H)$ des tôles utilisées. En effet cette méthode nécessiterait au préalable un tracé précis de lignes de champ par éléments finis sous « FLUX2D »

Pour la mise en œuvre de cette approche analytique, nous avons confectionné, sous environnement *Matlab*, un programme de calcul à structure modulaire (*cf. Annexe C*).

III.2 Calcul électromagnétique

La simulation électromagnétique fait appel au calcul des champs créés dans les diverses parties du moteur. Les grandeurs à l'intérieur de ce dernier sont de nature essentiellement bidimensionnelle dans un plan perpendiculaire à l'axe de la machine.

Cependant, il existe certains effets de nature tridimensionnelle comme les courants dans les têtes de bobines ou dans les extrémités des culasses. Il est possible de tenir compte de ces effets en rajoutant des inductances de fuites et tout en gardant, pour des raisons de temps de calcul et d'efficacité du processus de conceptions, un modèle bidimensionnel.

III.2.1 Modèle bidimensionnel

Lorsque l'on se place dans un plan perpendiculaire à l'axe de la machine celle-ci se présente sous la forme décrite sur la figure (III.4) sur laquelle l'épaisseur de l'entrefer a été agrandie pour des raisons de lisibilité.

III.2.2 Équations

Si on désigne par J_s la densité de courant dans les conducteurs N statorique, R la réductivité (inverse de la perméabilité) des tôles magnétiques et A la composante axiale du potentiel vecteur magnétique il vient :

$$\left. \begin{array}{l} \text{rot}\vec{H} = J_s \\ \text{div}\vec{B} = 0 \\ \vec{H} = \nu\left(\vec{B}\right)\vec{B} \end{array} \right\} \text{ Pour le stator.} \quad (\text{III.1})$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{rot}\vec{H} = 0 \\ \text{div}\vec{B} = 0 \\ \vec{B} = \mu_0\vec{H} \end{array} \right\} \text{ Pour l'entrefer} \quad (\text{III.2})$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{div}\vec{B} = 0 \\ \vec{H} = \nu\left(\vec{B}\right)\vec{B} \end{array} \right\} \text{ Pour le rotor.} \quad (\text{III.3})$$

La relation $\text{div}\vec{B}=0$ est constante dans les trois domaines, la continuité de la composante normale de B aux passages entre les tôles et l'air conduit à utiliser le potentiel vecteur A tel que: $\vec{B} = \text{rot}\vec{A}$ qui est donc parallèle à l'axe de la machine et dont l'unique composante vérifie

$$\left. \begin{array}{l} B_x = \frac{\partial\vec{A}}{\partial Y} \\ B_y = -\frac{\partial\vec{A}}{\partial X} \end{array} \right\} \quad (\text{III.4})$$

Finalement, on aboutit à :

$$\frac{\partial}{\partial X}\left(\nu\left(\vec{B}\right)\frac{\partial\vec{A}}{\partial X}\right) + \frac{\partial}{\partial Y}\left(\nu\left(\vec{B}\right)\frac{\partial\vec{A}}{\partial Y}\right) = J \quad (\text{III.5})$$

où J est égal à J_s ou 0 suivant que l'on se trouve dans un conducteur statorique ou dans un milieu où la densité de courant est nulle. La relation $\nu\left(\vec{B}\right)$ tient compte de la courbe de saturation du matériau magnétique utilisé et crée une relation non linéaire.

D'autre part, le moteur étant alimenté à partir d'une tension donnée, les courants qui circulent dans le stator, et donc J_s est fonction de l'état de saturation de la machine donc de la solution de l'équation (III.5).

Il est cependant possible de tenir compte de ce phénomène en introduisant dans les équations les effets des circuits électriques externes.

III.2.3 Prise en compte des effets électriques extérieurs

La prise en compte des effets électriques externes se fait en tenant compte de la présence de parties conductrices. Le couplage entre les champs magnétiques et électriques est introduit en faisant apparaître le potentiel scalaire électrique v tel que :

$$J = \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \sigma \text{grad} v \quad (\text{III.6})$$

σ étant la conductivité du conducteur.

Le potentiel électrique v est dû à la tension appliquée sur les conducteurs, mais également à l'effet du champ magnétique. L'équation du champ magnétique en termes de potentiel vecteur s'écrit :

$$\frac{\partial}{\partial X} \left(v \frac{\partial \vec{A}}{\partial X} \right) + \frac{\partial}{\partial Y} \left(v \frac{\partial \vec{A}}{\partial Y} \right) - \sigma \text{grad} v = 0 \quad (\text{III.7})$$

Or, dans le cas bidimensionnel, $\text{grad} v$ est constant sur un conducteur et, comme A et J n'ont qu'une seule composante, le terme $L \text{grad} v$ (où L est la longueur de fer du moteur), représente la valeur ΔV de la tension aux bornes du conducteur. La prise en compte de cette tension aux bornes est faite en connectant le logiciel de calcul de circuit électrique qui permet, à partir des conditions électriques extérieures et des grandeurs liées à la mise en équation du champ électromagnétique, de déterminer les valeurs réelles de la densité de courant en tout point.

III.2.4 Méthode des éléments finis [2, 25]

Le principe de la méthode est d'utiliser une formulation variationnelle des équations du champ électromagnétique et, quand cela n'est pas possible, de projeter, au sens vectoriel, sur les fonctions d'approximation la fonction d'erreur entre la formule approchée de la valeur du potentiel vecteur électromagnétique et la valeur exacte définie par les équations du potentiel vecteur. La valeur approchée du potentiel vecteur est définie comme une combinaison linéaire des valeurs A_i de A nœuds d'un découpage défini et des fonctions de base associées aux éléments de dimension finie qui constituent ce découpage.

La formulation adoptée, appliquée au découpage réalisé permet de transformer le système d'équations aux dérivées partielles en un système d'équations algébriques linéaires si les équations de départ le sont et non linéaires dans le cas contraire.

La résolution par des méthodes itératives permet d'obtenir la valeur du potentiel vecteur A , en tous nœuds du domaine discrétisé et d'accéder par là à toutes les grandeurs utiles pour la conception de la machine (induction, couple, F.E.M, courants, etc.).

Cette méthode qui a été étudiée pour les problèmes électromagnétiques et thermiques est utilisée dans de nombreux logiciels pour des analyses mécanique, thermique ou électromagnétique ; elle est à la base, en particulier, du logiciel FLUX2D et Ansoft.

III.2.5 Logiciel FLUX2D [38-44]

Ce logiciel a été conçu et réalisé en 1981 par le laboratoire d'électrotechnique de Grenoble. Il est depuis cette date commercialisé par la société CEDRAT et est aujourd'hui utilisé par les principaux constructeurs de matériel électrique. La notion de couplage entre les équations de champ et les équations de circuit extérieur permettent de simuler le fonctionnement d'un moteur alimenté sous une tension donnée au stator et tenir compte de l'effet de fermeture des anneaux de court circuit au rotor. La possibilité de simuler également le mouvement du rotor en fonction du temps et de la tension d'alimentation permet d'étudier l'effet des couples instantanés au-delà du couple moyen calculé par les méthodes classiques.

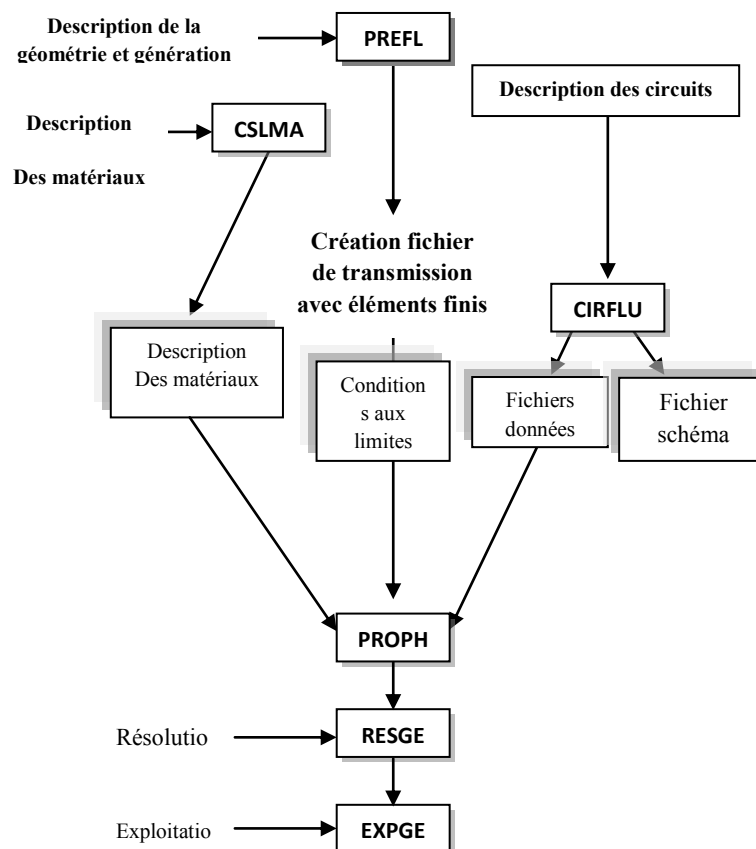


Fig. III.1. Schéma des différents modules du logiciel FLUX2D

III.3 Mise en œuvre & exploitation des résultats

III.3.1 Paramètres dimensionnels et physiques MRV 6/4

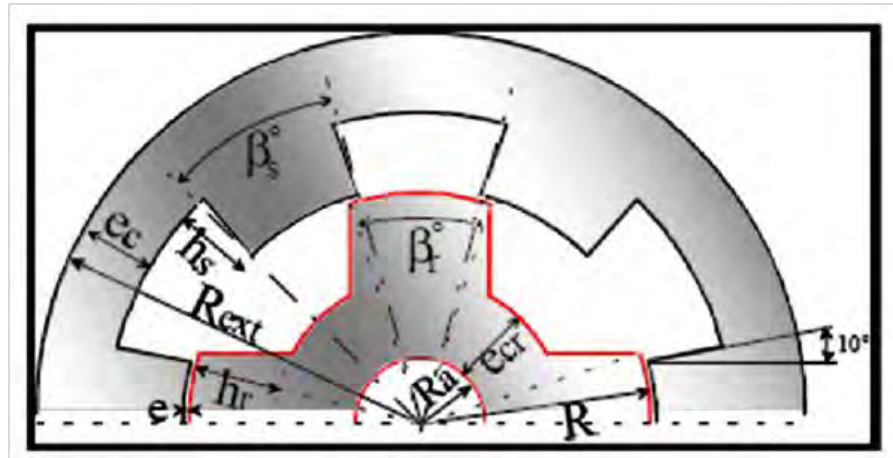


Fig. III.2 Définition des paramètres dimensionnels du prototype

Intitulé	Notation	Dimensions
Longueur active	L	150 mm
Rayon extérieur	R_{ext}	125 mm
Rayon rotorique	R	75 mm
Hauteur des dents statoriques	h_s	25.6 mm
Hauteur des dents rotoriques	h_r	28 mm
Épaisseur d'entrefer	e	0.8 mm
Épaisseur de culasse stator	e_c	23.6 mm
Rayon de l'arbre	R_a	21 mm
Arc polaire du stator	β_s	30°
Arc polaire du rotor	β_r	30°

Tableau III.1 Principales dimensions du prototype [21]

- *Propriétés physiques*

L'analyse éléments finis est effectuée en *non linéaire*. Les parties ferromagnétiques sont représentées par la caractéristique $B(H)$ des tôles NO20 utilisées (Fig. III.3).

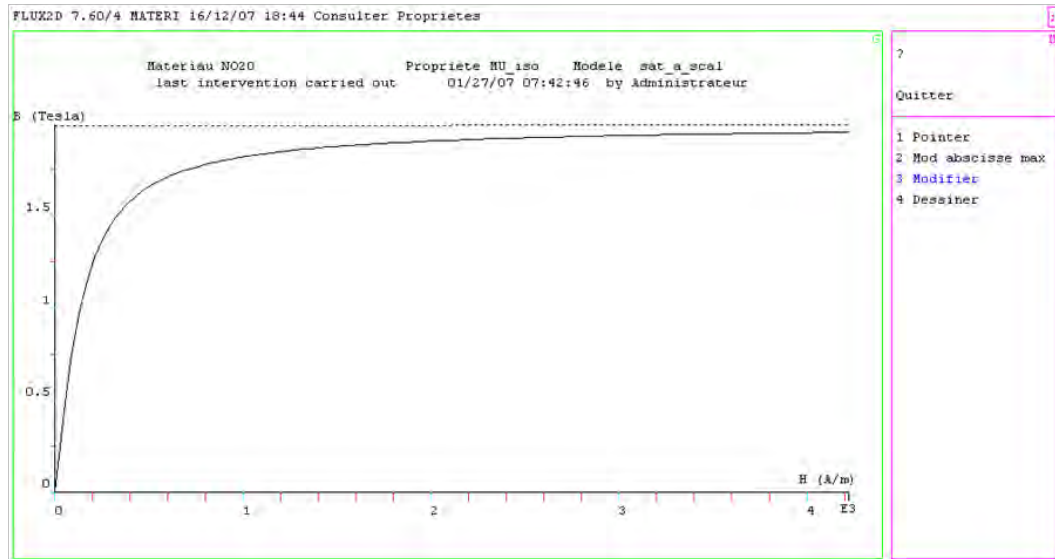


Fig. III.3 caractéristique magnétique $B(H)$ du matériau NO20

Les simulations ont été réalisées en 2D axisymétrique par le logiciel de calcul par élément fini Flux-2D version (7.6). Dans toutes les simulations réalisées on a modélisé, pour des raisons de symétrie, la moitié de la machine. La géométrie de la machine à réluctance variable est représentée figure (III.5).

Nous avons utilisé un maillage de 9788 éléments et de 19677 noeuds comme illustré sur la figure (III.4). La taille de grille des mailles autour de l'entrefer doit être plus petite que les autres régions adjacentes, qui permettent une plus grande précision des résultats, où on s'attend à un degré élevé de 98.9 % d'éléments de bonne qualité.

La notion de « *bande de roulement* » permet de modéliser avantageusement l'entrefer, siège des échanges électromagnétiques entre stator et rotor. Les conditions aux limites de type Dirichlet ($A=0$) sont appliquées sur les frontières représentées sur la figure (III.5).

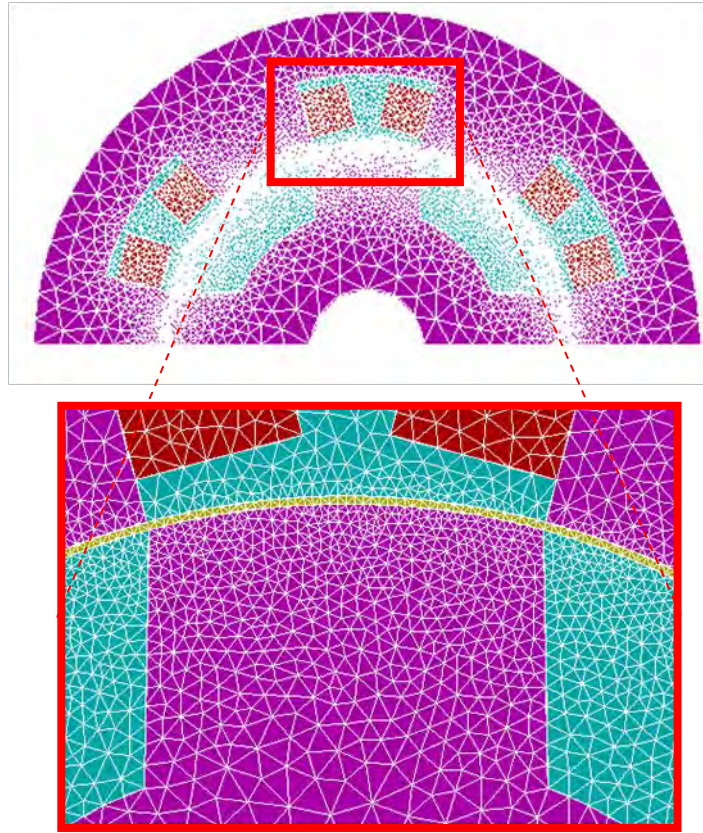


Fig. III.4 Maillage du domaine d'étude

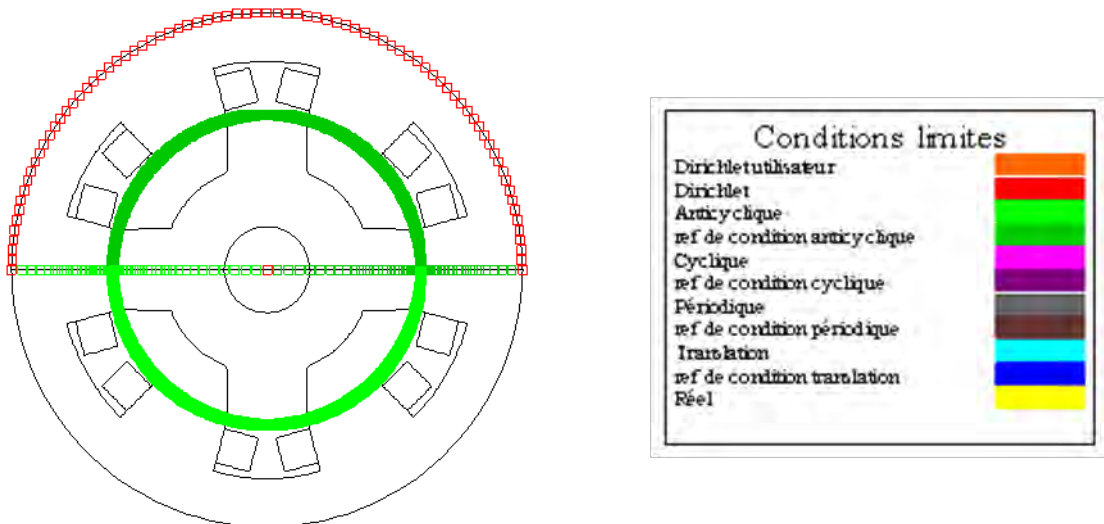


Fig. III.5 Conditions aux limites appliquées à l'extérieur du domaine

III.3.2 Exploitation des résultats

Les figures (III.6) illustrent respectivement pour les deux positions extrêmes: les lignes de flux, les figures (III.7) la densité de flux.

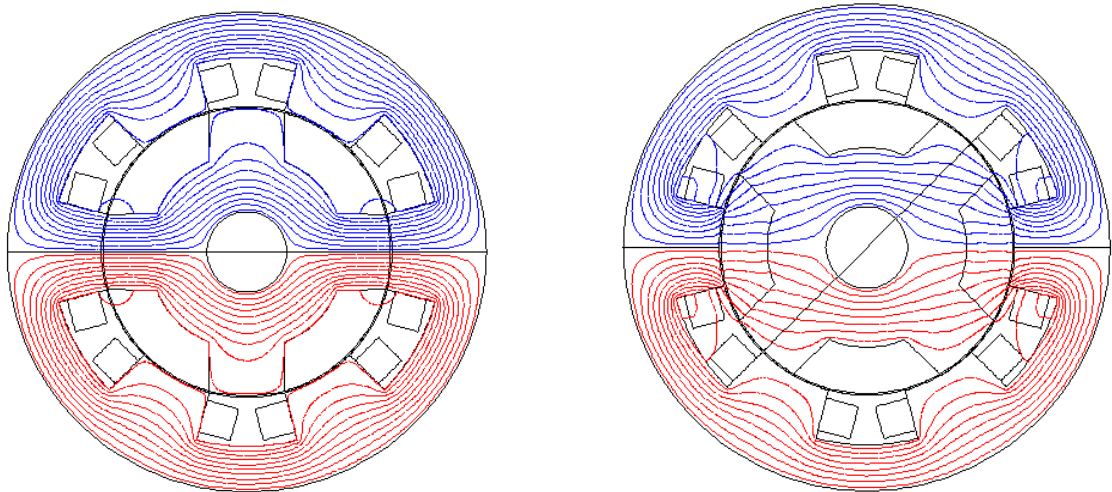


Fig.III.6 Ligne iso-valeurs pour les deux positions extrêmes
a. Position de conjonction
b. Position d'opposition

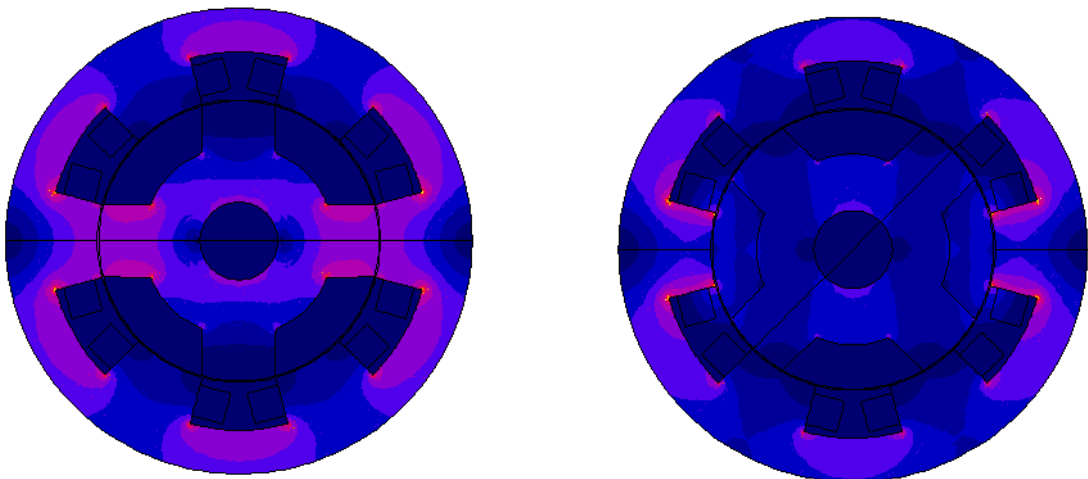


Fig.III.7 Dégradé de l'induction pour les deux positions extrêmes

III.4 Modèle analytique par schéma de perméances équivalent - performances

III.4.1 Synoptique générale

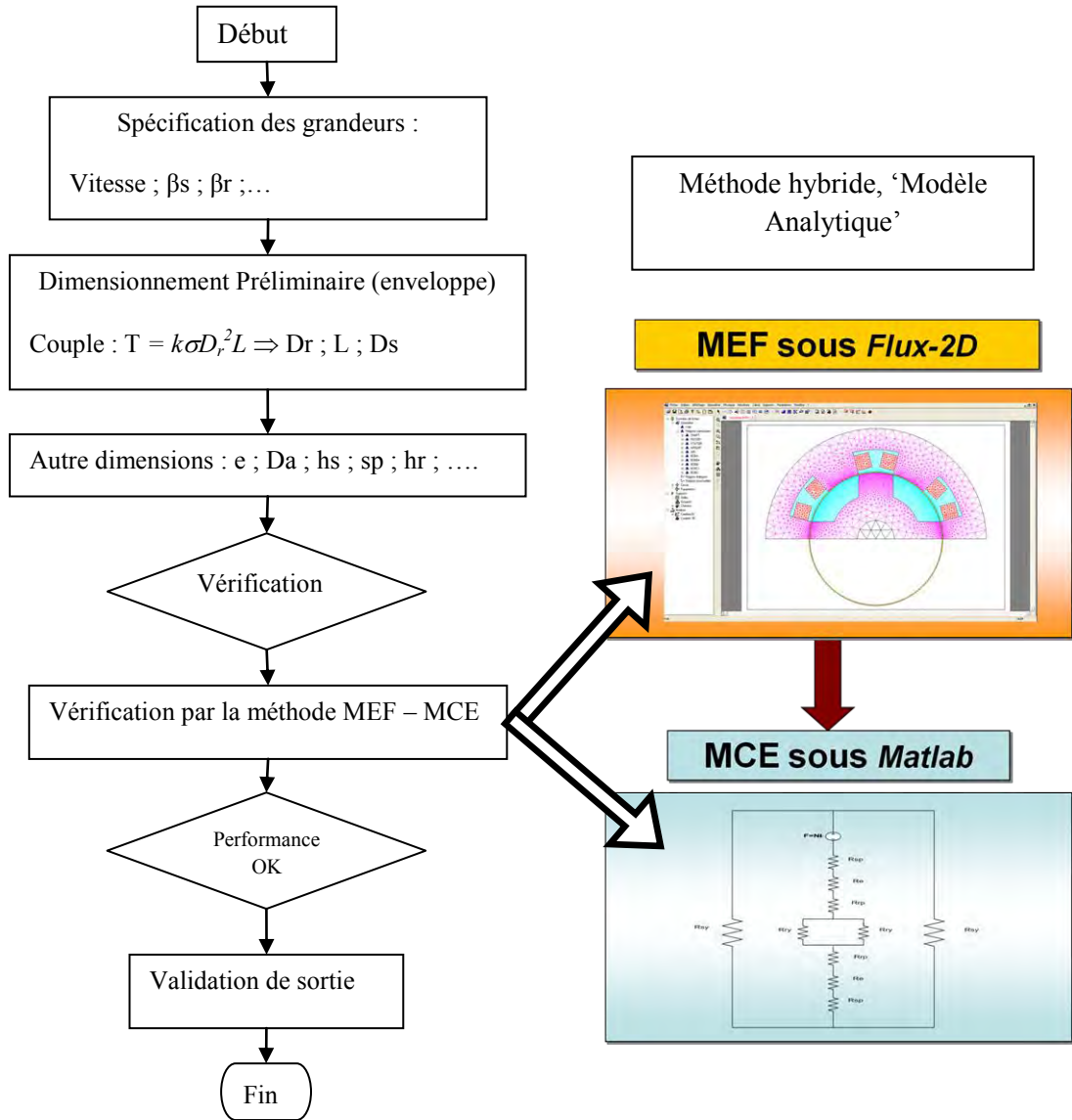


Fig. III.8.a Synoptique de la méthode hybride

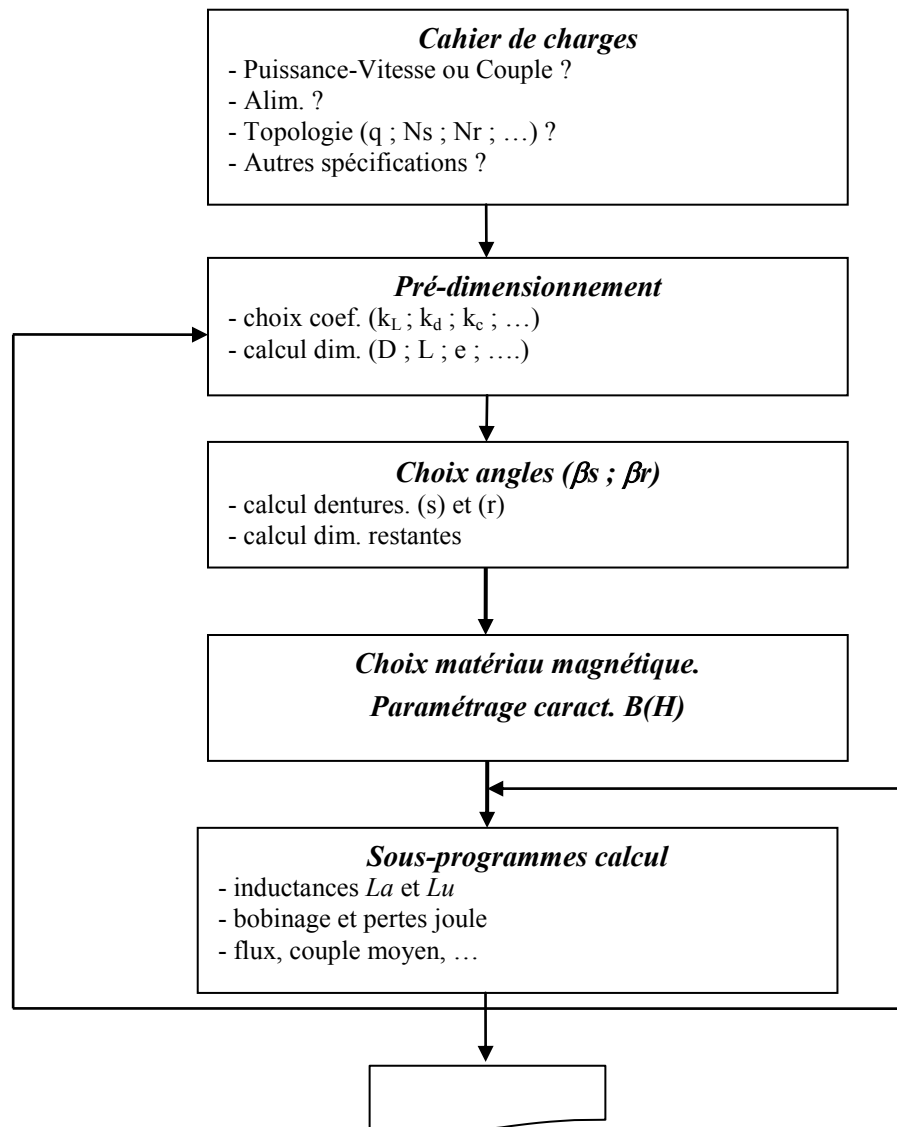


Fig.III.8.b. Synoptique générale [40]

III.4.2 Calcul analytique des lignes équiflux

Diverses méthodes analytiques ont été développées au cours des dernières années. Certains auteurs [40 – 44] prennent en compte la saturation des parties ferromagnétiques de la machine et font des hypothèses simplificatrices sur l'allure des lignes d'induction [40] afin de simplifier les calculs des longueurs de tubes de flux :

- Les lignes de flux dans l'entrefer sont soit des lignes droites soit des arcs de cercles.

- Les lignes de flux entrent et sortent du circuit magnétique normalement (sans fluctuations).
- Les lignes de flux dans les dents statoriques et rotoriques sont des lignes parallèles.
- Les lignes de flux dans les culasses statorique et rotorique sont concentriques.
- Les bobines sont de forme parfaitement rectangulaire.
- L'arbre est parfaitement amagnétique.

Pour ce calcul, nous nous sommes inspirés de l'algorithme proposé par Krishnan [40] basé sur la décomposition en 7 tubes de flux représentatifs du circuit magnétique de la machine. Ce tracé a été préalablement réalisé par éléments finis sous *FEMM* puis la topologie de chaque tube a été paramétrée afin d'évaluer analytiquement la perméance de chaque tronçon.

Nous obtenons ainsi un réseau de perméances dont les chutes de tension magnétiques partielles permettent de déterminer une chute totale à comparer avec la fmm d'excitation ; un processus itératif (circuits non-linéaires) permet d'atteindre la convergence avec la précision désirée.

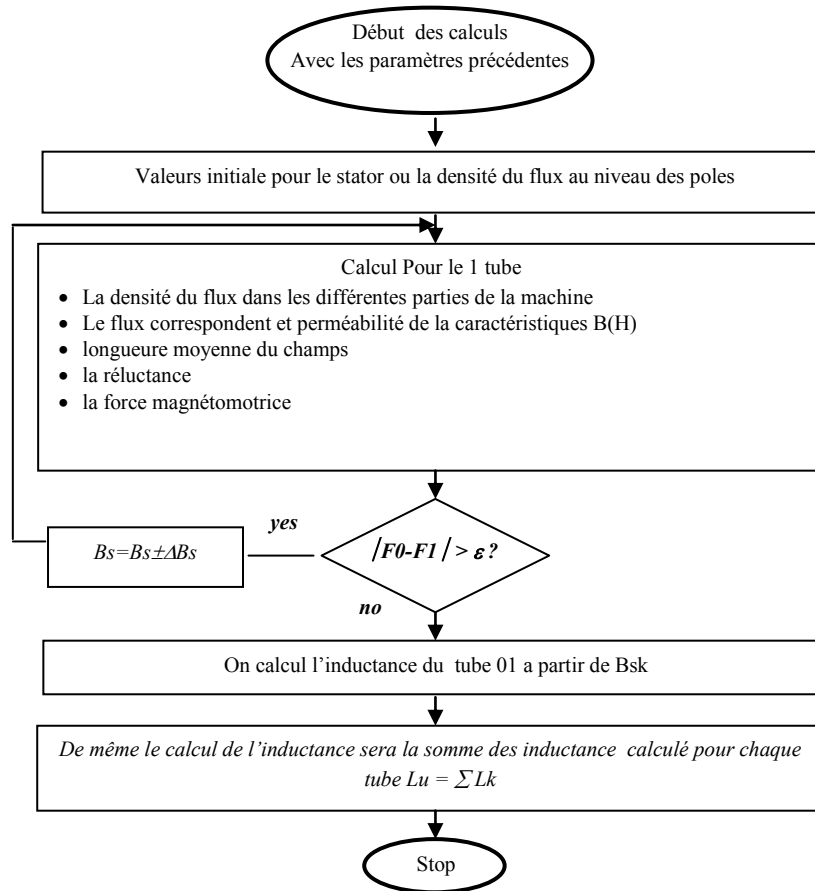


Fig. III.8.c S/programme calcul inductance en saturé. [40]

III.4.3 Détermination des inductances extrêmes

III.4.3.1 Calcul de l'inductance maximale « de Conjonction »

Le calcul de l'inductance est beaucoup plus simple pour des positions de conjonction que pour des positions d'opposition. Presque toutes les lignes équiflux, environ 90 à 98%, traversant l'entrefer passent par la dent rotorique (fuites quasi-nulles). Les lignes de flux peuvent être représentées selon leurs trajets par un seul chemin relatif à un flux ϕ_s . [45].

La figure (III.9.a) ci-dessous montre les lignes équiflux tracées à l'aide de la MEF.

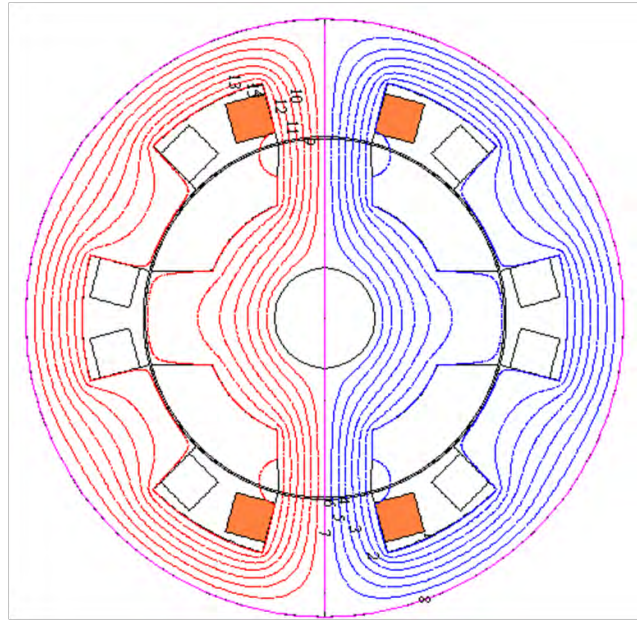


Fig. III.9.a Iso-potentiels vecteurs à la position de conjunction

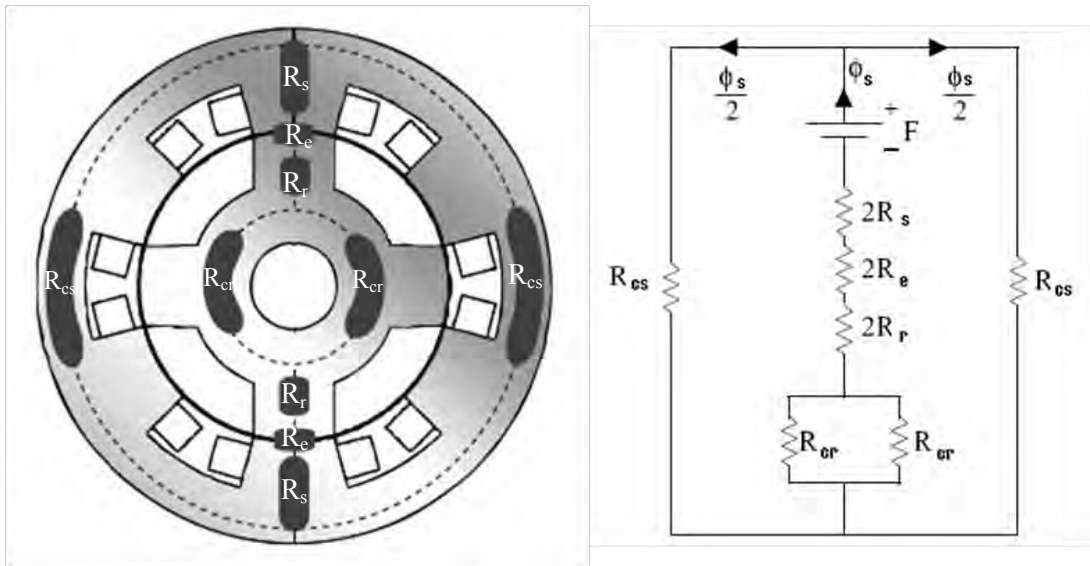


Fig. III.9.b Circuit magnétique équivalent pour la position de conjunction

Calcul des surfaces :

- pôle stator : $Asp = RL\beta_s$
- pôle rotor : $Arp = RL\beta_r$
- moyenne d'entrefer : $Ae = (Asp+Arp)/2$
- culasse stator : $Asy = kcs*Asp/2$
- culasse rotor : $Ary = kcr*Asp/2$

En assignant une induction initiale B_s à la dent statorique correspondant à une fmm F_a donnée, on déduit le flux correspondant :

$$\text{fluxs} = B_s * Asp = \text{fluxr}$$

Connaissant les surfaces, nous pouvons ainsi calculer les inductions au niveau de l'entrefer B_e , de la dent rotor B_r , des culasses B_{sy} et B_{ry} . Les champs correspondants seront déduits de la caractéristique $B(H)$ en utilisant la fonction *SPLINE* de *Matlab*. Nous pouvons ainsi calculer les perméabilités correspondantes $\mu=(B/H)$ puis les réluctances R en utilisant des longueurs de trajets moyennes calculées analytiquement à partir des lignes équiflux [1].

Le produit de la réluctance équivalente R_{ae} par le *fluxs* permettra de calculer la fmm correspondante ($F_0=R_{ae}*\text{fluxs}$) qui sera comparée à la fmm de départ (F_a) dont l'écart sera comparé à ϵ_{ps} pour le critère de convergence du processus itératif. Finalement, l'inductance de conjonction vaudra [42] : $L_{aa} = N^2/R_{ae}$.

III.4.3.2 Calcul de l'inductance d'opposition ($L_{unligned}$)

Le processus de calcul est similaire au précédent (fig. III.8) sauf que le schéma de perméances équivalent à chacun des 7 tubes de flux diffère d'un tube à l'autre (fig. III.12), selon le tracé des lignes équiflux représenté (fig. III.11).

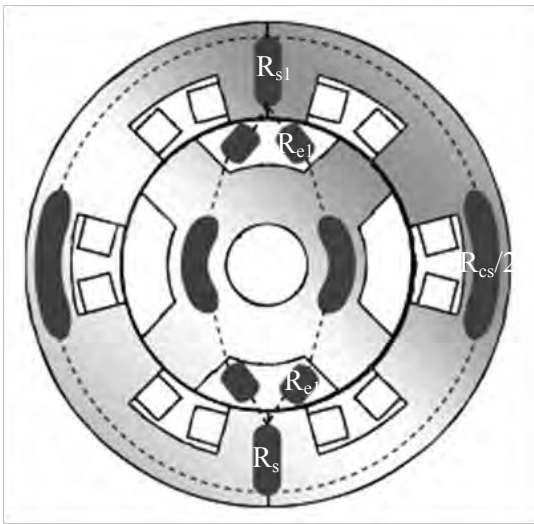


Fig. III.10 Circuit équivalent

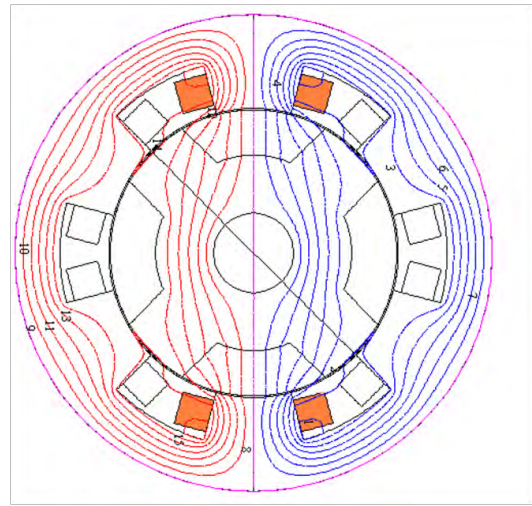
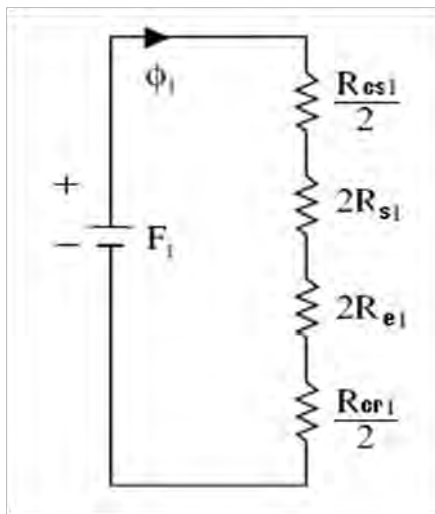
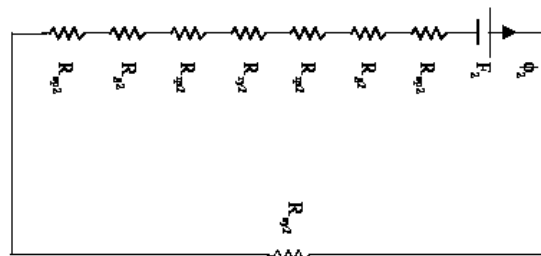


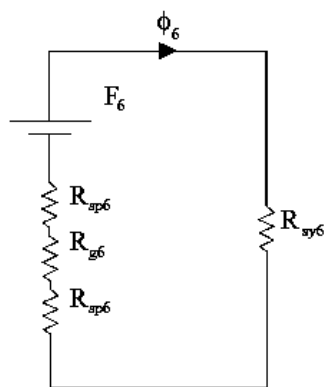
Fig. III.11 Identification de 7 tubes de flux pour le calcul analytique de l'inductance en opposition



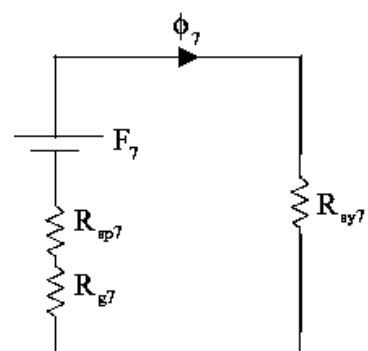
a. Tube 1



b. Tube 2



c. Tube 6



d. Tube 7

Fig. III.12 Circuit équivalent pour les différents tubes de flux.

Les détails du calcul analytique de l'inductance à partir des tubes de flux sont donnés en annexe B [42].

III.4.3.3 Dimensionnement du bobinage [35]

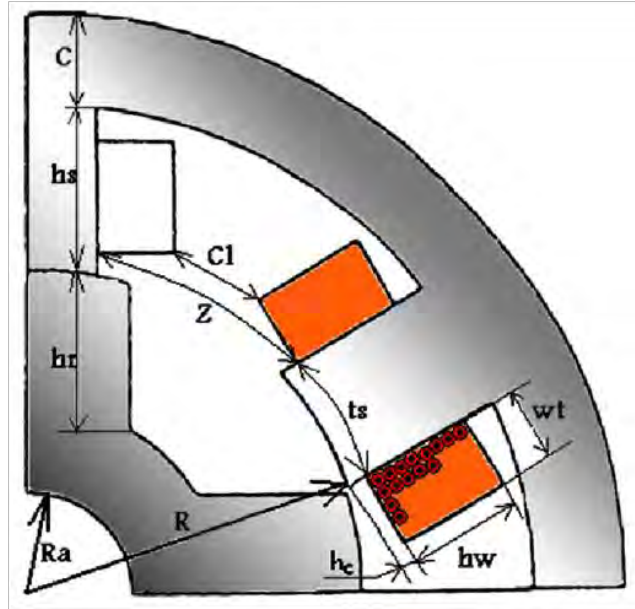
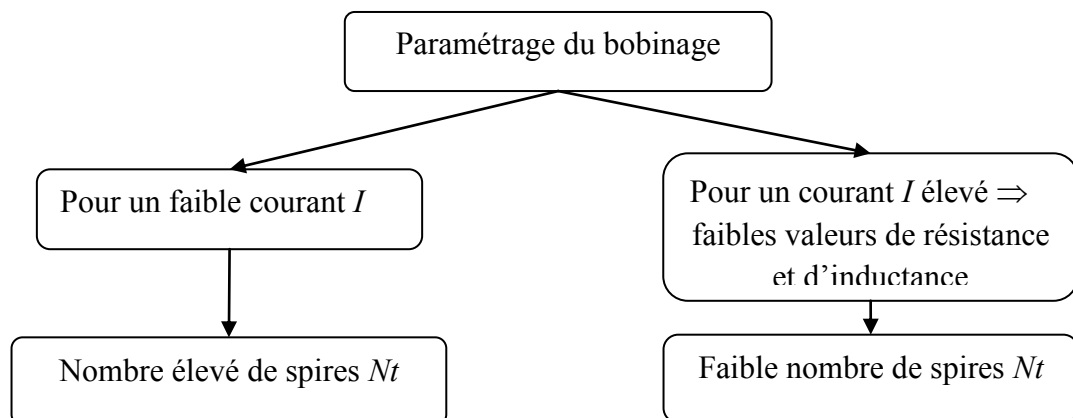


Fig.III.13 Paramètres dimensionnels du bobinage statorique

Choix du nombre de spires (Nt) :

Pour une densité linéique spécifique As et un diamètre D donnés, la fmm $F=Nt*I$ est constante; ainsi :



Aussi, est-il difficile de satisfaire ces 2 critères contradictoires !

Par ailleurs le couple ($Nt ; I$) dépend de la nature du convertisseur.

Ayant fixé le nombre de spires Nt , l'amplitude du courant de phase sera égale à : $I_p = Fa/Nt$.

A partir de l'épaisseur de la cale d'encoche hw et de l'intervalle inter-bobines adjacentes Cl (*Clearance*), nous pouvons calculer l'aire max bobinable pour une demi-bobine rectangulaire:

$$A_{coil} = (hs - hw) * (2 * \pi * R / Ns - R * \beta_s - Cl) / 2 \quad (III.8)$$

A partir du coefficient de remplissage ($kb < \pi/4$), nous aurons la section nette de cuivre :

$$A_{cu} = A_{coil} * kb \quad (III.9)$$

Ainsi que la section d'un conducteur : $ac = A_{cu} / (Nt/2)$ (III.10)

D'où la densité de courant minimale : $J_{min} = (Fa/2) / A_{coil}$ (III.11)

A comparer avec la densité théorique : $J = I_p / ac$ Vérifie-t-on : $J \geq J_{min}$? (III.12)

Calcul du diamètre de conducteur cylindrique : $dc = 2 * \sqrt{ac / \pi}$ (III.13)

Et de la longueur moyenne de spire: $L_m = 2 * (L + \pi * R / Ns + R * \beta_s / 2)$ (III.14)

D'où la résistance/phase : $R_s = r_o * Nt * L_m / ac$ avec r_o la résistivité du cuivre. (III.15)

Les résultats de la simulation sous *Matlab* sont résumés dans le Tableau III.2

<i>Paramètres</i>	<i>Valeurs</i>
Nombre de spires/phase (Nt)	24
Nombre de brins/conducteur	9
Diamètre de brin	2 mm
Nombre de cond. verticaux/pôle	4
Nombre de cond. horizontaux/pôle	3
Espace inter-bobines (<i>Clearance</i>)	4.9 mm
Résistivité cuivre (r_o)	$1.8 \cdot 10^{-8} \Omega m$
Résistance/phase (R_s)	6.7 m Ω
Coef. de remplissage (kb)	0.6
Inductance de conjonction (L_a)	2.4 mH
Inductance d'opposition (L_u)	0.19 mH

Tableau (III.2) Calcul du bobinage.

III.4.3.4 Calcul du couple moyen [40]

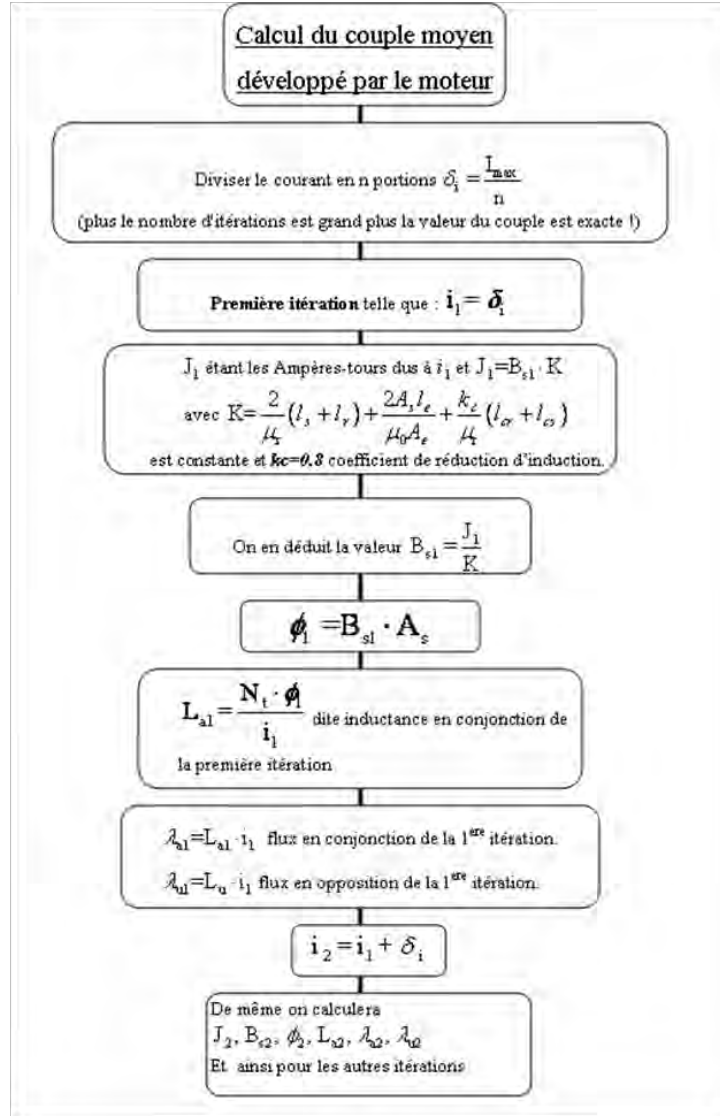


Fig.III.14 Organigramme pour le calcul du couple [40]

Le couple moyen obtenu est proportionnel à l'énergie convertie par cycle W , celle-ci est égale à la surface du cycle décrit dans le plan $\varphi(ni)$ selon la figure (III.15)

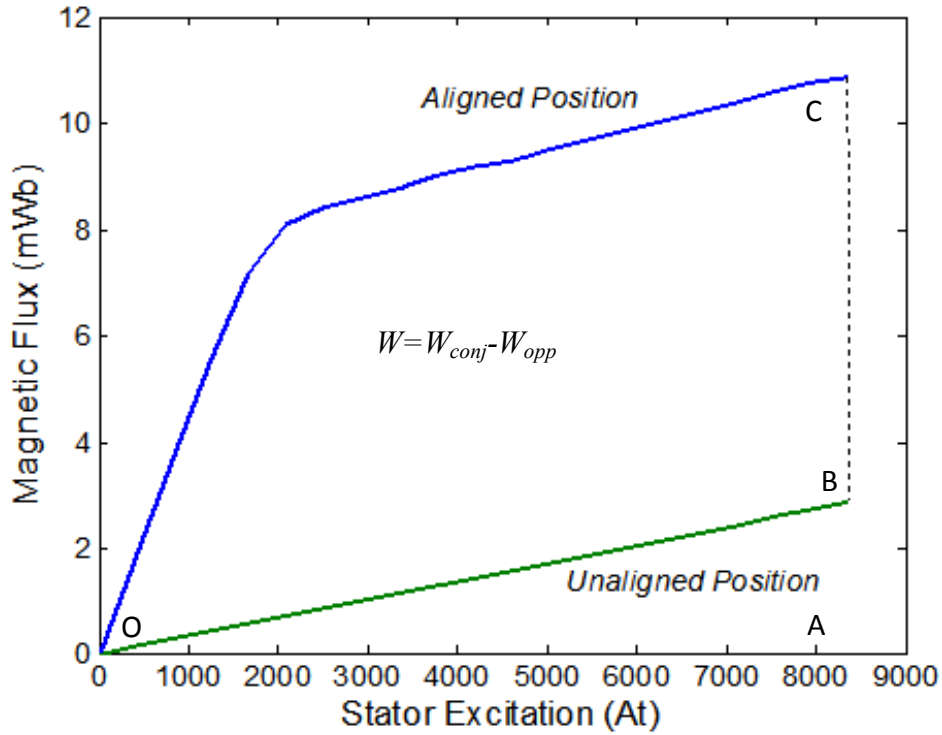


Fig. III.15 Caractéristiques flux-courants extrêmes (conjonction et opposition)

L'aire limitée par OCA représente l'énergie en position de conjonction notée W_{conj}

L'aire limitée par OBA représente l'énergie en position d'opposition notée W_{opp}

L'énergie électromagnétique convertie vaut : $W = W_{conj} - W_{opp}$ (III.16)

$$W_{conj} = \Delta i (\phi_1 + \phi_2 + \dots + \phi_n) + \frac{\phi_n \cdot \Delta i}{2} \tag{III.17a}$$

$$W_{opp} = \frac{i_{opp} \cdot \phi_{opp}}{2} \tag{III.17b}$$

D'où le couple moyen : $T_{moy} = \frac{W \cdot N_s \cdot N_r}{4\pi}$ (III.18)

III.5 Exploitation & comparaison des résultats

Avant d'optimiser de quelconques paramètres géométriques du prototype de MRVDS 6/4 que nous venons de dimensionner, nous avons commencé par tester la validité de nos résultats simulés (Tableau III.2) en les comparant avec ceux d'une machine similaire [30].

<i>Paramètres MRVDS 6/4</i>	<i>Simulés</i>	<i>Testés</i>
Longueur axiale tôles (L)	151.8 mm	150 mm
Diamètre extérieur (Do)	252 mm	250 mm
Diamètre rotor (R)	152 mm	150 mm
Diamètre axe rotation (Dsh)	42 mm	42 mm
Epaisseur d'entrefer (e)	0.8 mm	0.8 mm
Hauteur dent stator (hs)	25.8 mm	25.6 mm
Hauteur dent rotor (hr)	29.5 mm	28 mm
Epaisseur culasse stator (sy)	24.8 mm	23.6 mm
Inductance de conjonction (La)	2.4 mH	2.2 mH
Inductance d'opposition (Lu)	0.19 mH	0.2 mH

Tableau (III.2) Résultats comparés.

De ce tableau comparatif, nous déduisons la bonne validité de notre approche analytico-numérique associant la MEF à un schéma de perméances équivalent.

III.6 Simulations en régime dynamique

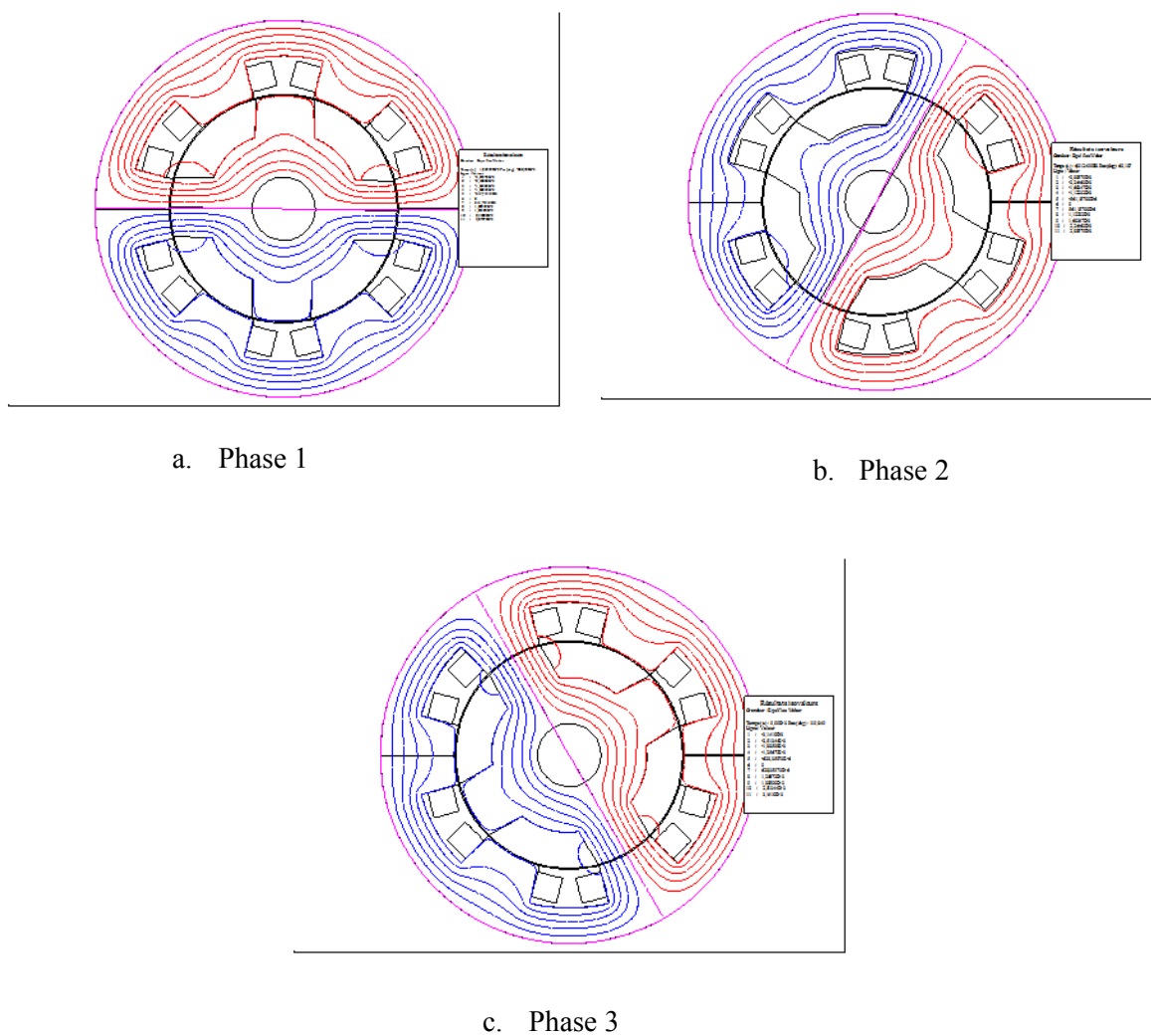


Fig.III.16 L'allure des trois phases en pleine conjonction

La Figure III.16 illustre bien le fonctionnement de la MRV qui se traduit par l'excitation successive des phases statoriques et qui permet la création d'un champ pulsé régulier.

L'architecture du stator et du rotor étant saillante, les pôles s'attirent les uns avec les autres à cause des champs dus aux positions d'opposition.

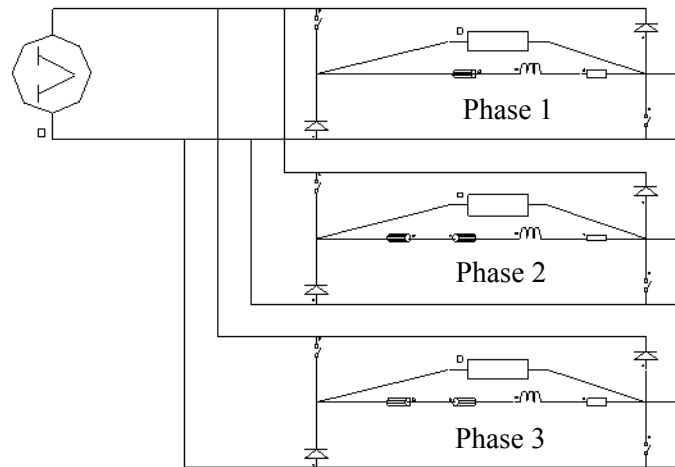


Fig.III.17 Circuit de commande pour les 3 phases

Le circuit de commande se compose de trois branches qui alimentent les trois bobines statoriques inductrices, chaque bobine se trouvant entre deux branches constituées de transistors pour la commutation et de diodes pour les séquences de « roue libre » et de retour du courant.

Des résistances sont ajoutées en parallèle agissant comme voltmètre. Un programme a été développé sous langage fortran pour les différentes séquences de commutation de chaque interrupteur. Ce dernier utilise les données de position et de vitesse du rotor combinée aux paramètres d'ajustement pour le positionnement exacte des impulsions.

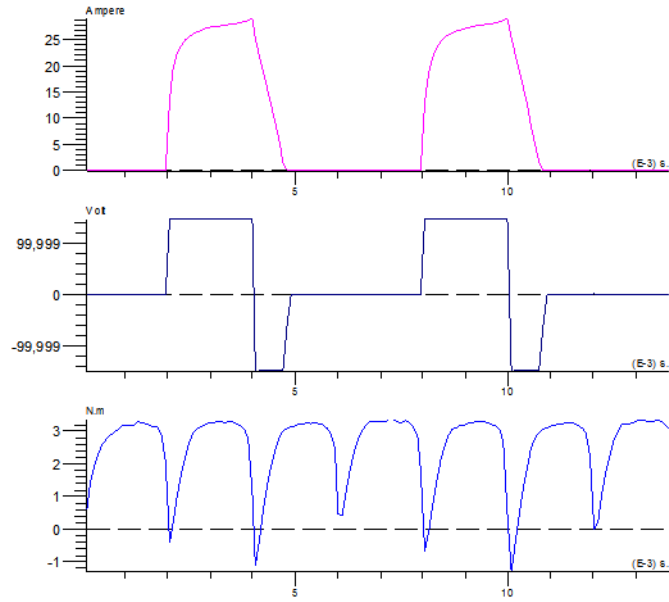


Fig.III.18 Allure des couple, tension et courant de phase pour une alimentation en créneaux de tension

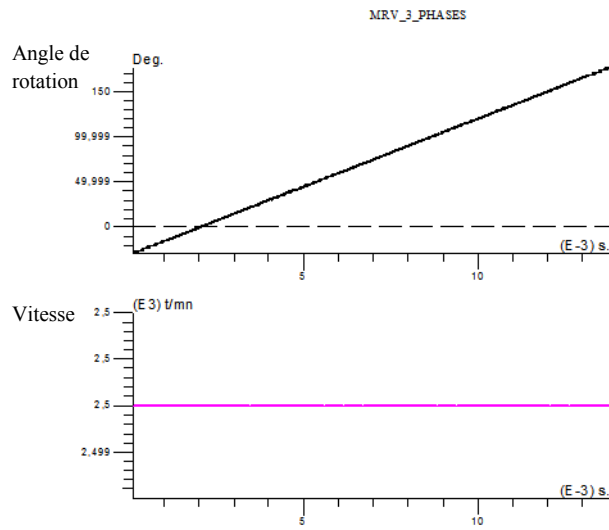


Fig.III.19 Angle et vitesse de rotation

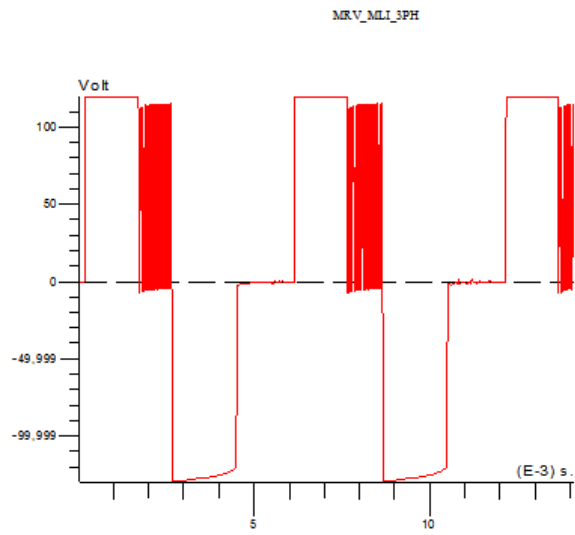


Fig.III.20 Allure de la tension d'alimentation MLI

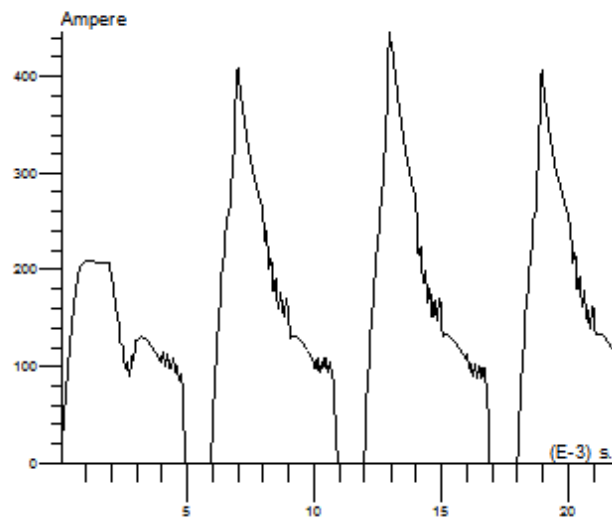


Fig.III.21 Courant de phase pour une alimentation MLI

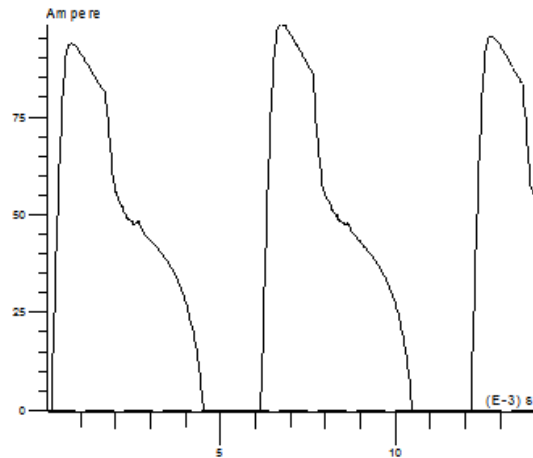


Fig.III.22 Allure des courants de phases

La commande MLI permet la limitation du courant dans les bobines et permet une alimentation contrôlée du courant nécessaire aux basses vitesses

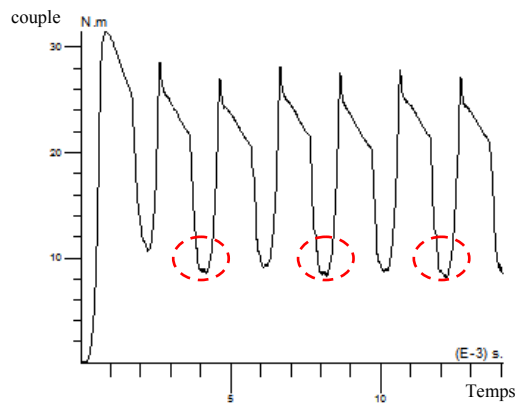


Fig.III.23 Allure du Couple
« angle de commutation teta off de 30°

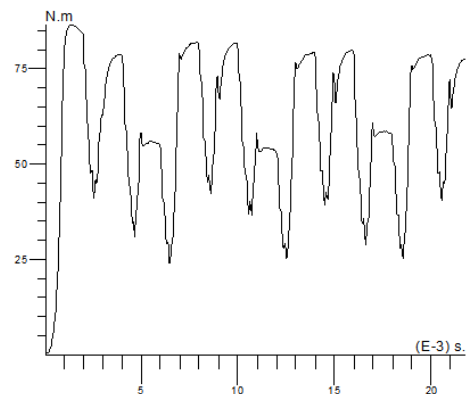


Fig.III.24 Allure du couple avec
l'alimentation MLI « angle de commutation
teta off de 45°

Analyse

Dans l'étude analytique, le modèle simplifié et le modèle non linéaire étaient basés sur l'hypothèse de l'indépendance magnétique des enroulements de phase. Par la suite, l'identification de l'inductance mutuelle a conforté cette hypothèse par le rapport entre la mutuelle et l'inductance propre.

Cependant, il s'avère que cette inductance mutuelle a une pente, et donc une dérivée, relativement élevée. Ceci pourrait laisser supposer un couplage, même faible entre les phases de la structure. Un calcul ensuite est effectué en alimentant les trois phases commandées conformément à la stratégie de contrôle. Dans ce deuxième cas, l'effet de couplage, s'il existe, est pris en compte.

Le cas analytique utilise l'hypothèse d'un découplage total entre les phases, le couple total est obtenu par la superposition des couples issus de chaque phase qui sont décalés d'un angle entre eux.

III.7 Conclusion

Ce chapitre décrit la conception d'un prototype de moteur à réluctance variable à double saillance (MRVDS 6/4). Cette procédure de conception a permis la détermination des inductances en positions de conjonction et d'opposition ainsi que l'évaluation du couple moyen développé.

Un modèle analytique a été établi grâce à une approche basée sur une approximation du flux en fonction du courant et de la position. Cette approche donne des résultats satisfaisants mais présente quelques inconvénients : elle ne tient pas compte de la géométrie réelle de la structure, ce qui limite un peu la précision des résultats. Cependant ce modèle est considéré comme le moins lourd et par conséquent le plus intéressant lorsqu'il est question de pré-conception.

Une analyse dynamique de la machine a été mise en œuvre sous logiciel MEF afin d'analyser le fonctionnement de la machine combinée au circuit utilisant un programme Fortran pour la synchronisation des phases commandées ; des résultats intéressants, sur les mutuelles des phases inductrices, ont été analysés.

Chapitre IV

Optimisation des Performances

IV.1 Influence des paramètres géométriques

Dans ce chapitre nous allons examiner l'influence des divers paramètres géométriques sur les caractéristiques électromagnétiques telles que le flux en fonction des ampères tours pour les deux positions extrêmes (conjonction et opposition) et couple statique en fonction de la position du rotor en fonction des RPE & SPR respectivement « Rotor pole encloser, Stator pole encloser » afin d'en déduire d'éventuelles valeurs optimales. Les résultats des simulations de la méthode hybride et celle de la méthode des éléments finis seront analysés.

En deuxième lieu on va procéder à l'étude et à l'optimisation de la commande en fonctionnement générateur grâce à une procédure simple et fiable, sous environnement Matlab ; cette méthode permet d'optimiser les angles de commutation du convertisseur afin de maximiser l'efficacité du système de conversion.

IV.1.1 Influence de l'épaisseur d'entrefer « e »

Inversement proportionnel au couple, l'épaisseur d'entrefer e est un paramètre essentiel à examiner son influence sur les caractéristiques électromagnétiques et déterminante pour toute analyse.

Pour cela, nous allons faire varier l'épaisseur de l'entrefer de 0.5 mm à 1 mm avec un pas de 0.5 mm, tout en maintenant constants les autres paramètres géométriques de la machine.

(a) Influence de e sur la caractéristique flux- At

La figure suivante (Figure IV.1) représente le flux magnétique en fonction des ampères tours pour les deux positions extrêmes d'opposition et de conjonction pour différentes valeurs de l'épaisseur d'entrefer « e » : elle indique que le flux en position de conjonction diminue lorsque l'épaisseur d'entrefer augmente et que l'influence de ce dernier sur la position d'opposition est négligeable, ce qui va dans le sens d'une diminution de la coénergie donc du couple !

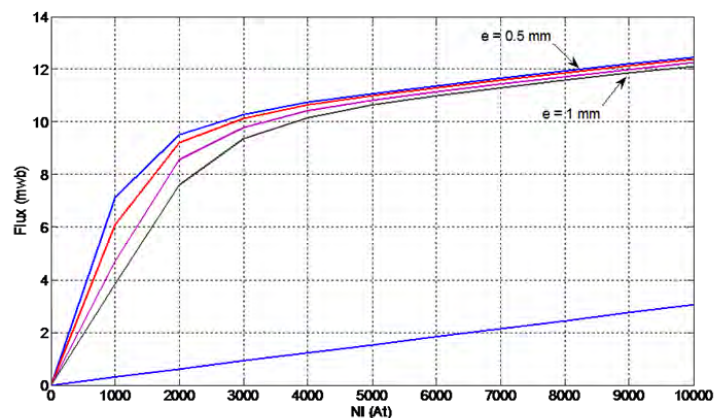


Fig IV.1 Influence de l'entrefer sur les caractéristiques Flux (téta, NI).
Résultats avec méthode hybride.

(b) Influence de e sur la caractéristique couple électromagnétique de démarrage

Sur la figure suivante (Fig. IV.2), on remarque que plus l'épaisseur d'entrefer diminue plus les maxima du couple électromagnétique de démarrage prend de l'amplitude.

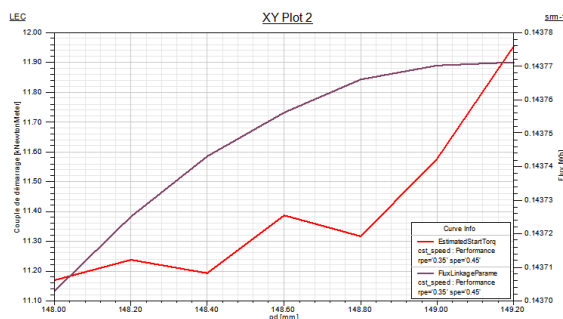


Fig. IV.2 Influence de l'épaisseur d'entrefer sur les caractéristiques couple de démarrage et le flux de phase.

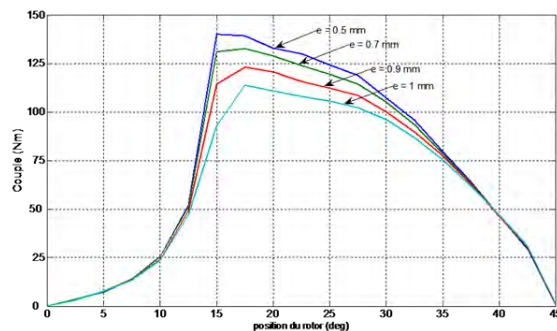


Fig. IV.3. Influence de l'épaisseur d'entrefer sur les caractéristiques Couple (téta, NI).

Influence de e sur le couple moyen ?

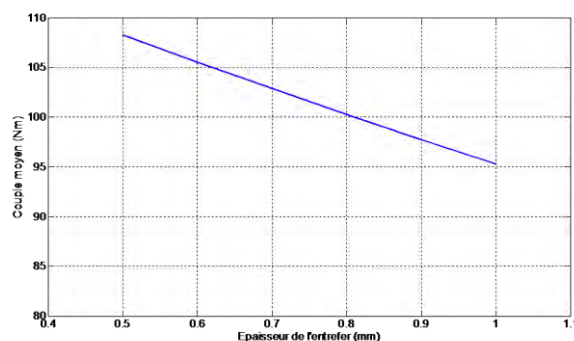


Fig. IV.4 Couple moyen en fonction de l'épaisseur de l'entrefer « méthode hybride »

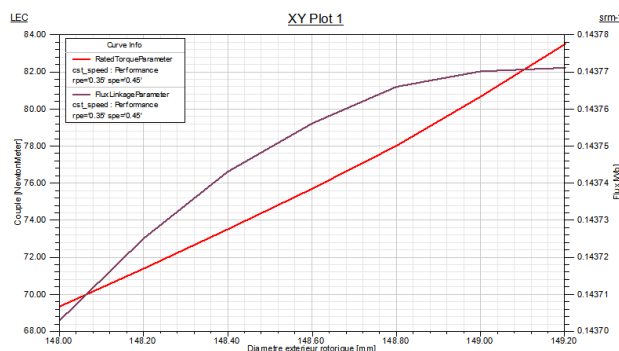


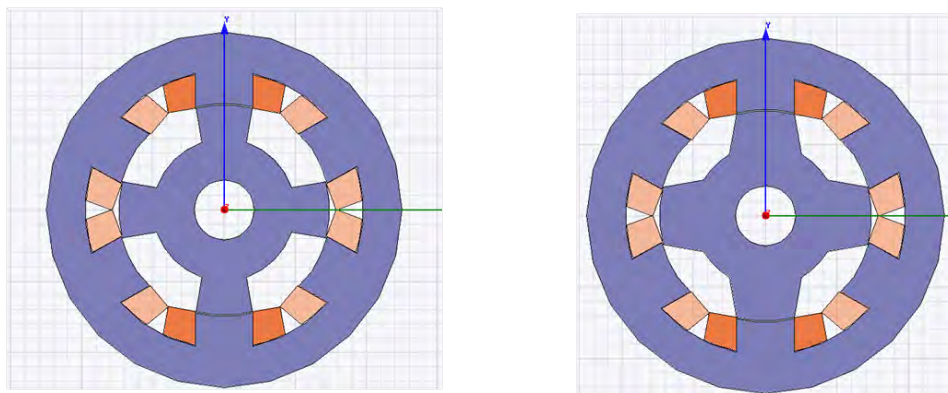
Fig. IV.5 Couple moyen en fonction de l'épaisseur de l'entrefer représenté par le diamètre extérieur rotorique

Ici aussi, nous vérifions que le couple moyen est inversement proportionnel à l'épaisseur d'entrefer (Fig. IV.5) ; d'où l'intérêt d'avoir un entrefer aussi faible que possible et compatible avec les contraintes mécaniques.

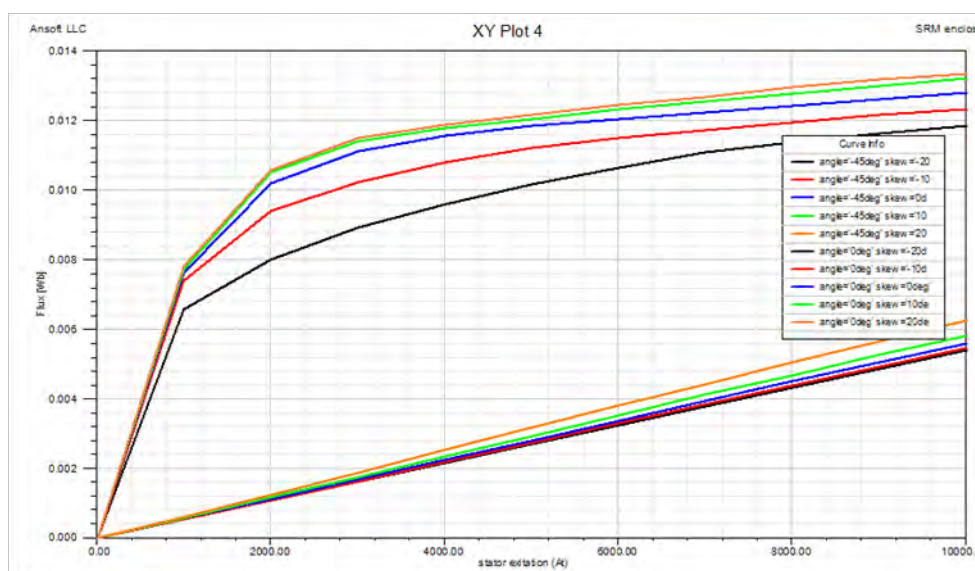
Les résultats de nos différentes simulations sur l'influence de l'épaisseur d'entrefer sur les performances de la machine sont en conformité avec ceux d'autres chercheurs [46 – 49]

IV.1.2 Influence de l'inclinaison des flancs dentaires rotoriques α_r

Dans cette étude les flancs dentaires statoriques sont de forme droite et ce sont les flancs dentaires rotoriques qui sont inclinés d'un angle α_r vers l'intérieur ($\alpha_r = -20^\circ$) ou l'extérieur ($\alpha_r = +20^\circ$) par % à la ligne droite ($\alpha_r = 0^\circ$) de la dent rotorique.

Fig. IV.6 Inclinaisons des flancs dentaires rotoriques de αr .(a) Influence de αr sur la caractéristique flux magnétique

La figure suivante (Fig. IV.7) représente l'influence de l'inclinaison des flancs dentaires rotoriques sur la caractéristique $flux-At$ pour les deux positions extrêmes : nous constatons que le flux augmente quand on incline les flancs dentaires vers l'extérieur de la dent ($\alpha r > 0^\circ$) pour la position de conjonction alors qu'il diminue pour la position d'opposition.

Fig. IV.7 Flux (téta, NI) pour différentes valeurs d'inclinaisons αr .(b) Influence de αr sur la caractéristique couple électromagnétique

Alors que les caractéristiques de couple (Fig. IV.8) sont confondues pour $\alpha r = 20^\circ$ et 0° , nous constatons une influence défavorable pour $\alpha r = 20^\circ$ (diminution du couple).

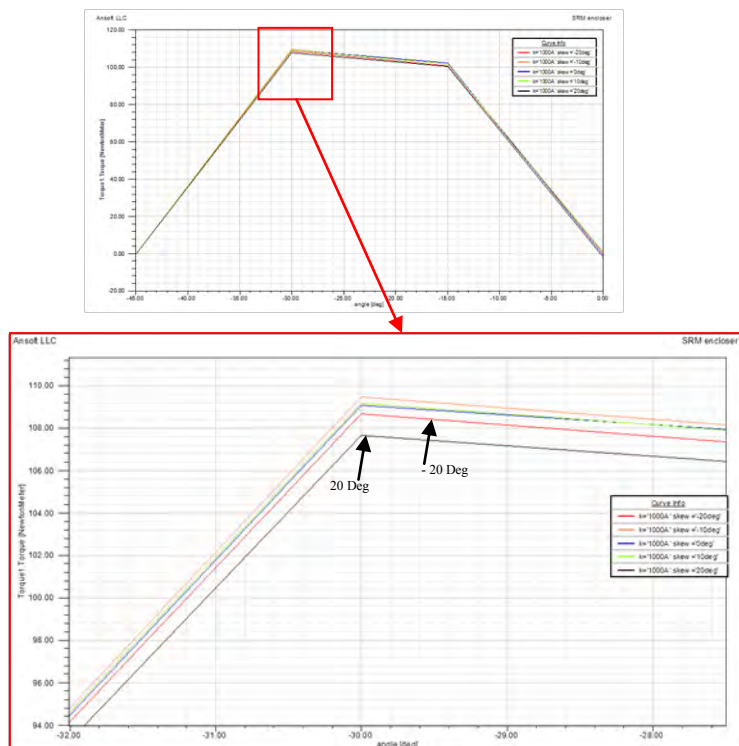


Fig. IV.8 Couple monophasé en fonction de la rotation pour différent angle d'inclinaison.

On remarque dans cette figure une légère augmentation du couple électromagnétique du à la variation des flancs rotoriques, un petit accroissement de l'amplitude causé par la réduction de l'angle d'inclinaison des dents rotoriques. On remarque aussi un léger décalage du couple, qui n'influe pas sur la période. Cette variation est très intéressante car elle intervient sur les l'ondulation du couple électromagnétique de sortie.

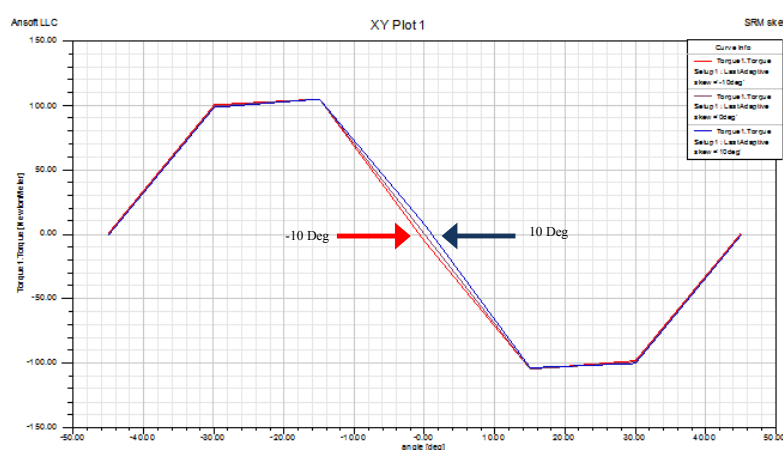


Fig. IV.9 Le couple pour différentes valeurs de α .

IV.1.3 Influence du décalage des dents rotoriques

Le décalage des dents rotorique consiste à incliner ces dernières dans le sens de la rotation du moteur, les figures (IV.10) illustrent les configurations possibles. L'analyse retient l'inclinaison de (-20Deg à 20Deg) de la l'axe des dents par rapport à la tangente du diamètre intérieur du rotor.

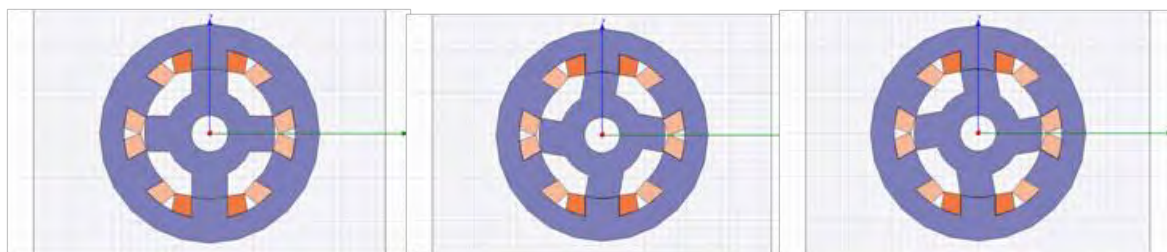


Fig. IV.10 Inclinaison des dents rotorique de 0, -10, +10 Deg

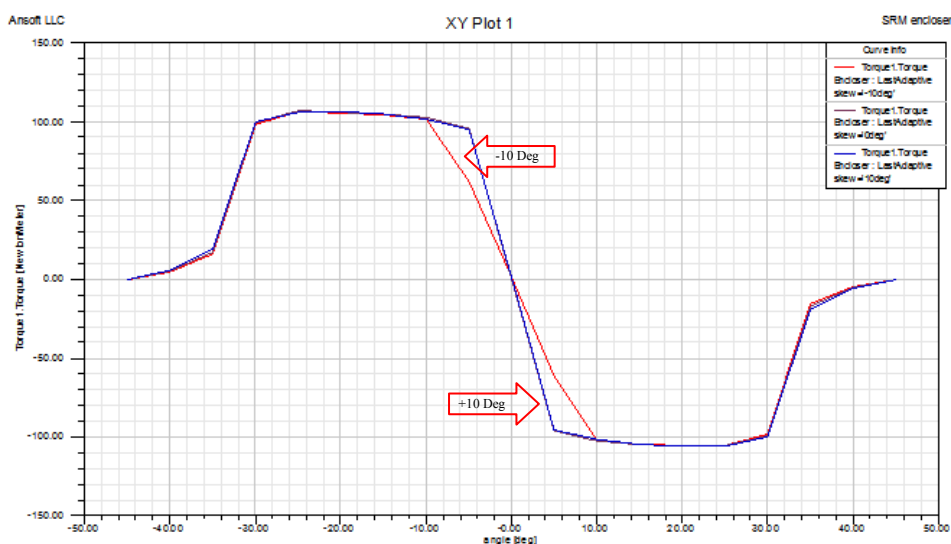


Fig. IV.11 Allure du Couple pour les différents angles de décalage

La figure ci-dessus (IV.11) illustre le couple en fonction de la rotation rotorique que les crêtes reculent ou avancent au fur et à mesure que l'on varie l'angle de décalage des dents rotoriques.

Ce paramètre peut avoir un effet sur les ondulations du couple moteur. En effet la somme des couples de phase présente des perturbations due aux commutations de chaque phase, réduire ce dernier peut se faire en agissant sur la structure même et notamment sur le décalage centrique des dents rotoriques.

IV.1.4 Influence des paramètres adimensionnels des angles de dentures RPE « Rotor Pole Enclosure » et SPE « Stator pole Enclosure »

Nous allons examiner l'influence du rapport des ouvertures des dents rotorique au pas dentaire RPE sur les caractéristiques flux (λ_t) et le couple moyen en fonction des SPE.

Puis nous allons procéder à l'opération inverse, et voir l'effet des ouvertures des dents statoriques SPE en fonction des RPE. Fig. (IV.12)

$RPE = \beta_r / \alpha_r = \{0.40 ; 0.45 ; 0.50\}$ avec α_r = pas dentaire rotor = $360^\circ / 4 = 90^\circ$

Correspondants respectivement à $\beta_r = \{36^\circ ; 40.5^\circ ; 45^\circ\}$.

$SPE = \text{stator pole enclosure} = \beta_s / \alpha_s = \{0.45 ; 0.50 ; 0.55\}$ et α_s = pas dentaire

stator = $360^\circ / 6 = 60^\circ$ correspondants respectivement à $\beta_s = \{27^\circ ; 30^\circ ; 33^\circ\}$.

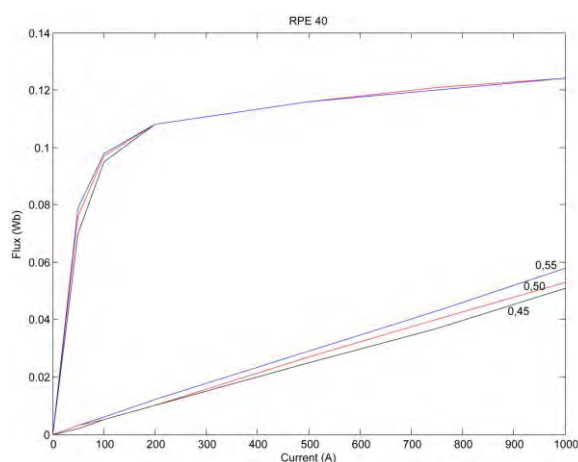


Fig. IV.12.a Influence des SPE sur le flux magnétique avec RPE = 0.4

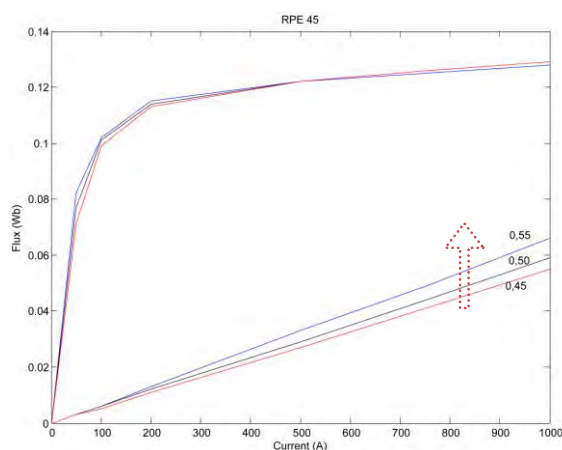


Fig. IV.12.b Influence des SPE sur le flux magnétique avec RPE = 0.45

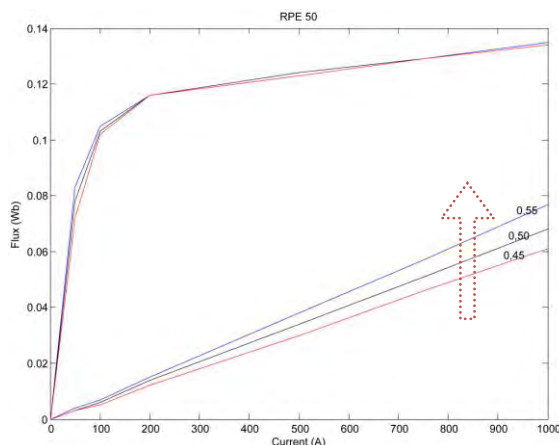


Fig. IV.12.c Influence des SPE sur le flux magnétique avec RPE=0.5

Influence des RPE sur la caractéristique du flux magnétique ?

La figure (Fig. IV.12) indique une augmentation du flux magnétique pour la position d'opposition pour les trois ratios des SPE.

On remarque aussi que les RPE n'influent pas sur le flux de conjonction, ce qui aurait pour effet de diminuer l'aire comprise entre les trois caractéristiques conjonction-opposition donc de diminuer le couple moyen d'où l'existence d'un optimum que nous allons mettre en évidence (Fig. IV.14).

Influence des RPE sur la caractéristique couple électromagnétique ?

La figure suivante (Fig. IV.14) représentant le couple électromagnétique en fonction des variations des RPE, on voit très bien ici que le couple moyen décroît avec l'augmentation du ratio ; cette caractéristique est due au fait de la réduction de l'aire énergétique comprise entre la position de conjonction et celle de l'opposition.

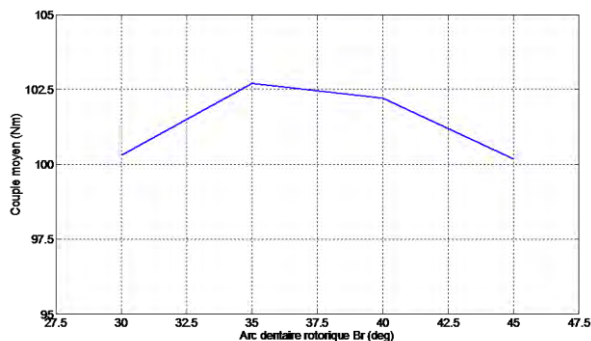


Fig IV.13 Couple (téta, NI = 8000 At) pour différentes valeur de βr d'après [48].

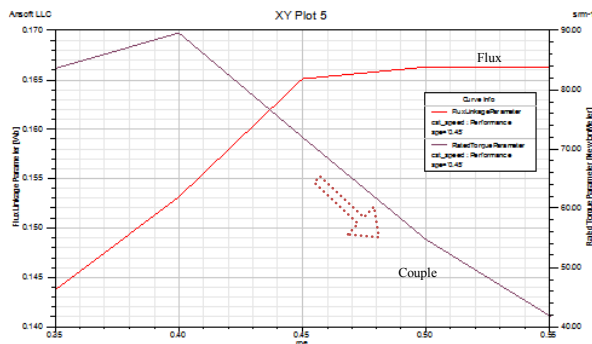


Fig. IV.14 Caractéristiques du couple en fonction SPE, RPE=0.35

IV.1.5 L'influence des SPE sur les caractéristiques

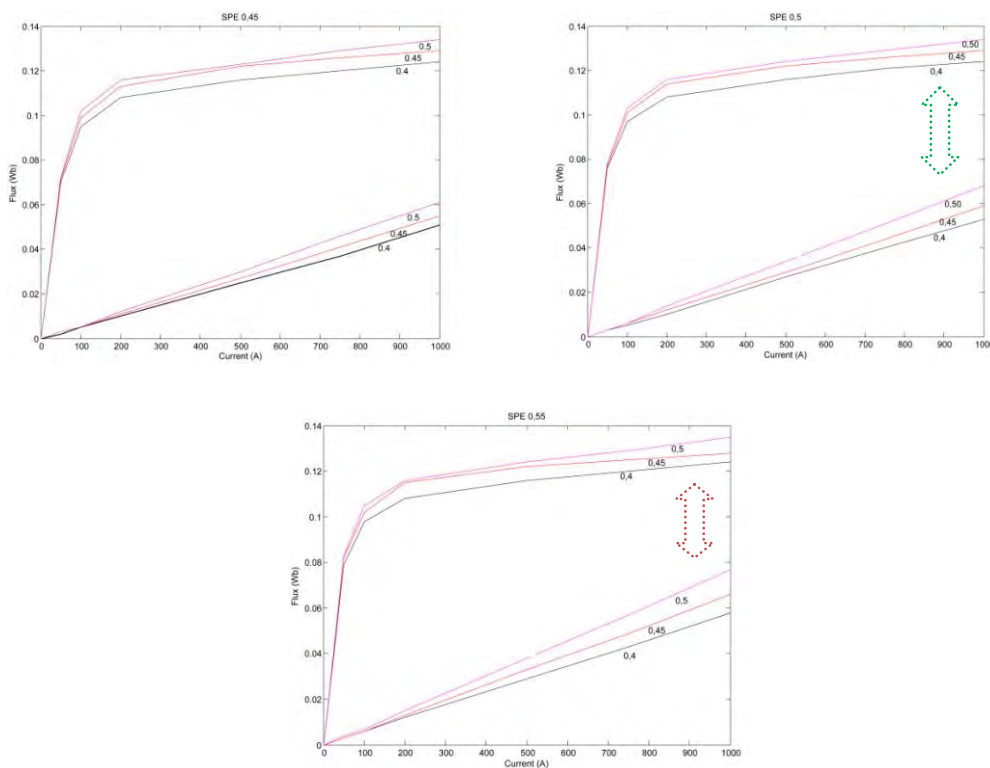


Fig. IV.15 Influence des SPE sur le flux magnétique, pour RPE= [0.45, 0.5, 0.55].

Influence des SPE sur la caractéristique (flux & Couple) ?

La figure suivante (Fig. IV.15) montre l'influence de l'ouverture des dents statoriques sur le flux magnétique pour les deux positions extrêmes : nous constatons une influence quasi similaire à celle des RPE en ce qui concerne le rétrécissement de la zone énergétique délimité par les positions de conjonction et d'opposition. On remarque aussi une progression des

valeurs de flux de conjonction d'où la possibilité d'un optimum que nous allons essayer de mettre en évidence au niveau de la caractéristique de couple moyen (Fig. IV.16).

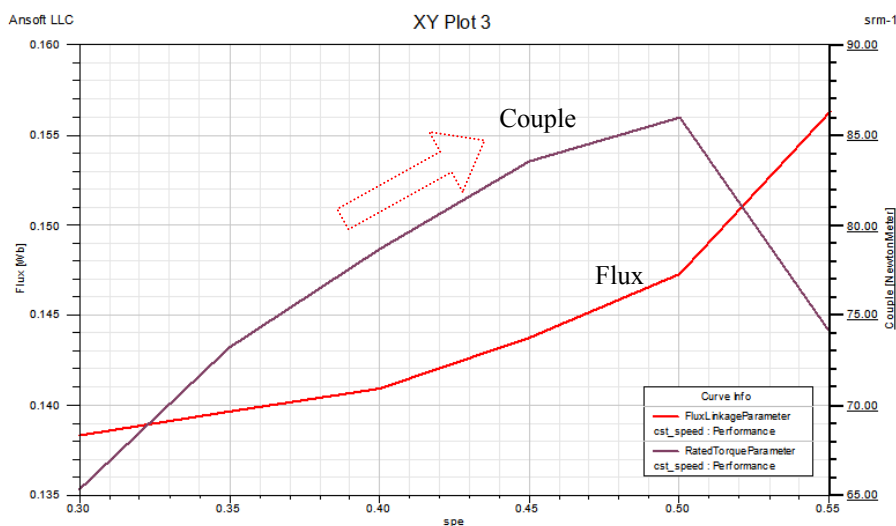


Fig. IV.16 Caractéristiques du couple en fonction de SPE pour RPE=0.35

Les caractéristiques couple (téta, NI) et flux (téta, NI) simulées sous *Maxwell Ansoft* [57] donnent des résultats similaires à ceux obtenus par d'autres chercheurs travaillant sur la MRV [48].

La figure ci-dessous montre aussi l'existence d'un maximum de couple pour une valeur RPE équivalent à 0.4 pour un ratio SPE=0.5. L'optimisation de ce paramètre a fait l'objet de nombreuses publications [49 – 51] dont les conclusions sont semblables aux nôtres.

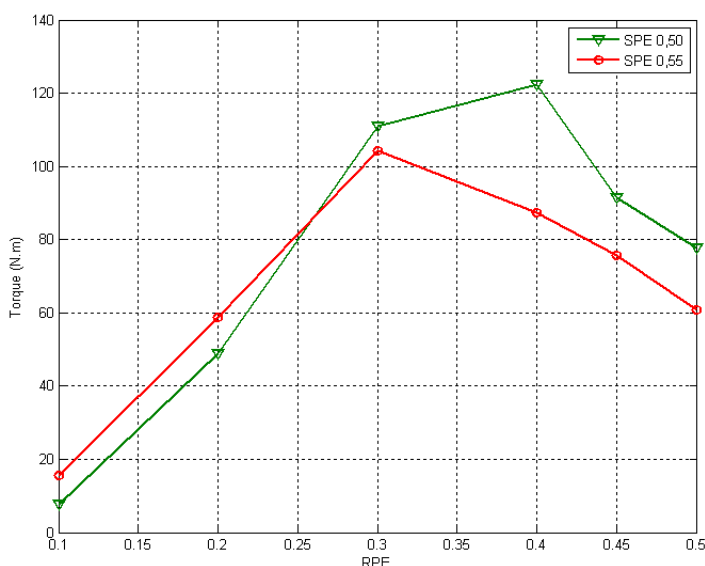


Fig. IV.17 Valeurs du couple en fonction des RPE et SPE.

IV.2 Optimisation de la Commande « Fonctionnement Générateur »

Dans ce qui suit, on va procéder à l'optimisation de la commande de la machine étudiée pour un fonctionnement générateur ; la stratégie adoptée s'appuie sur la connaissance pré-établie de la courbe énergétique nominale de la machine et comme paramètre d'optimisation, l'angle de conduction de la commande associée.

La méthode d'optimisation utilisée pour l'approche des courbes de référence est la méthode 'Pattern search' proposé par Matlab ; la simulation des différents résultats ainsi que le calcul de l'efficacité du système y sont présentés.

IV.2.1 Principe de fonctionnement en générateur

Sachant que l'expression du couple électromagnétique à courant constant

$$\text{est } T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta_m}$$

(IV.1)

Où L est l'inductance, i le courant et θ_m la position relative des dentures rotor-stator, l'alimentation de la machine lors de la phase croissante ou décroissante d'inductance donnera le régime de fonctionnement souhaité (Fig. IV.18):

- **moteur** ($T_e > 0$) sur la phase croissante de l'inductance ($\partial L / \partial \theta_m > 0$) ;
- **générateur** ($T_e < 0$) sur la phase décroissante de l'inductance ($\partial L / \partial \theta_m < 0$).

Pour le convertisseur représenté Fig. IV.35, l'équation électrique relative à une phase est:

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} + \Omega \frac{\partial \psi}{\partial \theta_m} \quad (\text{IV.2})$$

où R est la résistance par phase, ψ le flux totalisé et Ω la vitesse angulaire de rotation.

La FEM d'expression :

$$E = \Omega \frac{\partial \psi}{\partial \theta_m} = \Omega i \frac{\partial L}{\partial \theta_m} \quad (\text{IV.3})$$

E est négative en fonctionnement générateur ($\partial L / \partial \theta_m < 0$).

Quand les interrupteurs (K_1, K_2) sont fermés (*magnétisation* de la GRV selon Fig. IV.19a), la tension appliquée à la phase 1 est $V = +V_{DC}$ où V_{DC} est la tension du bus continu; quand ces

interrupteurs sont ouverts et que les diodes (D_1, D_2) conduisent, la tension appliquée s'inverse et devient $V=-V_{DC}$ (génération de la GRV selon Fig. IV.19b).

Il existe une séquence intermédiaire dite de *roue libre* où (K_1, D_1) ou (K_2, D_2) conduisent de sorte que la tension s'annule $V=0$.

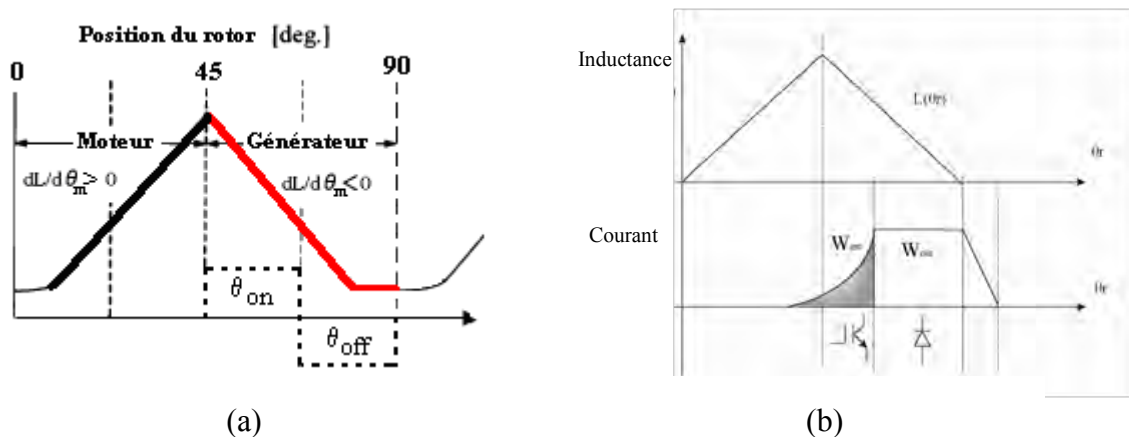


Fig. IV.18 (a) Modes et (b) phases de fonctionnement de la MRV.

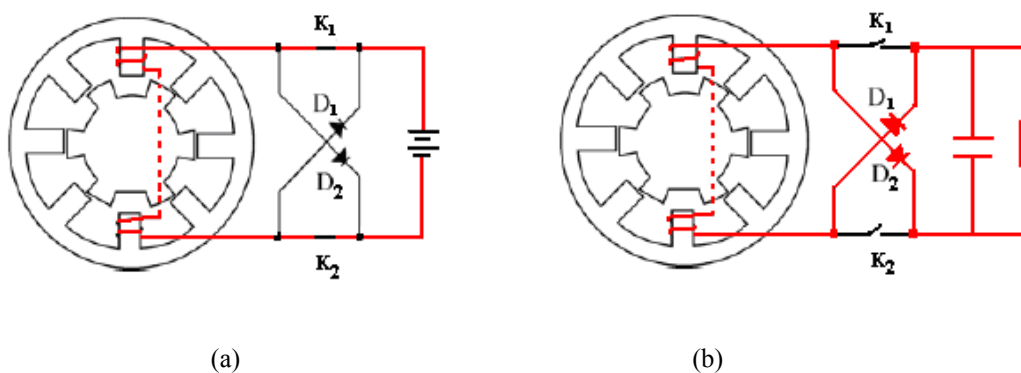


Fig. IV.19 Phases de (a) magnétisation et de (b) génération électrique de la GRV.

Le mode générateur pose un problème qui n'existe pas en fonctionnement moteur à cause de la FEM négative ($\partial L/\partial\theta_m < 0$). En effet, si la FEM est supérieure à la tension du bus continu V_{DC} alors le courant est croissant lorsque D_1 et D_2 conduisent et il n'existe plus de configuration où le courant est décroissant ; dès lors, le courant augmente sans qu'aucun contrôle du convertisseur ne soit possible.

Afin de générer du courant avec une GRV, il est nécessaire d'alimenter ses phases lors de la décroissance de l'inductance. En effet, c'est dans cette région que la FEM est négative et va permettre de générer de la puissance électrique. L'augmentation de la vitesse Ω joue

également en faveur des possibilités en débit puisqu'elle intervient dans l'expression précédente de E . Cependant, si on impose une tension en créneaux aux bornes de chaque phase sans découpage, on ne peut exercer un contrôle sur la forme d'onde du courant. La seule manière d'agir sur ce dernier passe donc par les deux angles de commande θ_{on} et θ_{off} .

Le principe de fonctionnement en mode générateur étant assez simple, sa complexité réside au niveau de la commande du convertisseur associé. En effet, les séquences d'allumage (θ_{on}) et d'extinction (θ_{off}) des interrupteurs doivent être bien synchronisées avec les positions relatives des dents rotor-stator (nécessité d'un capteur de position), lors des phases d'excitation et de génération (Fig. IV.19b).

En conséquence, la stratégie envisagée pour optimiser la commande de la GRV 6/4 fonctionnant à vitesse variable est basée sur la recherche d'angles de conduction optimaux à partir des caractéristiques magnétiques « flux/ampères-tours » (Fig. IV.20).

La méthode consiste à approcher la courbe relative à une vitesse donnée par une courbe idéale dite de *référence* qui est celle de la vitesse nominale de la génératrice puis de maximiser l'énergie convertie pour les deux modes d'excitation, continu par impulsion unique et haché par MLI (Fig. IV.21). La figure 21 montre la relation entre le profil d'inductance et les courants de phase idéalisés pour les deux cas de commande à tension simple et MLI [5].

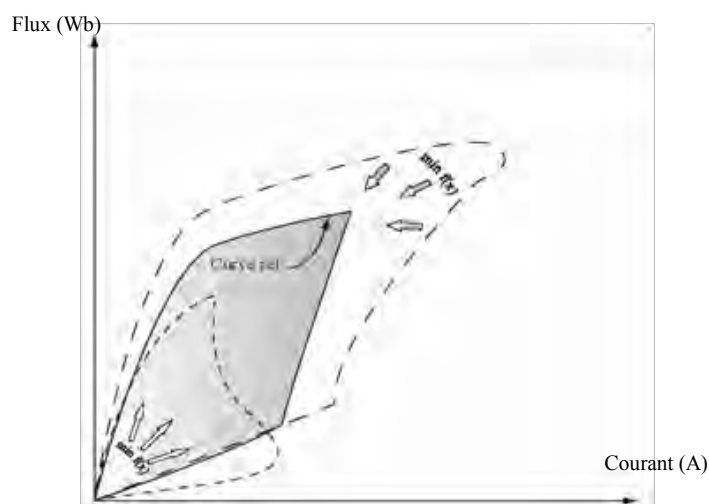


Fig.IV.20 Illustration du processus d'optimisation des courbes (Flux-At)

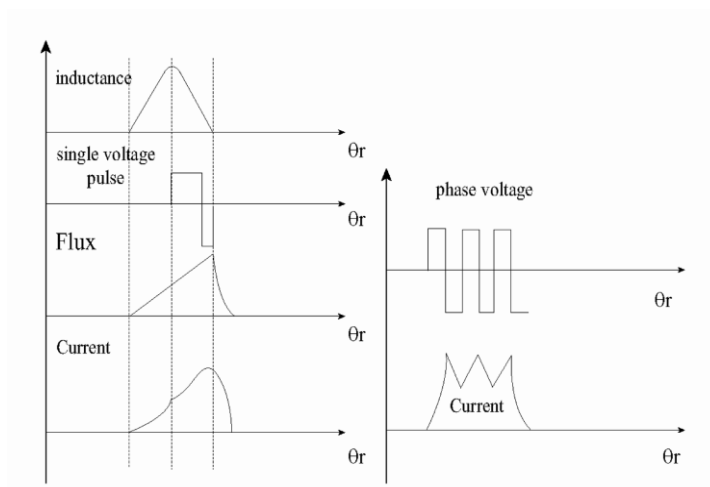


Fig. IV.21 Courbes en alimentation, (a) continue pour grandes vitesses et (b) MLI pour basses vitesses.

Pendant la génération, les bobinages statoriques de la GRV produisent un couple négatif (résistant) qui tend à s'opposer à la rotation des pales soumises au vent. Si la phase stator est excitée pendant que les pôles du rotor entrent en position de conjonction, le rotor reçoit la contrainte de la rotation opposée par le couple de génération.

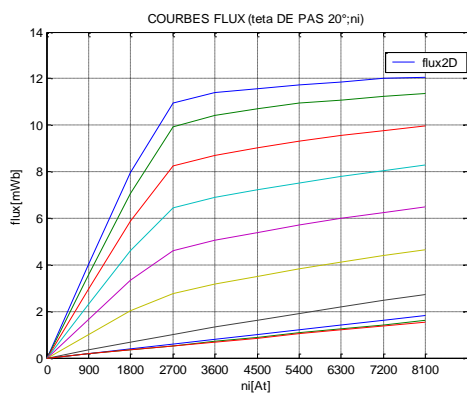


Fig. IV.22 Caractéristiques flux-At (pas $\theta=20^\circ$)

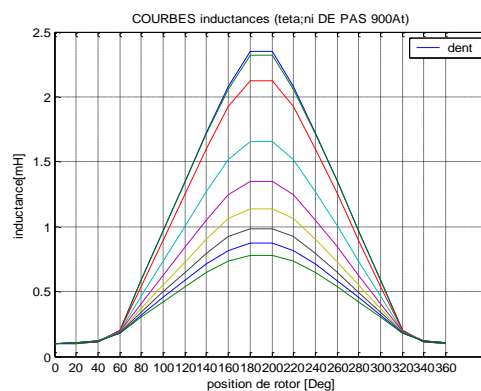


Fig. IV.23 Caractéristiques inductance-position.

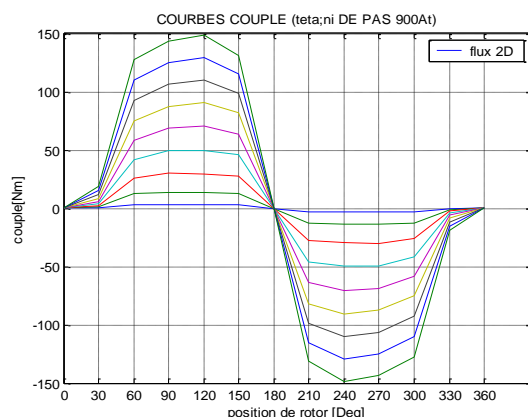


Fig. IV.24 Caractéristiques couples en fonction position et excitation.

L'expression du couple moyen étant

$$T_{av} = \frac{mN_r W_{mec}}{2\pi} \quad (IV.5)$$

Où m est le nombre de phases, N_r le nombre de dents rotoriques et W_{mec} l'énergie par cycle, déduite à partir de la surface délimitée par les courbes « flux/courants » des phases conjonction et opposition du rotor pour les deux modes d'alimentation (fig. IV.43).

IV.2.2 Commande en vitesse

La commande en couple engendre plus de fluctuation dans la puissance de sortie et la variation rapide notamment du couple électrique peut produire plus de contraintes dans l'arbre de transmission de la turbine qui peut endommager le système mécanique. Elle est connue comme étant une réponse dynamique faible pour les vitesses variables [58-68]. Toutefois, ce problème peut être atténué avec une commande adaptée [69]. Une alternative à cette commande est la commande en vitesse représentée dans la figure (IV.26) [58]. Dans ce cas, une boucle de régulation est préconisée pour palier le problème lié à la variation de la vitesse de la GRV due au vent et atteindre une efficacité maximale [5].

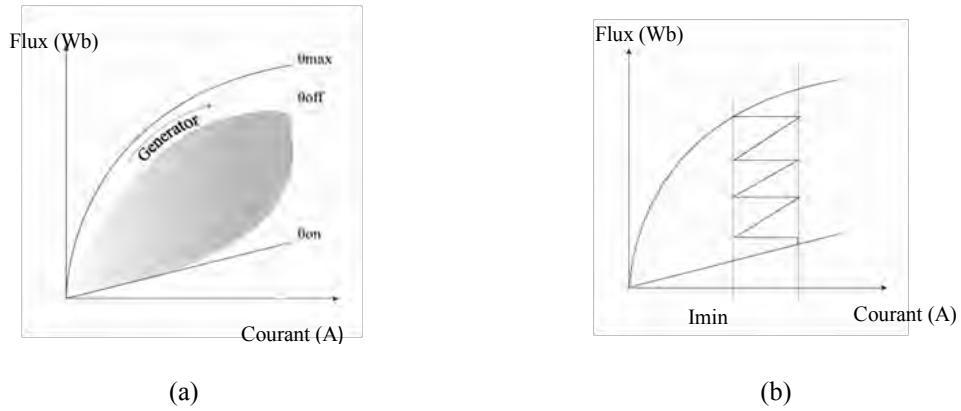


Fig. IV.25 : Cycles énergétiques de la GRV pour les deux modes (a) continu et (b) pulsé

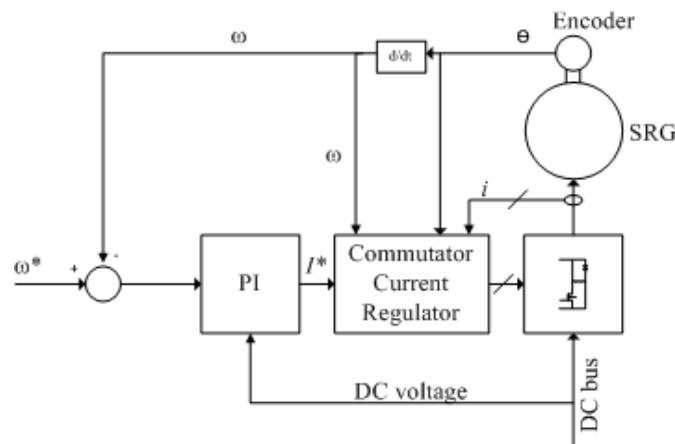


Fig. IV.26: Commande en vitesse pour la GRV

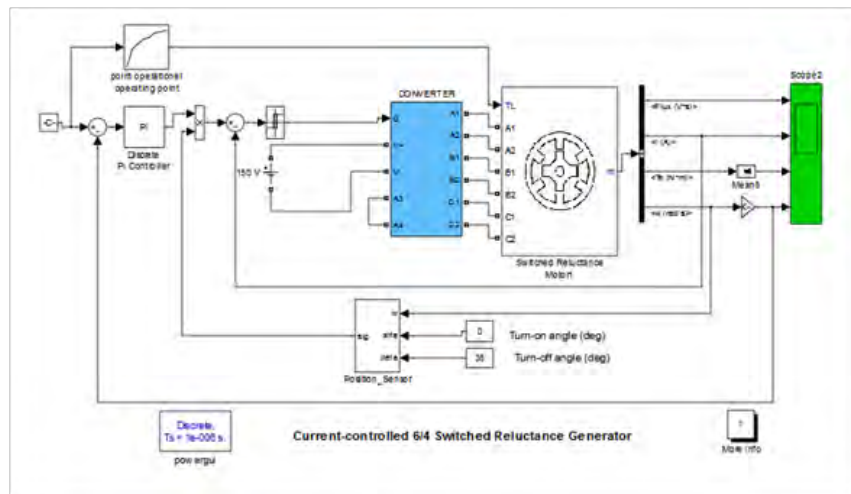


Fig. IV.27: Commande en vitesse pour la GRV sous Matlab

IV.2.3 Résultats des simulations

IV.2.3.1 Allures des courants

La résolution de l'équation électrique (IV.2), en négligeant la résistance R , a permis le tracé des allures des courants dans les trois cas suivants :

- *Cas 1 ($n > nb$)*: après amorçage des interrupteurs (K_1, K_2), le courant continuera à augmenter en fin de phase d'excitation; comme $V < 0$ et $E < 0$, l'augmentation du courant est due au fait que la fem E est plus grande que la tension V appliquée durant la *magnétisation*, cas typique des vitesses élevées et faibles couples (Fig. IV.28a).
- *Cas 2 ($n = nb$)*: il se produit pour l'angle d'extinction θ_{off} où $|E| = |V_{dc}|$ soit, de l'équation (IV.2); $\frac{di}{dt} = 0$ en conséquence, le courant reste constant (Fig. IV.28b) jusqu'à ce que l'inductance soit minimale; ce cas produit un plus grand couple issu de son cycle et une meilleure conversion d'énergie.
- *Cas 3 ($n < nb$)*: le courant est maximum à θ_{off} puis diminue à cause de l'inégalité $|E| < |V_{dc}|$ (Fig. IV.28c), ce qui correspond à une faible vitesse et un couple réduit.

La figure IV.29 montre respectivement les caractéristiques flux, courant, couple et vitesse en fonction de la position simulées sous environnement Matlab ; le modèle utilisé est un block Simulink de MRV 6/4 proposé par T.J.E. Miller [65].

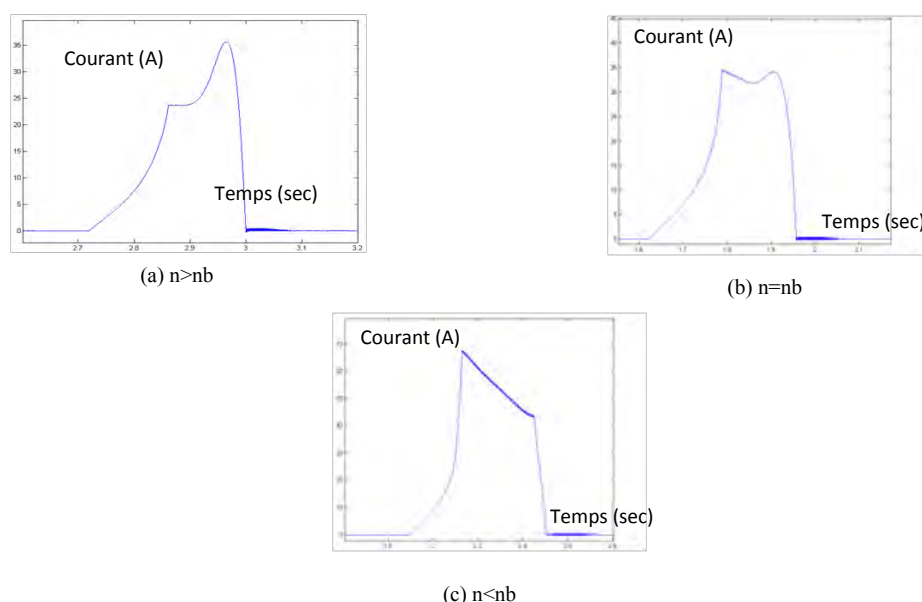


Fig. IV.28 Allures des courants de phases pour différentes vitesses

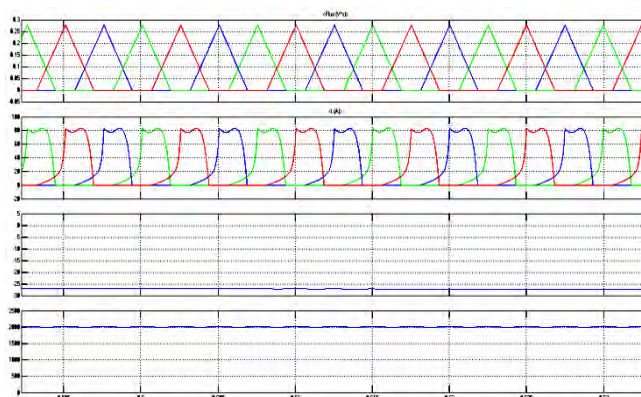


Fig. IV.29 : Caractéristiques des flux, courant, couple et vitesse simulées sous environnement Matlab.

IV.2.3.2 Cycles énergétiques

La surface délimitée par chaque cycle représente la transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique. Cette boucle est obtenue pour chaque cycle de phase en traçant les courbes flux en fonction des courants de phase. Six boucles de conversion d'énergie sont représentées pour six vitesses en modes continu (Fig. IV.30a) et haché type MLI (Fig. IV.30b).

A basse vitesse, on commande le courant en le hachant activement par méthode MLI ; le courant est limité dans les enroulements en coupant la commande pendant la phase croissante de l'inductance.

Au-dessus de la vitesse nominale la machine est commandée en mode continu pour que le courant de phase puisse continuer à augmenter même en fin d'excitation [56].

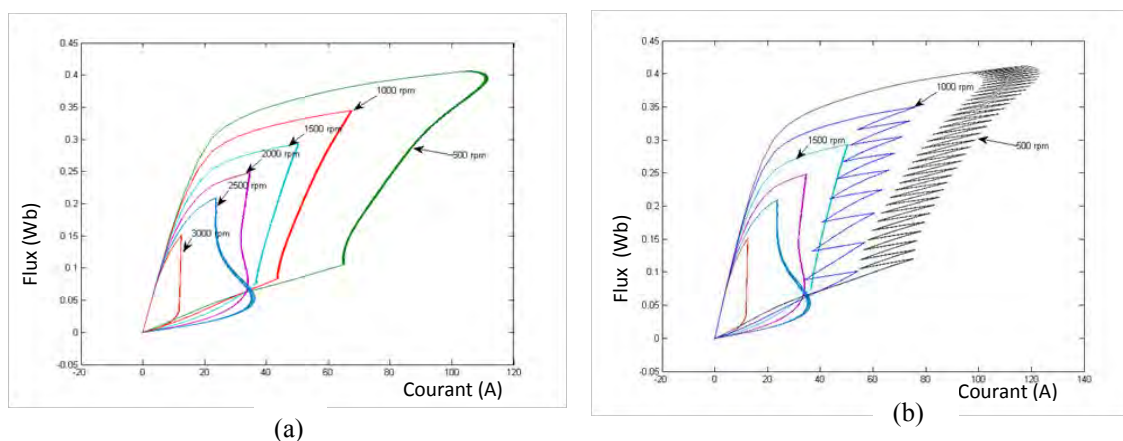


Fig.IV.30 Cycle énergétique pour chaque vitesse en modes (a) continu et (b) MLI

IV.2.4 Optimisation des cycles énergétiques

Le procédé d'optimisation réalisé sous environnement MATLAB [70] est appliqué à la commande de la GRV avec les contraintes et les paramètres résumés (Table 2). Les limites de chaque variable définissent la région de recherche définie par la boucle d'optimisation précédente (fig. IV.48). Après la spécification des limites, la variable x de la fonction objective (IV.7) représente un vecteur pour les valeurs d'angle de commande.

L'algorithme représenté figure 16 est utilisé pour réduire au maximum la distance entre la courbe (flux/courant) calculée et celle de référence à vitesse nominale ($n=n_b$) que représente le cas (2), en changeant et en trouvant le vecteur optimal x des angles de conduction recherchés.

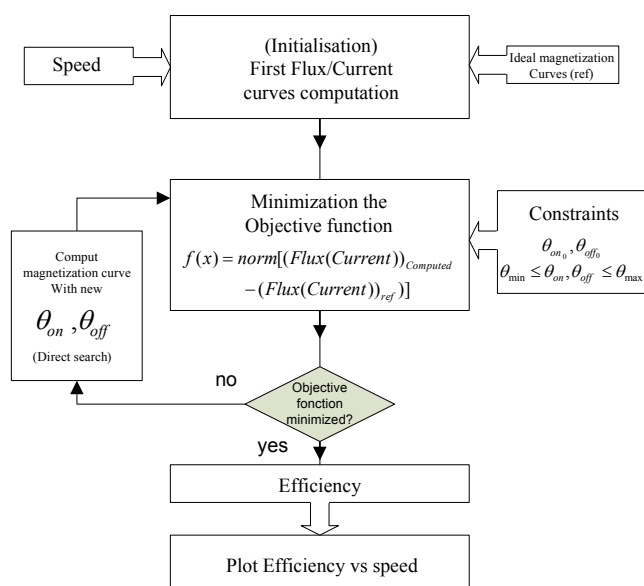


Fig. IV.31 : Organigramme de l'algorithme d'optimisation

IV.2.4.1 Méthode d'optimisation ' La Méthode Directe'

Les algorithmes de recherche Directe cherchent les valeurs, x_0, x_1, x_2, \dots , qui approche les valeurs optimales. La valeur de la fonction objective diminue ou demeure la même a chaque point qui constitue prochain ordre.

A la différence des méthodes d'optimisation traditionnelles qui utilisent des informations sur le gradient ou des dérivés complexes pour rechercher un point optimal, la recherche directe est une méthode utilisée pour résoudre des problèmes d'optimisation qui n'exige aucune information sur le gradient de la fonction objective. En effet un algorithme de recherche direct utilise un ensemble de points autour du point choisi, recherchant le point optimal où la valeur

de la fonction objective (IV.6) est inférieure à la valeur du point précédent [69]. Sa structure est comme suit :

$$f(x) = norm(Flux_{computed} - Flux_{ref}) + norm(Current_{computed} - Current_{ref}) \quad (IV.6)$$

La figure IV.32 montre la valeur de la fonction objective à chaque itération. La figure IV.33 indique la simulation de la courbe optimisée pour n=500 tr/min. Les valeurs de la fonction objective s'améliorent rapidement aux premières itérations et se stabilisent à chaque fois qu'elles s'approchent de la valeur optimale de l'angle θ_{off} (fig. IV.34).

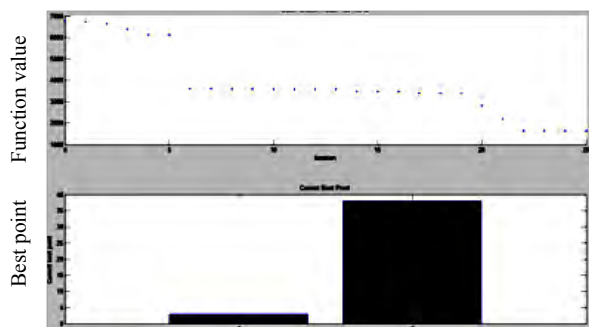


Fig. IV.32 Valeurs de la fonction objective et du meilleur point pour chaque itération

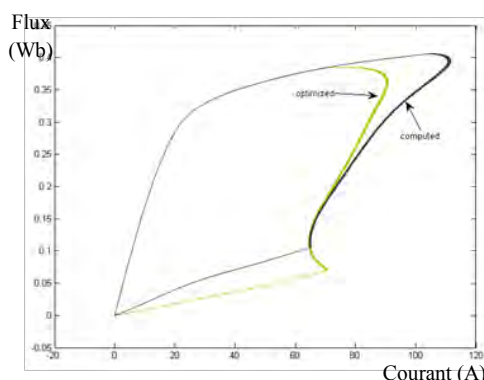


Fig.IV.33 Courbe flux/courant calculée et optimisée pour la vitesse n=500 rpm

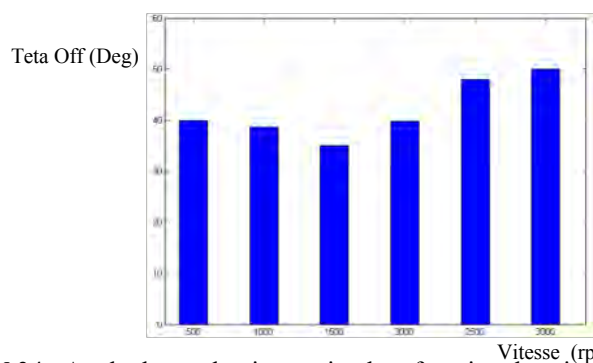


Fig.IV.34 Angle de conduction optimal en fonction des vitesses calculées

La GRV transfère la puissance par impulsion suggérant la nécessité d'un condensateur à l'extrémité du circuit de charge représentée par la tension du bus continu (Fig. IV.35). On peut noter que l'énergie stockée dans le champ magnétique de la phase excitée est celle qui est débitée dans le condensateur et du coup dans la charge [2] [71].

L'efficacité de l'ensemble génératrice circuit de commande est calculée de la manière suivante

$$\eta = \frac{P_o}{P_e + P_m} \times 100 [\%] \tag{IV.7}$$

où P_m , P_e et P_o sont respectivement, la puissance mécanique fournie, la puissance électrique d'excitation et la puissance de sortie.

La figure IV.53 montre les variations de l'efficacité du système en fonction de la vitesse de rotation ; la courbe en pointillés illustre l'efficacité de référence et la courbe continue l'efficacité optimisée. Cette figure indique une amélioration de l'efficacité de la GRV 6/4 pour une large plage de la vitesse de rotation.

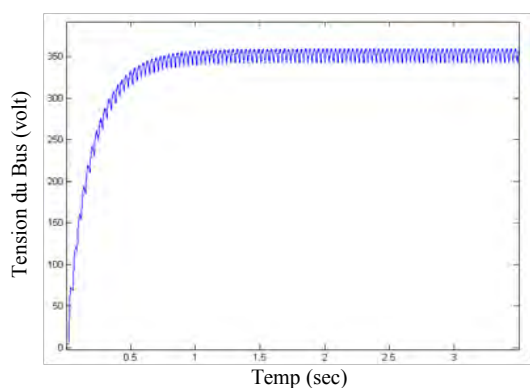


Fig. IV.35 : Tension du bus continu au bord de la charge

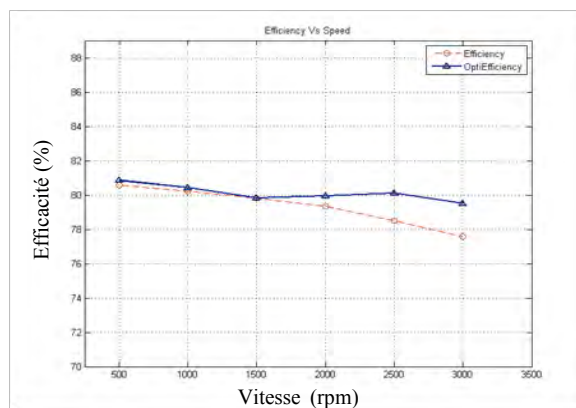


Fig. IV.36 : Variations de l'efficacité en fonction de la vitesse.

$-5^\circ < \theta_{on} < +10^\circ$
$35^\circ < \theta_{off} < 50^\circ$
$(\theta_{on} + \theta_{off}) < 50^\circ$

Table IV.2 Contraintes des paramètres angles de conduction

IV.5 Conclusions

Le travail abordé dans ce quatrième chapitre concerne l'influence de divers paramètres géométriques « épaisseur de l'entrefer, RPE & SPE » et de la commande « Intervalle de conduction et de commutation des interrupteurs » sur les caractéristiques électromagnétiques d'un prototype de MRVDS 6/4 telles que flux et couple en fonction de la position et de l'état

d'excitation. Le programme élaboré au sein du LEC a permis de définir les paramètres d'optimisation qui seront par la suite pris en compte dans un logiciel éléments finis.

La stratégie de commande du convertisseur associé qui est préconisée dans ce chapitre est assez originale car elle utilise un nouveau concept de courbe « *flux-courant idéalisée à la vitesse nominale* ». Grâce à une procédure simple et fiable, sous environnement Matlab, cette méthode permet d'optimiser les angles de commutation du convertisseur afin de maximiser l'efficacité du système de conversion. Les résultats des différentes simulations indiquent l'efficacité de l'approche proposée et mise en œuvre en fonctionnement générateur à vitesse variable envisagé pour une application éolienne qui sera décrite au chapitre V suivant.

Chapitre V

Applications des GRV au domaine éolien

V.1 Introduction aux énergies renouvelables (EnR)

Si la première exploitation de l'énergie éolienne s'effectuait au moyen de moulins à vent, l'extraction d'énergie électrique à partir du vent est une problématique actuelle encouragée par plusieurs facteurs dont la libéralisation du marché de l'électricité, le renforcement des préoccupations environnementales et les progrès technologiques ont rendu leurs développement une priorité pour la communauté scientifique.

Dans ce qui suit nous allons procéder à une brève rétrospective des différentes génératrices destinées à l'éolien ainsi qu'à une simulation sous Matlab/Simulink qui consistera à introduire une génératrice à réluctance variable dans un système éolien afin d'analyser ses potentialités

V.2 Carte des vents en Algérie [72]

La carte des vents ou « GISEMENT EOLIEN » de l'Algérie commence à être timidement étudiée. L'évaluation globale du gisement éolien dans notre pays se fait en première phase à partir des données des stations météorologiques classiques où les vents sont mesurés à un ou deux mètres du sol. Lorsque les vents dans une zone ou une région sont définis comme source d'énergie, des études approfondies doivent être faites selon les aérogénérateurs que l'on désire installer.

Potentiel éolien

□ Sud: vitesses plus élevées que le Nord, plus particulièrement de Sud-ouest (supérieures à 4 m/s et qui dépassent la valeur de 6 m/s dans la région d'Adrar)

□ Nord : vitesse moyenne peu élevée avec des microclimats sur les sites côtiers d'Oran, Bejaïa et Annaba, sur les hauts plateaux de Tiaret et Kheiter ainsi que dans la région délimitée par Bejaïa au Nord et Biskra au Sud.

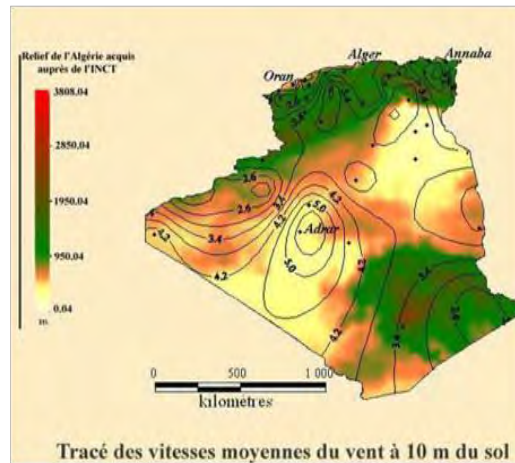


Fig. V.1 Tracé des vitesses moyennes du vent à 10 m du sol

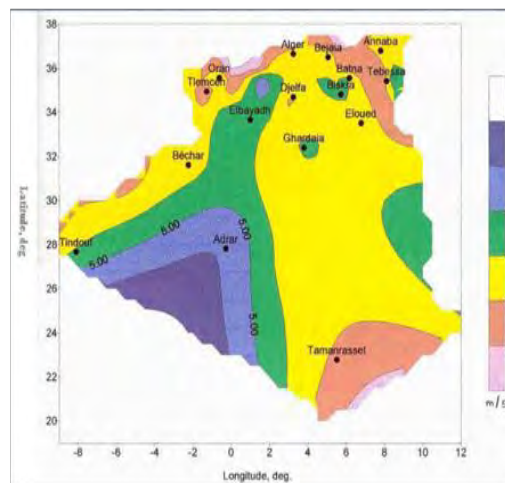


Fig. V.2 Atlas éolien de l'Algérie

Pour exemple la région de BENI-SAF qui se trouve sur la cote ouest de l'Algérie à 60 km de Tlemcen et 100 km d'Oran. est balayée durant toute l'année par des vents forts. [73] Elle présente un gisement éolien excellent. Les vents soufflent d'une même direction, à des vitesses supérieures à 10 m/s très fréquents et constants, ce qui induirait des puissances effectives élevées. Le potentiel énergétique éolien est disponible toute l'année, avec des maxima en hiver, ce qui n'est pas possible avec l'énergie solaire. La puissance effective énergétique moyenne annuelle pour une éolienne d'un mètre carré est d'environ de 860 Watt / m². Cette région peut produire suffisamment d'énergie électrique pour subvenir à ses besoins et même vendre cette énergie aux régions avoisinantes.

V.3 L'énergie éolienne

La première crise pétrolière en 1973 a porté l'intérêt pour l'énergie éolienne dans plusieurs pays. Les USA ont notamment lancé en Californie une opération à grande échelle au début des années 1980 en passant de 7 MW en 1981 à 386 MW en 1985.

Aujourd'hui, les études portent sur l'amélioration de l'aérogénérateur ainsi que sur la chaîne de conversion de l'énergie du vent en énergie électrique exploitable par le réseau. Les premières éoliennes mettent en œuvre une génératrice asynchrone liée aux pales par l'intermédiaire d'une boîte de vitesses, fonctionnent en vitesse fixe et sont directement reliées au réseau (pas d'interface électronique). Cette technologie est surtout employée au Danemark dans les années 1970. Les systèmes les plus récents se dirigent d'une part vers la *vitesse variable* pour maximiser la puissance captée du vent avec l'insertion d'électronique entre la génératrice et le réseau, et d'autre part vers l'utilisation de génératrices spéciales tournant à *basse vitesse* afin de s'affranchir du réducteur de vitesse.

V.4 Chaînes classiques de conversion de l'énergie éolienne

La chaîne de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique intègre différents organes électrotechniques. Afin de maximiser l'efficacité de cette conversion d'énergie, de nombreuses solutions ont été examinées aussi bien au niveau de la génératrice à utiliser que de l'électronique de puissance. La plupart des dispositifs utilisent des machines synchrones ou asynchrones mais des études sont aussi réalisées dans l'objectif de développer des machines spéciales. L'interface électronique entre l'éolienne et la charge a généralement pour but de commander le générateur afin d'extraire un maximum de puissance du vent.

Le fonctionnement simplifié de l'éolienne est traité puis différentes chaînes de conversion de l'énergie éolienne sont présentées. Les génératrices basses vitesses de rotation permettent de s'affranchir du multiplicateur de vitesse supprimant ainsi un organe de conversion d'énergie mécanique ; toutefois de telles machines ont des contraintes de conception particulières. Aussi des machines synchrones et des MRV à attaque directe sont examinées. Le choix technologique de la machine est porté sur la MRV non-excitée basse vitesse. Son fonctionnement en régime linéaire est traité pour deux formes de courants d'alimentations : rectangulaire et sinusoïdale.

La chaîne de conversion de l'énergie éolienne vers l'énergie électrique comprend plusieurs organes de conversion [15].

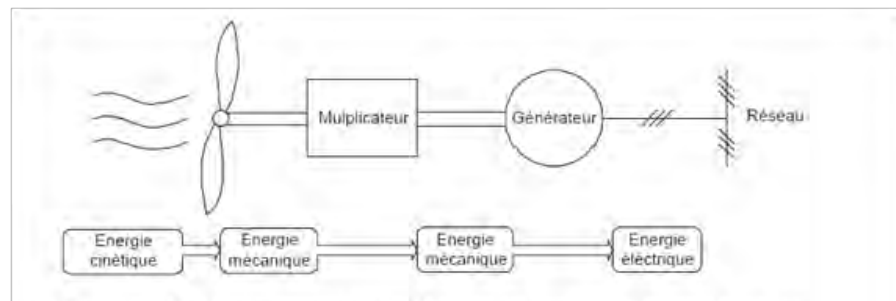


Fig.V.3 Chaîne de conversion de l'énergie éolienne avec liaison directe au réseau

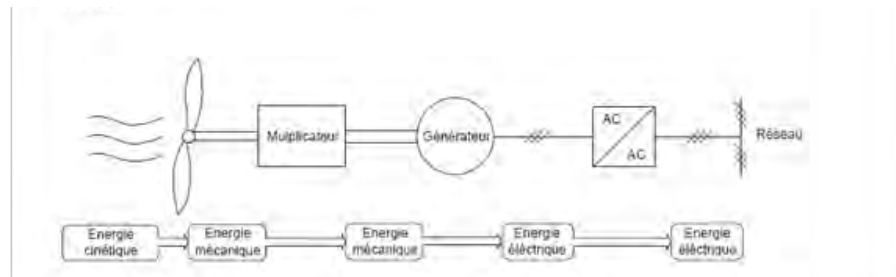


Fig.V.4 Chaîne de conversion de l'énergie éolienne avec liaison indirecte au réseau

L'énergie cinétique du vent est convertie en énergie mécanique par l'éolienne. Ensuite, la vitesse de rotation de l'éolienne (de 10 à 200 *tr/min*) est adaptée à celle de la génératrice classique (typiquement de 750 à 3000 *tr/min*) avec un multiplicateur de vitesse. La génératrice a pour rôle de convertir l'énergie mécanique en énergie électrique. Le générateur peut ensuite être lié directement ou indirectement au réseau. S'il est lié directement au réseau, (figure V.3) alors le générateur tourne à vitesse « fixe » ou très faiblement variable en jouant sur le glissement de la machine asynchrone. On mentionne que dans ce cas l'utilisation de la machine synchrone est impossible car la vitesse de rotation du rotor doit être un multiple de la fréquence des courants. Si le générateur est lié indirectement au réseau (figure V.4) alors l'interface d'électronique de puissance (bloc AC/AC) adapte la fréquence des courants générateurs à celle du réseau et autorise le fonctionnement à vitesse variable.

Ce type de chaîne permet d'utiliser une machine synchrone, asynchrone ou encore une machine spéciale. Le convertisseur AC/AC est souvent composé de deux convertisseurs AC/DC et DC/AC mis en cascade.

V.4.1 Systèmes utilisant la machine asynchrone [15]

La machine asynchrone équipe actuellement une grande partie du parc éolien. Elle a l'avantage d'être robuste et de faible coût.

Une topologie consiste à relier directement une MAS à cage d'écurueil au réseau (figure V.5). Un multiplicateur est associé à la machine et un banc de condensateurs assure sa magnétisation. La vitesse de rotation peut alors être faiblement variable, limitée par le glissement maximum de la MAS. L'avantage de cette architecture est sa simplicité et son faible coût. Son principal inconvénient est d'une part l'impossibilité de fonctionnement à vitesse variable, ce qui réduit la puissance pouvant être puisée du vent et d'autre part les problèmes d'accrochage / décrochage au réseau. Cette structure est largement employée au Danemark depuis les années 70.

Le dispositif de la figure (V.6) permet de fonctionner à vitesse variable. En effet, le redresseur à diodes fournit une tension continue variable en fonction de la vitesse de rotation de l'éolienne qui peut être exploitée par un onduleur MLI pour renvoyer sur le réseau une tension alternative à la fréquence adéquate et des courants sinusoïdaux. La magnétisation de la machine s'effectue avec un banc de condensateurs. Cette solution met en œuvre des convertisseurs de puissance qui doivent être dimensionnés pour la puissance totale envoyée par le générateur sur le réseau (coût et pertes importants) et des condensateurs pénalisant en termes de coût. Ces inconvénients ont freiné le développement industriel de cette structure.

La figure V.7 montre une configuration avec la Machine Asynchrone à double Alimentation (MADA).

La MADA a la particularité de disposer de deux bobinages triphasés au stator et au rotor. L'un est relié directement au réseau et transfère la plus grande partie de la puissance alors que l'autre de moindre puissance permet de faire varier les courants rotoriques d'excitation de la MADA. C'est sur ce bobinage de moindre puissance que le convertisseur de puissance, composé d'un ensemble redresseur/onduleur MLI en cascade, est inséré afin de contrôler la vitesse de rotation de la machine. Un tel dispositif a l'avantage de fonctionner à vitesse variable en faisant intervenir un convertisseur de faible puissance. Celui-ci a une puissance de l'ordre de 30 % de la puissance nominale fournie au réseau [15]. (Fig. V7).

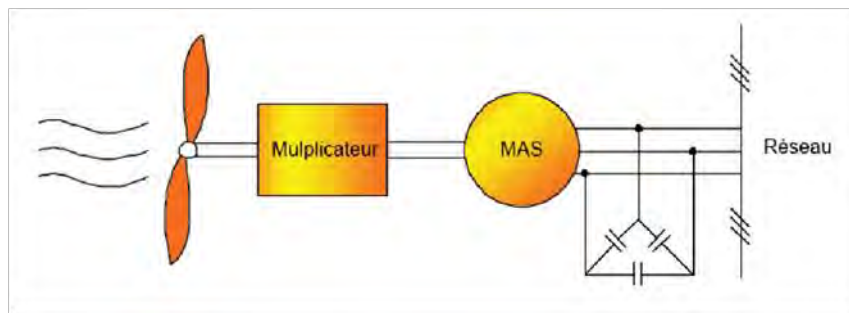


Fig. V.5 - Machine asynchrone avec liaison directe au réseau

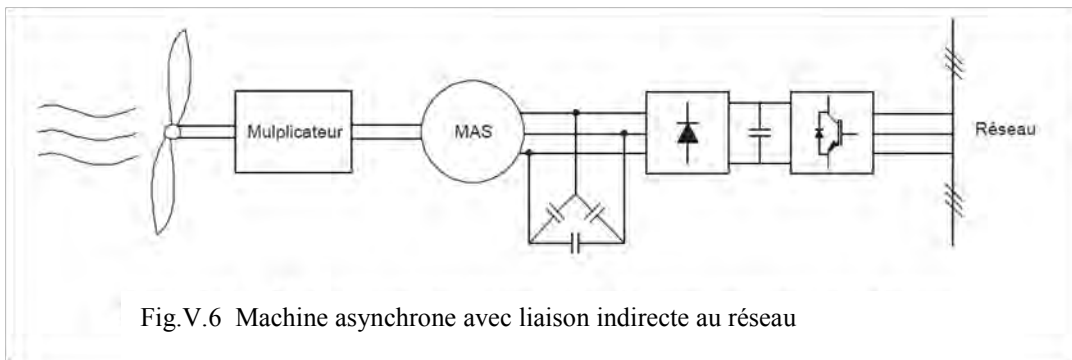


Fig.V.6 Machine asynchrone avec liaison indirecte au réseau

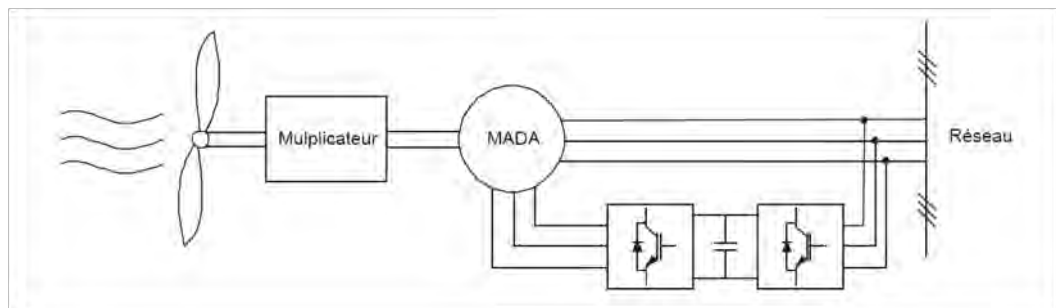


Fig. V.7 - Machine asynchrone à double alimentation liée au réseau

V.4.2 Systèmes utilisant la machine synchrone

La Machine Synchrone (MS) a l'avantage d'avoir un bon rendement et un bon couple massique notamment pour la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Ces qualités sont contrebalancées par un coût plus élevé que la MAS.

Plusieurs structures sont possibles pour la machine synchrone. On notera que pour chaque topologie, il est possible de s'affranchir du multiplicateur de vitesse en utilisant une machine synchrone à aimants permanents à grand nombre de paires de pôles.

Un redresseur à diodes, associé ou non à un convertisseur DC/DC. Peut être utilisé (figure V.8). Cette solution est avantageuse sur le plan économique mais la qualité des courants de la génératrice est moins bonne qu'avec un redresseur MLI, de plus le nombre de degrés de liberté sur l'ensemble de la chaîne de conversion est plus faible (trois contre quatre).

La machine synchrone peut être associée à un redresseur MLI qui permet de fonctionner à vitesse variable et donc de maximiser la puissance (figure V.9).

La topologie utilisant un redresseur à diodes et un boost comme convertisseur DC/DC est considérée comme la configuration optimale par Carlsson au regard du coût, de la qualité de l'énergie et du facteur de puissance [15].

La structure de la Figure (V.9) peut aussi être utilisée avec une MAS Dans ce cas. Le redresseur MLI assure la magnétisation de la machine asynchrone et le banc de condensateurs n'est plus nécessaire.

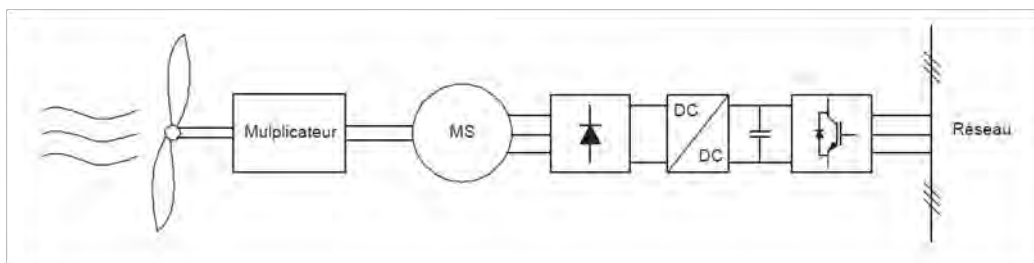


Fig. V.8 Machine synchrone liée au réseau par un ensemble redresseur à diode, convertisseur DC/DC et onduleur MLI

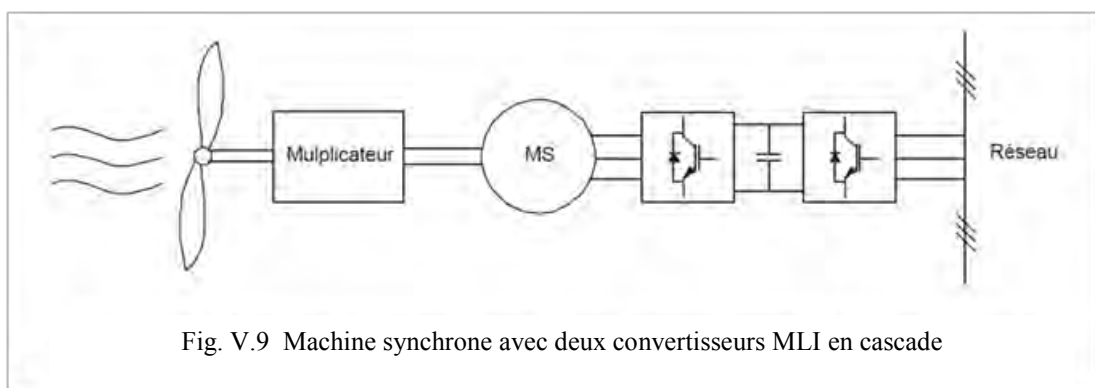


Fig. V.9 Machine synchrone avec deux convertisseurs MLI en cascade

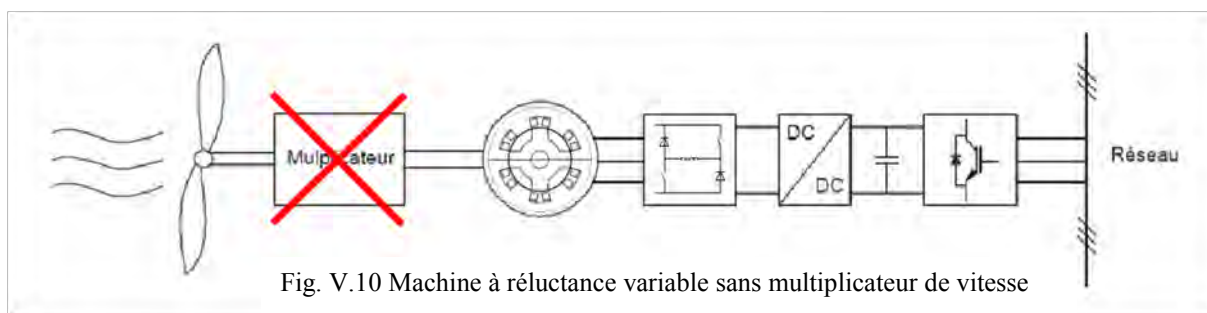
Il existe différentes solutions électrotechniques de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique. Une illustration simplifiée de l'extraction de la puissance du vent à l'aide de l'éolienne a permis de montrer l'avantage de la vitesse variable.

Plusieurs chaînes de conversion d'énergie sont abordées. La solution qui emploie une MAS directement reliée au réseau et accouplée à l'éolienne par un multiplicateur est une solution mature et fiable. Cependant elle est améliorée d'une part avec le fonctionnement à vitesse variable qui nécessite d'insérer un convertisseur de puissance entre le générateur et le réseau, et d'autre part avec l'utilisation d'une génératrice basse vitesse afin de s'affranchir des problèmes mécaniques liés au multiplicateur de vitesse.

Certaines génératrices synchrones basses vitesses sont déjà utilisées dans l'industrie, mais d'autres technologies peuvent répondre aux contraintes d'une éolienne à couplage direct.

Les machines à flux transverse et à flux axial sont apparues comme une solution intéressante pour leur fort couple massique bien que certains problèmes mécaniques restent posés.

Différentes topologies de machines à réluctance variable (avec ou sans excitation) sont aussi à l'étude. La MRV a l'avantage d'avoir la vitesse de rotation liée au nombre de dents, or il est plus aisé d'augmenter le nombre de dents que le nombre de pôles pour une machine classique. En effet, un grand nombre de dents rotoriques ne pose pas de problèmes de construction et les dents statoriques peuvent être groupées sur des plots (MRV à plots dentés). La MRV non-excitée est choisie en raison de sa simplicité de construction, son rotor passif et sa faculté naturelle à tourner à basse vitesse, ce qui permet de s'affranchir du multiplicateur de vitesse (Fig. V.10).



V.5 Simulation d'un système éolien avec génératrice à réluctance variable

V.5.1 Modélisation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne

L'association de la GRV étudiée a révélé un avantage très important de ce type de machine, La production de l'énergie électrique à partir de l'énergie du vent, utilisant une GRV, ne nécessite pas des vitesses élevées du vent contrairement à d'autres systèmes qui exigent une vitesse élevée.

V.5.2 Simulation sous Matlab/Simulink

Pour notre simulation nous allons appliquer un modèle sous Matlab/Simulink des pales qui convertisse l'énergie du vent en vitesse de rotation connecté directement à l'arbre de la génératrice qui délivre l'énergie dans une charge capacitive se trouvant à la sortie du convertisseur permettant la lecture de la tension engendrée.

Notre système se compose donc de pales directement liées à une génératrice à réluctance variable GRV 6/4 connectée au convertisseur commandé (Fig. V.12).

Les résultats de la tension de sortie montrent bien qu'il y a génération suite à la rotation de l'arbre qui oscille entre une vitesse de 8 à 12 m/s. (Fig.V.13)

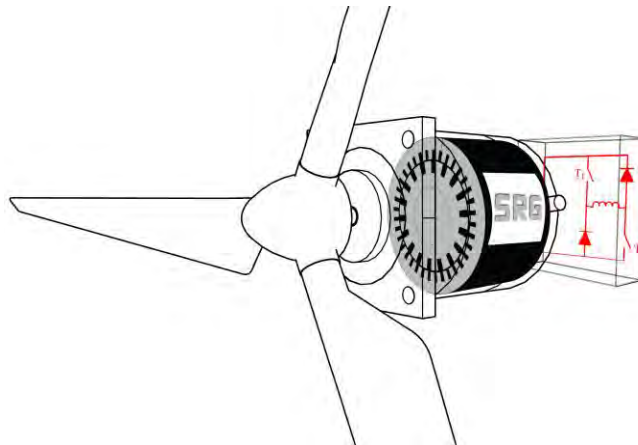


Fig. V.11 : Schéma GRV et convertisseur associé pour une application éolienne

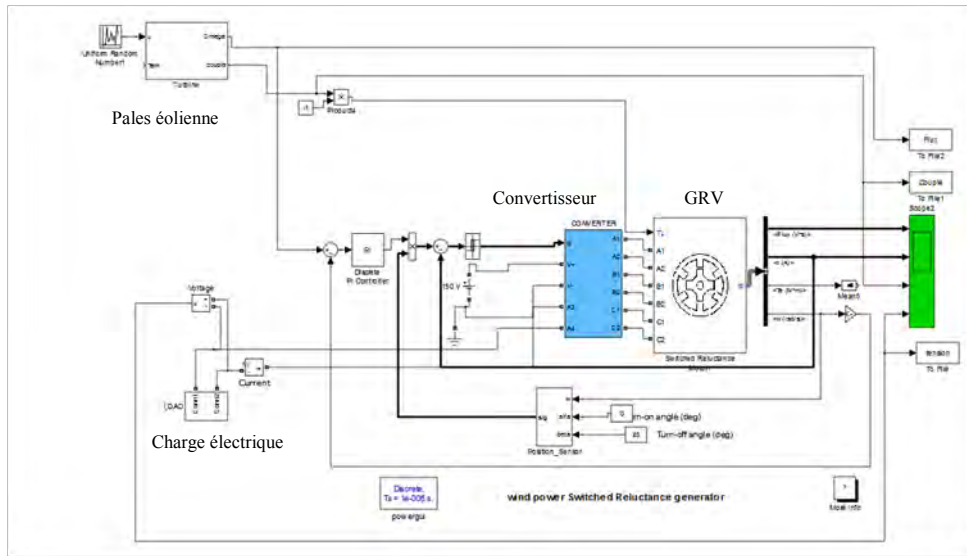


Fig. V.12 Modèle de simulation GRV/éolienne sous

V.5.3 Analyse des résultats

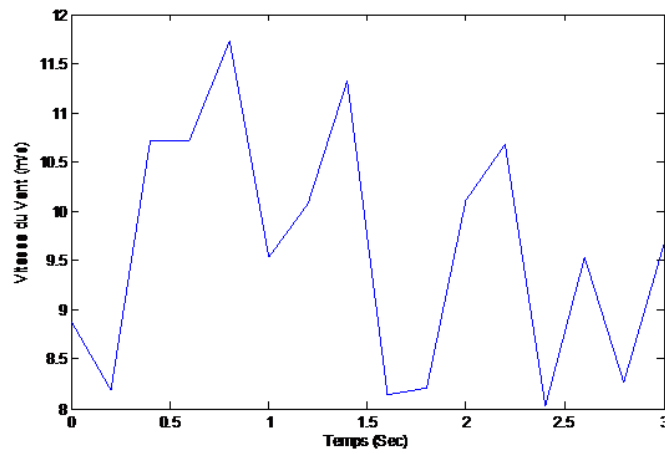


Fig. V.13 Vitesse du vent

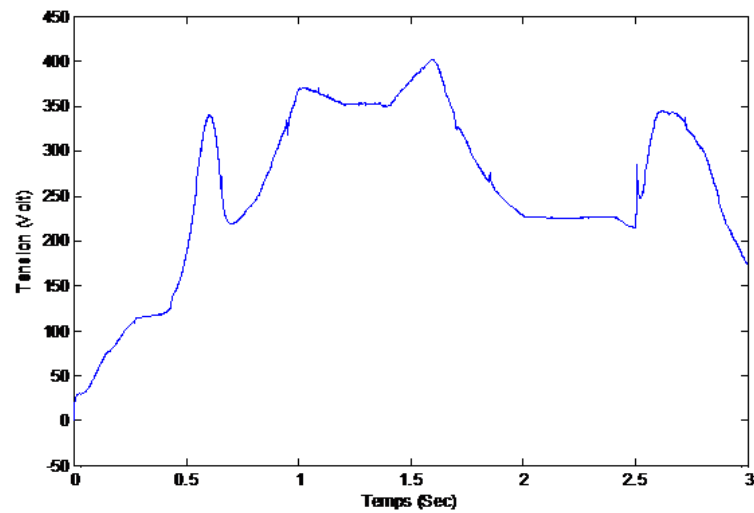


Fig. V.14 Tension de sortie à vitesse variable

Suite aux variations aléatoires des résultats obtenus, nous avons préféré opter pour une simulation à vitesse fixe. Le modèle étudié n'offre pas de réponse suffisamment rapide aux fluctuations de la vitesse. Une commande en tension serait peut être mieux adaptée pour ce genre de dispositif. Des études ont montré aussi que, plus la génératrice possède de pôles, plus on a d'efficacité dans l'extraction de l'énergie issue du vent [15].

Dans ce qui suit, nous allons examiner l'évolution de différentes grandeurs (flux, tension au bord de la charge capacitive et courant de la GRV) pour une vitesse de vent de 12 m/s.

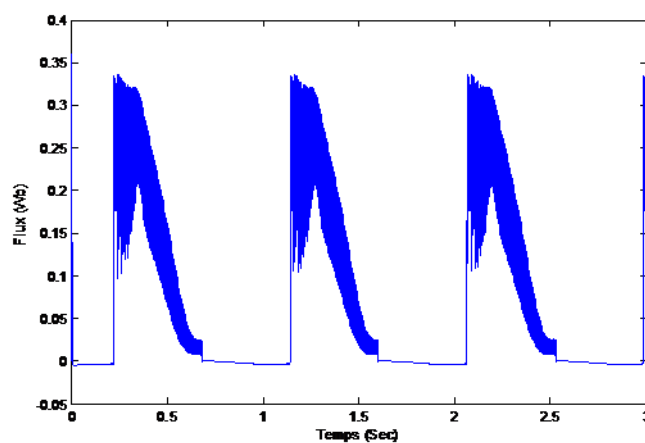


Fig. V.15 le Flux dans chaque phase

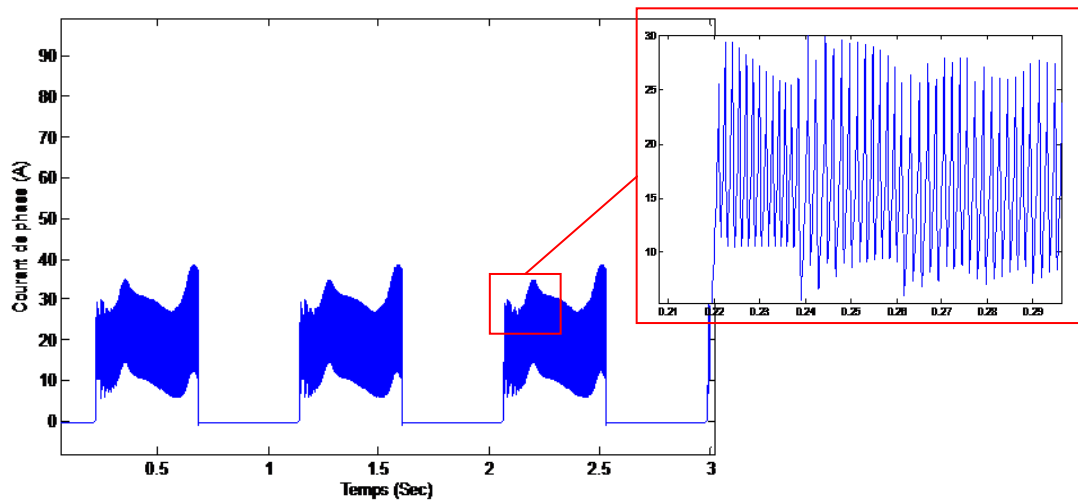


Fig. V.16 Le courant de phase.

L'alimentation par des courants rectangulaires permet un gain en couple et l'utilisation de convertisseurs simple et robuste.

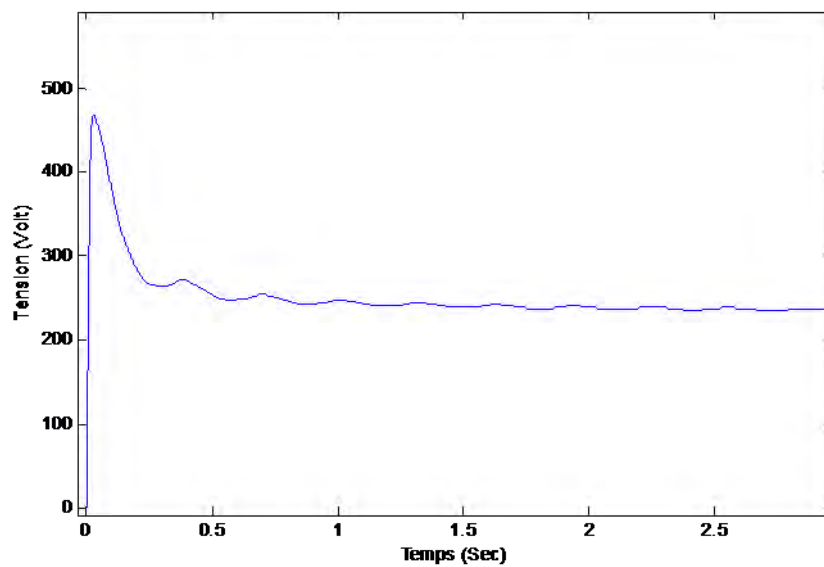


Fig.V.17 Tension de sortie a vitesse constante

V.6 Conclusion et perspectives

Le fonctionnement à vitesse variable permet d'optimiser l'énergie captée par l'éolienne mais demande la mise en œuvre d'un convertisseur ainsi que sa commande, ce qui entraîne un surcoût par rapport à la vitesse fixe. La littérature donne un gain de puissance variant entre 2% et 38%.

Habituellement, les éoliennes utilisent un multiplicateur pour adapter la basse vitesse de rotation de l'hélice (de 10 à 200 *tr/min*) à celle du générateur (typiquement de 750 à 3000 *tr/min*). Les performances de tels dispositifs peuvent être améliorées (maintenance, rendement...) en supprimant totalement ou partiellement le multiplicateur et en utilisant un générateur basse vitesse à attaque directe.

Comme alternative à la solution éolienne et en prévision du grand projet DESERTEC qui consiste à alimenter d'ici 2040, 15% de l'énergie consommée en Europe grâce à l'énergie solaire puisée dans le grand Sahara qui s'étend tout le long du Maghreb qui se trouve relativement pauvre en gisements éoliens (Fig. V.18).



Fig. V.18 Atlas Projet DESERTEC

Une nouvelle méthode d'extraction d'énergie propre et renouvelable est à l'étude, et qui porte sur les tours solaires. La tour solaire c'est une centrale à énergie renouvelable, construite de manière à canaliser l'air chauffé par le soleil afin d'actionner des turbines pour produire de l'électricité (Fig. V.19). Le concept a été développé par l'ingénieur allemand Jörg Schlaich.

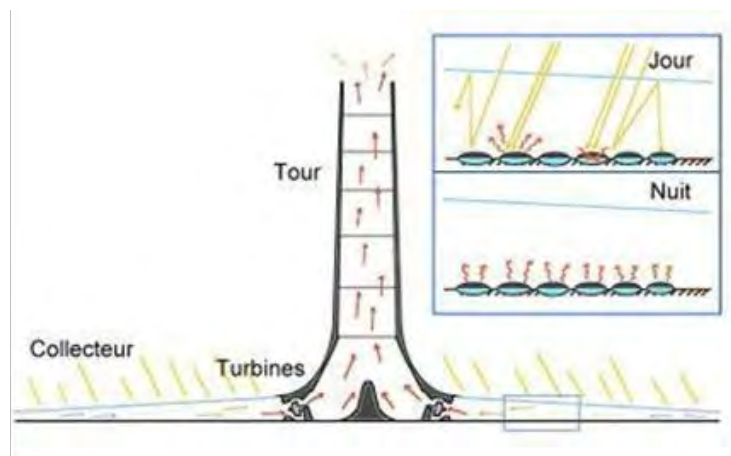


Fig. V.19 Schéma de principe d'une cheminée solaire à air chaud ascendant chauffé sous une serre en verre ou plastique,

Principe de fonctionnement ?

La tour n'est en fait qu'une cheminée. Son fonctionnement se base sur un principe simple : l'air chaud étant plus léger que l'air froid, il s'élève (Cf. convection). Une serre gigantesque, le « collecteur », placée tout autour de la cheminée centrale, chauffe l'air grâce au soleil et provoque un vent puissant exploité par des turbines situées à l'embouchure de la cheminée pour produire de l'électricité. Pour obtenir un fonctionnement plus régulier, favorable aussi bien sur le plan technique (pour les turbines) que pour le consommateur d'énergie, des systèmes d'accumulation de chaleur sont prévus, pour rendre le système opérationnel quasiment 24 heures sur 24.

Les systèmes de base (serre, cheminée, turbines) relèvent de techniques classiques parfaitement maîtrisées, ce qui limite les risques.

L'investissement de départ est important, mais le fonctionnement est ensuite de peu de frais.

Une variante qui consiste à coucher la tour à flanc de montagne est également à l'étude. Le principe reste le même : un vaste collecteur situé au niveau d'une plaine, et un conduit qui débouche en altitude, permettant de tirer profit de la différence de température.

Puisqu'il ne s'agit pas d'une cheminée dressée au milieu du collecteur, mais d'un conduit couché à flanc de montagne, son installation et son éventuel démontage peuvent être envisagés plus facilement. Le projet pourrait par exemple s'appliquer à des zones montagneuses comme l'île de la Réunion.

Une application des génératrices lentes est parfaite pour ce genre de dispositif !

Au pied de la tour l'air est chauffé grâce à une serre immense de 3 km de diamètre, moins dense que l'air froid situé au sommet de la tour, l'air chaud s'engouffre et s'élève spontanément à l'intérieur de la cheminée. La température diminue de 1 degré tous les 100 mètres, dans une tour de 750 mètres de haut, la différence de température permet donc de créer un courant ascendant de 43 km/h, au passage il actionne la turbine qui produit de l'électricité.

Vu les températures élevées de l'air saharien surchauffé à l'intérieur des serres, ainsi que la vitesse peu élevée engendrée par les cheminées, les génératrices à reluctance variables peuvent vraiment être une solution au développement de ces structures.

Conclusion Générale

Durant ce siècle, les performances des **M**achines à **R**éductance **V**ariable (MRV) se sont considérablement améliorées grâce aux progrès des matériaux et à une meilleure optimisation permise par l'accroissement des moyens de calcul, de l'électronique de puissance et de commande qui a permis d'élargir leurs domaines d'application en moteur et en générateur.

Après une période relative de stagnation par rapport aux machines « conventionnelles », les MRV ont connu un regain d'intérêt, bénéficiant des développements théoriques, des outils de modélisation/simulation et autres progrès réalisés dans les matériaux et l'électronique. Ce type de machine surtout apprécié pour sa simplicité et sa robustesse ainsi que son faible coût pour des performances très intéressantes, aussi bien en fonctionnement moteur (machines lentes à couple élevé ou dispositifs d'entraînement à vitesse élevée) que générateur (éoliennes,...) connaît aujourd'hui de multiples applications.

Ce mémoire a pour objectif d'établir des modèles pour l'étude des machines à réductance variable (MRV) en vue de simuler leur fonctionnement sous différents régimes. Après un bref exposé de principes théoriques liés aux modes de fonctionnement et de conversion d'énergie, on a pré-dimensionné un prototype de MRV à Double Saillance 6/4 (6 dents au stator et 4 dents au rotor) en s'inspirant de celui des machines asynchrones.

Ce prototype a ensuite été modélisé selon une approche hybride 'analytico-numérique' par éléments finis et schéma de perméances équivalent.

Le programme de calcul réalisé au sein du LEC (Laboratoire d'Electrotechnique de Constantine) sous environnement *Matlab*, se base sur le tracé de lignes de champ obtenu par l'approche éléments finis et une méthode de calcul éprouvée proposée par *Krishnan*. Cette dernière a permis de conforter une grande partie des résultats numériques précédents (à part l'inclinaison des dentures qui n'a pas pu être réalisée en analytique) ; il s'agit d'un programme à structure modulaire qui permet :

- un pré-dimensionnement de la machine selon un cahier de charge donné ;
- la détermination des inductances extrêmes (conjonction et opposition) qui délimitent l'aire énergétique d'où sera déduit le couple ; puisque la machine

travaille en régime *non linéaire*, nous avons du élaborer un programme de calcul *itératif* ;

- le dimensionnement du bobinage ainsi que le calcul des pertes cuivre ; ... ;

Cette approche analytique a le gros avantage de la rapidité de calcul, ce qui est intéressant pour un processus d'optimisation.

Les résultats des différentes simulations à l'aide des logiciels Flux2D/Ansoft et Matlab/Simulink ont été analysés et ont montré la validité des modèles.

L'aspect optimisation a été abordé aux niveaux :

- (i) des paramètres géométriques grâce à une approche analytico-numérique
- (ii) des angles de contrôle du convertisseur associé, selon une approche inédite par « optimisation des cycles énergétiques à vitesse variable » (sanctionnée par des publications). En effet, la stratégie de commande du convertisseur associé est assez originale car elle utilise un nouveau concept de courbe « *flux-courant idéalisée à la vitesse de base n_b* ». Grâce à une procédure simple et fiable, sous environnement Matlab, cette méthode permet d'optimiser les angles de commutation du convertisseur afin de maximiser le rendement du système de conversion. Les résultats des différentes simulations indiquent l'efficacité de l'approche proposée et mise en œuvre.

On a conclu ce travail par une application au domaine éolien où la GRV s'adapte très bien aux basses vitesses, ce qui permet d'éliminer le multiplicateur de vitesse souvent associé aux machines plus conventionnelles. Les atouts de la MRV lui confèrent actuellement de multiples applications notamment pour les cheminées solaires.

Bibliographie

- [1] B. Multon, « Aérogénérateurs électriques », Techniques de l'ingénieur, D 3960.
- [2] S. taïbi, I. Haouara, A. Tounzi, F. Piriou, « Etude de MRV excitées pour des applications en entraînement direct », CEMD'99, Cachan 4 février 1999.
- [3] B. Multon., «historique des machines electromagnetiques et plus particulierement des machines a reluctance variable », LÉSiR (URA CNRS D1375), École Normale Supérieure de Cachan
- [4] T. J. E. Miller, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*. Oxford, U.K.: Newnes, 2001.
- [5] D. A. Torrey, “Switched reluctance generators and their control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.* vol. 49, no. 1, pp. 3–14, Feb. 2002.
- [6] D. E. Cameron and J. H. Lang, “The control of high-speed variable-reluctance generators in electric power systems,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 6, pp. 1106–1109, Nov./Dec. 1993.
- [7] P. C. Kjaer, C. Cossar, J. J. Gribble, Y. Li, and T. J. E. Miller, “Switched reluctance generator control using an inverse machine model,” in *Proc. Int. Conf. ICEM'94*, Paris, France, 1994, pp. 380–385.
- [8] C. A. Ferreira, S. R. Jones, W. S. Heglund, and W. D. Jones, “Detailed design of a 30-kW switched reluctance starter/generator system for a gas turbine engine application,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 3, pp. 553–561, May/Jun. 1995.
- [9] S. R. Jones and B. T. Drager, “Sensorless switched reluctance starter/ generator performance,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, pp. 33–42, Nov./Dec. 1997.

- [10] T. Sawata, P. C. Kjaer, C. Cossar, and T. J. E. Miller, "A control strategy for the switched reluctance generator," in *Proc. Conf. ICEM'98*, Istanbul, Turkey, 1998, vol. 3, pp. 2131–2136.
- [11] T. Sawata, P. C. Kjaer, C. Cossar, and T. J. E. Miller, "A study on operation under faults with the single-phase SR generator," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 4, pp. 782– 789, Jul./Aug. 1999.
- [12] I. Husain, A. Radun, and J. Nairus, "Fault analysis and excitation requirements for switched reluctance generators," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 17, no. 1, pp. 67–72, Mar. 2002.
- [13] R. Cardenas, W. F. Ray, G.M. Asher, "switched reluctance generators for wind energy Applications", *University of Nottingham, Nottingham NG7 2RD, United Kingdom*.
- [14] B. Multon, « Moteurs Pas-a-Pas », E. N.S. Cachan, mai 2004, ISBN : 2-909968-64-2.
- [15] L. Moreau, « Modélisation, Conception et Commande de GRV », Thèse Doctorat, Univ. Nantes, 9 Dec 2005.
- [16] Y. Liao, T.A. Lipo, « A New Doubly-Salient Permanent Magnet Motor For Adjustable Speed Drives», *SPEEDAM Conf. (Positano, Italy)*, May 19-21, 1992, pp. 415-420.
- [17] Y. Liao, F. Liang, T.A. Lipo, « A Novel Permanent Magnet Motor with Doubly Salient Structure», *IEEE Transactions on Industry Applications*, VOL. 31, NO.5, September/October 1995.
- [18] R. Goyet, « Contribution à l'étude des machines à réluctance variable à disques imbriqués », Thèse Doctorat Es Sciences, 23 Juin 1981, Paris 6-11.
- [19] B. Multon, « Optimisation du dimensionnement des alimentations des machines à réluctance variable ». *Revue de physique appliquée*, N° 22, mai 1987, pp. 339 à 357.

- [20] B. Multon, « Principe et éléments de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées », Journées ELT club EEA, Belfort 25-26 Mars 1993.
- [21] B. Multon, « Cas d'une machine à aimants permanents à f.e.m. trapézoïdales alimentée en courants rectangulaires », Université Paris-Sud / ENS Cachan.
- [22] A. Mailfert, F.M. Sargos, « Machines à Réluctance Variable : Principes des MRV-Machines à Commutation », Techniques de l'Ingénieur, D 3680.
- [23] A. Mailfert, F.M. Sargos, « Machines à Réluctance Variable : Machines polyphasées. Machines excitées », Techniques de l'Ingénieur, D 3681.
- [24] E. Hoang, « Etude, modélisation et mesure des pertes magnétiques dans les moteurs à réluctance variable à double saillance », Thèse ENS Cachan – 1995.
- [25] M. Ehsani, “Advantages of Switched Reluctance Motor Applications to EV and HEV: Design and Control Issues”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, No 1, January/February 2000.
- [26] J. C Mouchoux, «Etude Et réalisation de l'alimentation Electronique d'un Moteur A Reluctance Variable Pour Véhicule Electrique », LESiR, 1994.
- [27] A.Hughes, “Electric Motors and Drives, Fundamentals, Types and Applications” third edition.
- [28] M. Correvon, « Conversion Electromécanique », CD\SEM\Cours\Chap.2, HEIG-VD, HES-SO, Suisse.
- [29] Y. Deshayes, J.C. Gianduzzo et F. Cazaurang, « Energie Magnétique et Conversion Electromécanique », chap.7 LST3EEA-PEA 503, Université Bordeaux 1.
- [30] J.C. Mouchoux, « Etude et réalisation de l'alimentation électronique d'un moteur à reluctance variable pour véhicule électrique- Expérimentation du moteur», Mémoire d'ingénieur CNAM, 18 Oct. 1994.

- [31] B. Multon, « Possibilités du MRVDS pour la motorisation de véhicules électriques », C-VELEC'95, Grenoble, 1-2 Février 1995.
- [32] H. Cailleux, B. Le Pioufle, B. Multon, « Modélisation et commande non linéaire en couple d'une machine à réluctance variable à double saillance », E.N.S. de Cachan, J. Phys. III France 6 (1996) 55-75. January 1996.
- [33] A. Tounzi, « Contribution a la commande vectorielle de machines a reluctance variable », Thèse Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 4 Février 1993.
- [34] B. Multon, « Conception et alimentation électronique des machines à réluctance variable à double saillance, Rapport d'habilitation de l'ENS de Cachan (17 mai 1994).
- [35] M. Correvoon, « Le moteur pas à pas », Cours SEM, Chap07.
- [36] B. Multon, M. Gabsi, « Influence de l'entrefer sur les performances et le dimensionnement d'un MRV a double saillance et de son onduleur », 7^e colloque int. sur les moteurs pas a pas , Nancy 1-3 Juillet 92.
- [37] Y. Alhassoun, « Etude et mise en œuvre de machines à aimantation induite fonctionnant à haute vitesse ». Thèse doctorat LEEI, ENSEEH Toulouse, 27/5/2005.
- [38] M. Leroy, « Etude et mise au point de moteur pour ventilateurs à hautes performances pour l'aéronautique », Thèse Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, N° d'ordre :2396, 15 Novembre 2006.

- [39] Praveen Vijayraghavan, « Design of SRM and Development of a Universal Controller for SR and PM Brushless DC Motor Drives », PhD, Blacksburg, Virginia, November 15, 2001.
- [40] R. Krishnan, « Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design & Applications », CRC Press (2001), pp. 351-384.
- [41] Praveen Vijayraghavan, « Design of SRM and Development of a Universal Controller for SR and PM Brushless DC Motor Drives », PhD, Blacksburg, Virginia, November 15, 2001.
- [42] F. Rebahi « Contribution a l'optimisation des performances d'une machine à réluctance variable », Mémoire de magistère, Université Mentouri Constantine, 03 mai 2009.
- [43] T.J.E. Miller, M. McGilp « Nonlinear theory of the switched reluctance motor for rapid computer-aided design », IEE Proceedings, Vol. 137, Pt. B, No.6, November 1990, pp. 337-347.
- [44] V. Vujicic, S.N. Vukosavic, « A simple nonlinear model of the switched reluctance motor », IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 15, No.4, December 2000, pp. 395-400.
- [45] S. Mouellef « Contribution a l'étude d'une machine a réluctance variable : Conception, Modélisation é simulation d'une MRV DS 6/4 », Mémoire de magistère, Université de Constantine, 2008
- [46] B. Multon, « *Conception et alimentation électronique des MRVDS* », H.D.R. soutenue le 17 Mai 1994 au LESIR, ENS Cachan.
- [47] B. Multon, M. Gabsi, « *Influence de l'entrefer sur les performances et le dimensionnement d'un MRVDS et de son onduleur* », 7^{ème} Colloque International sur les moteur pas à pas Nancy, 1 – 3 Juillet 1992.

- [48] Marc Geoffroy, « Etude de L'influence des Paramètre Géométriques Du circuit magnétique sur les formes d'onde de permiance et de couple des machines cylindriques à Reluctance Variable à Double Saillance ». Thèse Doctorat , 27 Janvier 1993.
- [49] T. Wichert "*Influence of modified rotor geometry on torque ripple average torque of 6/4 Switched Reluctance Motor*" Proceedings of XLII International Symposium on Electrical Machines SME 2006, 3 – 6 July, Cracow, Poland.
- [50] S. S. Murthy Bhim Singh, V. K. Sharna," *Finite Element Analysis To Achieve Optimum Geometry of Switched Reluctance Motor*.2008
- [51] Ali Deihimi, Shahaokh Farhangi, "*A Conceptual Optimal Design of Switched Reluctance Motors under Similar Asynchronous Motors Constraints*". 2009
- [52] B. Multon, F. Camus, E. Hoang, J. Le chenadec, J.L. Mouchoux CNRS, D1375 « *Possibilités du moteur à réluctance variable à double saillance pour la motorisation de véhicules électriques. Bilan des essais d'un prototype de 27 kW* ». LÉSIR, URA.
- [53] E. Hoang, B. Multon, R. Vives Fos, M. Geoffroy "*Influence of Stator Yoke Thickness and Stator Teeth Shape upon Ripple and Average Torque of Switched Reluctance Motors*", L.E.SI.R- U.R.A. C.N.R.S D1375- E.N.S Cachan.
- [54] B. Multon, « *Conception et Alimentation Électronique des Machines à Réluctance Variable à Double Saillance* » Thèses de doctorat, Troisième Parties, Optimisation de la structure, DEA 3. 17 mai 1994

- [55] J.Y.Le Chenadec, M. Geoffroy, B. Multon, J-C. Mouchoux, « *Minimisation des Ondulation de couple dans les MRVDS par Optimisation des formes de Courant et des Angles Polaires avec contraintes des pertes joule de puissance silicium* » Lesir URA CNRS D1375.
- [56] D. A. Torrey, “Development of variable-Reluctance Wind Generator”, Windpower 93, San Francisco, CA, July 1993.
- [57] Ansoft. MAXWELL, software package for resolution by FEM, *Ansoft2008, trial version*.
- [58] K. Buehring, L.L. Freris, “Control policies for wind-energy conversion systems”, *IEE Proc.C*, Sept 1981, vol. 128, No. 5, pp. 153-261.
- [59] E. A. Bossanyi, “Options for variable speed operation of horizontal axis wind turbine generators”, *Report prepared for Dept of Energy by Wind Energy Group Alpha House, Westmount Centre*.
- [60] P. I. Lawrenson, “Variable speed switched reluctance motors”, *IEE Proc. B*, July 1980, vol. 127, No 4, pp 253.265.
- [61] T. J. Miller, “Converter Volt ampere Requirement of the Switched Reluctance Motor Drive”, *IEEE Trans. Ind. Applic.*, vol. IA-21, No. 5, pp 1136-1 144, Sept/Oct 1985.
- [62] W F. Ray, R. M. Davis, “Inverter drive for doubly salient reluctance motor: its fundamental behaviour linear analysis and implications”, *Electrical power applications*, December 1979, vol. 2, No. 6, pp 185-193.

- [63] R. M Davis, W. F. Ray et al. "Inverter drive for switched reluctance motor: circuit and components ratings", *IEE Proc B*, March 1981, vol. 128, No. 2, pp 126-136.
- [64] M. Ilk-Spong et al., "Feedback Linearising Control of Switched Reluctance Motor", *IEEE Trans. Aut.*, May 1987, vol. AC-32, No. 5 pp. 371-379.
- [65] C. Johnson, R. Smith, "Dynamics of wind generators on electric utility network", *July 1976, IEEE Trans. Ind. Applic.*, vol. AES- I2, No 4, pp 483-493.
- [66] S. Vukosavic, V. Stefanovic, "SRM inverter topologies a comparative evaluation", *IEEE Trans. Ind. Applic.*, vol. IA-27, No 6, November-December, pp 1034-1 047.
- [67] B. Bose, T.J.E. Miller,"Microcomputer control of switched reluctance motor", *IEEE trans. Ind. Applic.*, vol. IA-22,No 4, pp 708-715, July / August 1986.
- [68] Leithead W, "Wind turbine control system modelling and design", *report prepared for Dpt. of energy by Industrial Control Unit*, University of Strathclyde, Glasgow. IJK. 1988.
- [69] R.Cardenas, "Switched Reluctance Generators for wind energy application", *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record. 26th Annual IEEE*, vol. 1, 18-22 June 1995, pp. 559 – 564.
- [70] MATLAB, *language of technical computing, R2008b*, 1994-2009, The MathWorks, Inc.

- [71] J. Faiz and R. Fazai, "Modeling of losses in switched reluctance Generators", 2nd *International Conference on Technical and Physical Problems in Power Engineering (TPE-2004)*, September 2004, Tabriz, Iran.
- [72] M. A. Tabet Helaln et N. Ghellai, 'Le Gisement Eolien à Beni-Saf Région Côtière de l'Ouest Algérien' , Rev. Energ. Ren.: ICPWE (2003)143-146
- [73] M. A. Tabet Helaln et N. Ghellai, 'Le Gisement Eolien à Beni-Saf Région Côtière de l'Ouest Algérien' , Rev. Energ. Ren.: ICPWE (2003)143-146.
- [74] Site dédié aux tours solaires, « www.tour-solaire.fr ».

Annexe A

A.1 Paramètres du prototype de MRVDS 6/4 simulé sous Matlab

Nombre de phases : $q=3$

Nombre des dents statorique : $N_s=6$

Nombre des dents rotorique : $N_r=4$

Angle denture stator: $\beta_s=30^\circ$

Angle denture rotor: $\beta_r=30^\circ$

Moment d'inertie : $J=0.02836 \text{ Kg.m}^2$

Résistance/phase : $R_s=0.0078\Omega$

Inductance maximale (conjonction) : $L_M=2.20 \text{ H}$

Inductance minimale (opposition): $L_m=0.21 \text{ H}$

Angles de commutation : $\theta_{on} = 0^\circ$; $\theta_{off} = 43^\circ$

Angle d'application d'une tension inverse : $\theta_d = 70^\circ$

Courant de référence : $I_{ref}=10\text{A}$

A.2 NOMENCLATURE

s, r subscripts or prefix for stator, rotor

N_s, N_r number of stator, rotor poles

q number of phases

β_s, β_r stator, rotor pole angle

D_r rotor bore diameter

R rotor radius

D_s stator outer diameter

D_a shaft diameter

e air gap length

L axial stack length

h_s, h_r stator, rotor pole height

sp, rp stator, rotor pole width

T torque

n rotor speed (rpm)

N_t number of winding turns per stator phase

I	current level
f	frequency
F	magneto motive force ($Nt \cdot I$)
J	current density
ϱ	copper resistivity
R_p	resistance per phase
ac	area of cross section of the conductor
P_c	copper losses
P_i	iron losses
B_{smax}	design maximum flux density
B_{sat}	saturation flux density
B_e	magnetic loading (average air gap flux density)
A_L	specific electric loading
L_{con}, L_{opp}	aligned, unaligned phase inductance
φ	linkage flux
W_{con}, W_{opp}	aligned, unaligned coenergy

Annexe B

B.1 Calcul des Tubes :

Négligeant les fuites, les surfaces $A_s, A_e, A_r, A_{cr}, A_{cs}$ traversées respectivement par les lignes de champ dans chaque partie du circuit magnétique sont :

$$A_s = \beta_s RL \quad (\text{B.1})$$

$$A_e = \frac{\beta_s RL + \beta_r (R - e)L}{2} \quad (\text{B.2})$$

$$A_r = \beta_r (R - e)L \quad (\text{B.3})$$

$$A_{cr} = (R - e - h_r - R_a)L \quad (\text{B.4})$$

$$A_{cs} = CL \quad (\text{B.5})$$

On assigne $B_{saturation}$ du matériau à la densité du flux au niveau de la dent statorique

$$B_s = B_{saturation} \quad (\text{B.6})$$

Le flux dans le pôle statorique est donné par $\phi_s = B_s A_s$. Ce flux traverse l'entrefer, la surface moyenne de l'entrefer étant connue on aura B_e d'où :

$$B_e = \frac{\phi_s}{A_e} \quad (\text{B.7})$$

Le flux ϕ_s passe par la dent rotorique en position de conjonction $\phi_r = \phi_s$, donc la densité du flux au niveau de la dent rotorique est donnée par :

$$B_r = \frac{B_s \cdot A_s}{A_r}$$

La densité de flux dans la culasse rotorique est limitée à une densité de flux approximativement de 80% de la valeur maximum.

$$B_{cr} = K_c \cdot B_r$$

$K_c \approx 0.8$ Dit coefficient de réduction d'inductance.

La densité de flux dans la culasse statorique $B_{cs} = K_c \cdot B_s$

K_c avec la même valeur

Comme la densité de flux B_i est connue, à partir du modèle analytique de la caractéristique magnétique $B(H)$ du matériau employée, l'intensité de champ magnétique dans chaque partie de la machine excepté l'entrefer est obtenu. Une fois les B_i et les H_i déterminés, déduire les perméabilités magnétiques correspondante :

$$\mu_i = \frac{B_i}{H_i} \quad (\text{B.8})$$

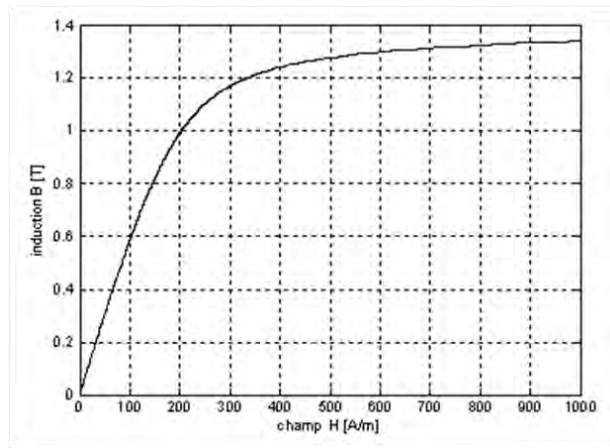


Fig. III.10 Caractéristique magnétique tôles NO20 paramétrée

Les longueurs moyennes parcourues par les lignes de champ sont données par :

$$l_s = h_s + \frac{C}{2} \quad (\text{B.9})$$

$$l_e = e \quad (\text{B.10})$$

$$l_r = h_r + \frac{R - e - h_r - R_a}{2} = \frac{R}{2} - \frac{e}{2} + \frac{h_r}{2} - \frac{R_a}{2} \quad (\text{B.11})$$

$$l_{cr} = \pi \left(\frac{R}{2} - \frac{e}{2} - \frac{h_r}{2} + \frac{R_a}{2} \right) \quad (\text{B.12})$$

$$l_{cs} = \pi \left[R_s - \frac{C}{2} \right] \quad (\text{B.13})$$

Les perméabilités magnétiques étant ainsi déterminées, calculer les reluctances

correspondantes aux différentes parties du moteur : $R_i = \frac{l_i}{\mu_i \cdot A_i}$ D'où

la FMM résultante est donnée par :

$$J = \sum H_i \cdot l_i \quad (\text{B.14})$$

Ou bien par :

$$J = (2 \cdot (R_s + R_r + R_e) + \frac{R_{cs}}{2} + \frac{R_{cr}}{2}) \cdot \phi_s \quad (\text{B.15})$$

Et l'inductance maximale en position de conjonction :

$$L_{\max} = \frac{\phi_s \cdot N_t^2}{J} \quad (\text{B.16})$$

Tube1 :

On calcule les longueurs moyennes l_{i1} et les surfaces moyennes A_{i1} correspondantes aux différentes parties du moteur.

- **Au niveau de l'entrefer**

La surface d'entrefer traversée par ϕ_1 n'est pas constante; alors on considère sa valeur moyenne qui est donnée par :

$$A_{e1} = \frac{A_{s1} + A_{r1}}{2} \quad (\text{B.17})$$

La surfaces du pôle statorique traversée par le tube du flux ϕ_1 et donnée par :

$$A_{s1} = \frac{A_s}{4} = \frac{\beta_s RL}{4} \quad (\text{B.18})$$

L'arc crée par la moitié d'une dent rotorique est :

$$\frac{\beta_r}{2} (R - e) \quad (\text{B.19})$$

L'angle θ_2 est donné par :

$$\theta_2 = \frac{\beta_r (R - e)}{2(R - e - h_r)} \quad (\text{B.20})$$

Le pas dentaire rotorique noté aussi α_r est défini par :

$$\theta_{rp} = \frac{2\pi}{N_r} \quad (\text{B.21})$$

On suppose (ce qui est souvent le cas) que la largeur de la dent rotorique est constante le long de la dent. Donc :

$$\theta_3 = \frac{1}{2} \left(\frac{2\pi}{N_r} \right) - \theta_2 = \frac{\theta_{rp}}{2} - \theta_2 \quad (\text{B.22})$$

La surface traversée par ϕ_1 à la périphérie du rotor :

$$A_{r1} = 2\theta_3(R - e - h_r)L \quad (\text{B.23})$$

La surface moyenne d'entrefer est donnée par:

$$A_{e1} = \frac{A_{s1} + A_{r1}}{2} = \frac{\beta_s RL}{8} + \theta_3(R - e - h_r)L$$

La longueur moyenne empruntée par le flux dans l'entrefer est donnée par :

$$l_{e1} = R - e - h_r \quad (\text{B.24})$$

- **Au niveau de la culasse rotorique**

La surface moyenne de culasse rotorique traversée par le flux ϕ_1 est :

$$A_{cr1} = (R - e - h_r - R_a)L$$

où la quantité entre parenthèses est l'épaisseur de la culasse rotorique

La longueur moyenne dans cette partie est :

$$l_{cr1} = \frac{1}{2} [\pi R_a + \pi(R - e - h_r)] = \frac{\pi}{2} (R_a + R - e - h_r) \quad (\text{B.25})$$

- **Au niveau de la culasse statorique**

La section de la culasse statorique traversée par ϕ_1 est :

$$A_{cs1} = C \cdot L \quad (\text{B.26})$$

La longueur moyenne parcourue :

$$l_{cs1} = \pi \left(R_s - \frac{C}{2} \right) \quad (B.27)$$

- **Au niveau d'une dent statorique**

La surface traversée par ϕ_1 est :

$$A_{s1} = \frac{A_s}{4} = \frac{\beta_s RL}{4} \quad (B.28)$$

La longueur de ce segment est :

$$l_{s1} = h_s + \frac{C}{2} \quad (B.29)$$

L'inductance minimale due à ϕ_1 est donnée par:

$$L_{\min 1} = \frac{N_t \cdot \phi_1}{i} = \frac{N_t \frac{F_1}{(2R_{s1} + 2R_{e1} + \frac{1}{2}R_{cr1} + \frac{1}{2}R_{cs1})}}{i} = \frac{N_t^2}{(2R_{s1} + 2R_{e1} + \frac{1}{2}R_{cr1} + \frac{1}{2}R_{cs1})} \quad (B.30)$$

ϕ_1 est calculé à partir du circuit magnétique équivalent dans la dernière itération pour satisfaire la condition décrite ci-dessus. Ci-dessous l'algorithme de calcul de $B_{S\min}$:

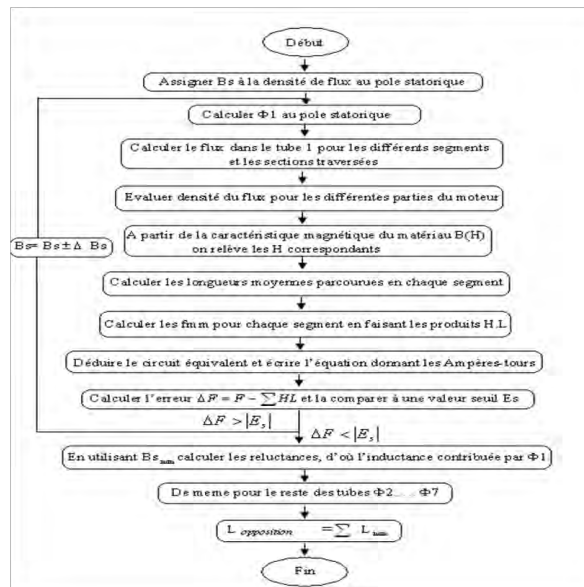


Fig.III.13 Algorithme de calcul de $B_{S\min}$

Annexe C

C. Programme Analytique C.M.E. Sous Matlab

clear all; close all; clc;

%%%

% DESIGN of DSVRM 6/4 under Matlab software (May, 2008) %

%%%

% Derivation of output equation : $T = K*(D^2)*L$ eq.(3.14) %

% [R. Krishnan, "SRM Drives ", Ind.Electronics Series] %

% or volumic torque : $T_v = T/(pi*D^2*L/4) = 2*sigma$ %

% $(D^2)*L = 2*T/(pi*sigma)$ %

% tangential pressure (BnHt): 1 kPa < sig(ma) < 200 kPa (cooling) %

% $sig(ma)=K*B*A$ %

% K=factor waveform < 1 %

% B=average flux density/pole = 0.3 to 1 Tesla %

% A=specific electric loading= $sig/(K*B)=(q*Nt*I)/(pi*D)=20$ to 200 [kA/m] %

% $Nt*I = mmf = sig*(pi*D)/(q*K*B)$ %

%%%

% Application: [LeChenadec, "Torque Ripple..."] or [Multon,C-VELEC95] %

% $T_m=110$ Nm ($P_m=T_m*w=110*2pi*3000/60=33$ kW) %

% Data: $N_s=6;N_r=4;bs=br=30$ deg; $U=120$ V; $I_p=400$ A; R_s /phase=7.8 mohm; $N_t=23$; %

% Sizing (mm): $L=150;R_o=125;r=75;R_a=21;e=0.8;ec=23.6;hs=25.6;hr=28$; %

%%%

% Preliminary Design Process %

%%%

$N_s=6$; % number of stator poles (teeth)

$N_r=4$; % number of rotor poles (teeth)

$q=3$; % number of stator phases

$bs=30*pi/180$; % stator pole angle [rd]: $(360/qN_r)=30 < bs < (360/N_r-30)=60$

vrms2Laa; % sub-program of aligned inductance (Laa)with fixed mmf At=Nt*It

%%

% vrms2Bob; % sub-program of winding calculation

%%

% vrms2Lu; % sub-program of unaligned inductance (Lu)

%%

% vrms2Flu; % sub-program of aligned-unaligned Flux(At) & Average Torque

%%

% vrms2Loss; % sub-program performances (Losses - Power - Massic Torque)

%%

%%

%%%%% sub-program of ALIGNED INDUCTANCE (La) with fixed MMF Fa=Nt*Ip %%%%%

%%

%Fa=8337; % MMF=1691 [At] corresponding to Bsmax=1.2 T

eps=0.; % convergence test

F0=0;k=1; % initialisation

pas=0.01; % step of stator flux density B

while (F0-Fa<=eps)

 Bs=pas*k;

% Flux density

fluxs=Bs*Asp; % stator flux [Wb]

fluxr=fluxs; % rotor flux [Wb]

Br=fluxr/Arp; % rotor flux density [T]

Bsy=(fluxs/2)/Asy; % stator yoke flux density [T]

Bry=(fluxr/2)/Ary; % rotor yoke flux density [T]

Be=fluxs/Ae; % air-gap flux density [T]

% Magnetic Field (H) by function SPLINE interpolation B(H) & Permeability

Hsp=spline(B,H,Bs); usp=Bs/Hsp; % field and permeability of stator pole

Hrp=spline(B,H,Br); urp=Br/Hrp; % field and permeability of rotor pole

```
Hsy=spline(B,H,Bsy);usy=Bsy/Hsy; % field and permeability of stator yoke
```

```
Hry=spline(B,H,Bry);ury=Bry/Hry; % field and permeability of rotor yoke
```

```
% Mean lengths of field circulation
```

```
lsp=hs+(sy/2); % mean length of stator pole [m]
```

```
lrp=hr+(ry/2); % mean length of rotor pole [m]
```

```
lsy=pi*(Ro-sy/2); % mean length of stator yoke [m]
```

```
lry=pi*(Rsh+ry/2); % mean length of rotor yoke [m]
```

```
% Reluctances (R)
```

```
Re=e/(uo*Ae); % air-gap reluctance [1/H]
```

```
Rsp=lsp/(usp*Asp); % stator pole reluctance
```

```
Rrp=lrp/(urp*Arp); % rotor pole reluctance
```

```
Rsy=lsy/(usy*Asy); % stator yoke reluctance
```

```
Rry=lry/(ury*Ar); % rotor yoke reluctance
```

```
Rae=2*(Re+Rsp+Rrp)+(Rsy+Rry)/2; % Aligned Equivalent Reluctance
```

```
% At of equivalent magnetic circuit (F0)
```

```
F0=Rae*flux;
```

```
k=k+1;
```

```
end
```

```
display('Aligned Equivalent Reluctance:')
```

```
Raeq=Rae
```

```
display('Stator Flux density [T]:')
```

```
Bsmax=Bs
```

```
display('Total MMF [At]:')
```

```
Faa=Fa
```

```
display('Number of turns/phase:')
```

```
Nt=23
```

```
% Nt=input('donner le nombre de spires/phase');
```

```
display('Peak Current [A]:')
```

$I_p = F_a / N_t$

display('Aligned Inductance [H]:')

$L_{aa} = (N_t^2) / R_{ae}$ % aligned inductance $L_a = N_t^2 * \text{fluxs} / F_a$

% Assumption: neglect leakage ?

%%

% sub-program of ALIGNED INDUCTANCE (La) with fixed flux density Bs=Bsmax %

%%

Bsmax=1.8; % stator pole flux density [Tesla]at knee point ?????

% Flux densiy (B)

Bs=Bsmax; % stator flux density [T]

fluxs=Bs*Asp; % stator flux [Wb]

fluxr=fluxs; % rotor flux [Wb]

Br=fluxr/Arp; % rotor flux density [T]

Bsy=(fluxs/2)/Asy; % stator yoke flux density [T]

Bry=(fluxr/2)/Ary; % rotor yoke flux density [T]

Be=fluxs/Ae; % air-gap flux density [T]

% Magnetic Field (H) by function SPLINE interpolation B(H) & Permeability

Hsp=spline(B,H,Bs); usp=Bs/Hsp; % field and permeability of stator pole

Hrp=spline(B,H,Br); urp=Br/Hrp; % field and permeability of rotor pole

Hsy=spline(B,H,Bsy); usy=Bsy/Hsy; % field and permeability of stator yoke

Hry=spline(B,H,Bry); ury=Bry/Hry; % field and permeability of rotor yoke

He=Be/uo; % air-gap magnetic field intensity [A/m]

% Mean lengths of field circulation

lsp=hs+(sy/2); % mean length of stator pole [m]

lrp=hr+(ry/2); % mean length of rotor pole [m]

lsy=pi*(Ro-sy/2); % mean length of stator yoke [m]

lry=pi*(Rsh+ry/2); % mean length of rotor yoke [m]

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;

%%%%%%%%%%%%%% **PATH 3** %%%%%%%%%%%%%%

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;isp3=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;

%%%%%%%%%%%%%% **PATH 4** %%%%%%%%%%%%%%%

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;lsy4=lsy1;

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=isp4/(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;

%%%%%%%%%%%%%% **PATH 5** %%%%%%%%%%%%%%%

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;lry5=lry1;
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=lry5/(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;

%%%%%%%%%% **PATH 6** %%%%%%%%%%

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

$N6 = (3/8) * Nt$; $Lu6 = 4 * (N6^2) / R6$; $B_{smin6} = B_{s6}$; $Fu6 = F6$;

%%**PATH 7**%%

$k = 1$; $Fa7 = Fa/4$;

while (F7-Fa7<=eps)

% Mean lengths & areas of Path 7

$l_{sp7} = (h_s + s_y) / 4$; $l_{e7} = (h_s / 4) * (\pi / 2)$; $l_{sy7} = (h_s / 4)$;

$A_{sp7} = (h_s / 2) * L$; $A_{e7} = A_{sp7}$; $A_{sy7} = A_{sy1}$;

$B_{s7} = \rho_{as} * k$;

% Flux density

$\text{fluxs7} = B_{s7} * A_{sp7}$; % stator flux [Wb]

$B_{sy7} = (\text{fluxs7} / 2) / A_{sy7}$; % stator yoke flux density [T]

$B_{e7} = \text{fluxs7} / A_{e7}$; % air-gap flux density [T]

% Magnetic Field (H) by function SPLINE interpolation B(H) & Permeability

$H_{sp7} = \text{spline}(B, H, B_{s7})$; $u_{sp7} = B_{s7} / H_{sp7}$; %field and permeability of stator pole

$H_{sy7} = \text{spline}(B, H, B_{sy7})$; $u_{sy7} = B_{sy7} / H_{sy7}$; %field and permeability of stator yoke

% Reluctances (R)

$R_{e7} = l_{e7} / (u_0 * A_{e7})$; % air-gap reluctance [1/H]

$R_{sp7} = l_{sp7} / (u_{sp7} * A_{sp7})$; % stator pole reluctance

$R_{sy7} = l_{sy7} / (u_{sy7} * A_{sy7})$; % stator yoke reluctance

$R7 = (R_{e7} + R_{sp7} + R_{sy7})$; % Aligned Equivalent Reluctance

% At of equivalent magnetic circuit (F7)

$F7 = R7 * \text{fluxs7}$; $k = k + 1$;

end

$I_p = Fa / Nt$; $Lu7 = 2 * Nt * \text{fluxs7} / I_p$; $B_{smin7} = B_{s7}$; $Fu7 = F7$;

%% Unaligned Inductance (Lu) %%

display('Unaligned Inductance [H]: ')

$$L_u = (L_{u1} + L_{u2} + L_{u3} + L_{u4} + L_{u5} + L_{u6} + L_{u7})$$

%%%

%% sub-program of Coil , Resistance & Copper Losses with fixed $F_a = N_t \cdot I_p$ %%

%%%

% $F_a = 1691$; % MMF = 1691 At corresponding to $B_{smax} = 1.2$ T

%%%

% **Number of turns (Nt)?** %

% For a given specific electric loading (A_s) and bore diameter (D), %

% the product ($F = N_t \cdot I$) is a constant; then, %

% 1/ small current (I) implying a LARGER number of turns (Nt); %

% 2/ small values of resistance and inductance of the winding implying a %

% SMALLER number of turns (Nt). %

% So its difficult to satisfy these two contradictory criteria ! %

% Nt and I are also dependent on the supply-converter. %

%%%

Nt=23; % Number of turns per-phase

$I_p = F_a / N_t$; % Peak value of phase current [A]

% $h_w = 3$; % height of wedge (cale) to hold the coil into the slot [mm]

% $C_l = 3$; % clearance between the two adjacent coils [mm]

% display('Max coil area Acoil: ')

% $A_{coil} = (h_s \cdot 1e3 - h_w) \cdot (2 \cdot \pi \cdot R \cdot 1e3 / N_s - R \cdot 1e3 \cdot b_s - C_l) / 2$ % max area of half-coil [mm²]

$A_{coil} = (h_s \cdot 1e3) \cdot (2 \cdot \pi \cdot R \cdot 1e3 / N_s - R \cdot 1e3 \cdot b_s) / 2$; % max area of half-coil [mm²]

$k_b = 0.6$; % Filling factor (coef. remplissage) < $\pi/4$

$A_{cu} = A_{coil} \cdot k_b$; % copper area for half-coil/phase [mm²]

$a_c = A_{cu} / (N_t / 2)$; % area of the conductor [mm²]

display('Min current density [A/mm²]:')

$J_{min} = (F_a / 2) / A_{coil}$

display('current density [A/mm²] $J \geq J_{min}$?')

$J = I_p / a_c$

$d_c = 2 \cdot \sqrt{a_c / \pi}$; % diameter of cylindric conductor [mm]

$\rho_o = 2.2e-8$; % specific resistivity of copper [ohmxm]

$L_m = 2 * (L + \pi * R / N_s + R * b_s / 2)$; % mean length of turn [m]

$k_l = L_m / (2 * L)$; % ratio > 1

Calculation of per-phase stator resistance R_s

display('per-phase stator resistance [ohm]:')

$R_s = \rho * N_t * L_m / (a_c * 1e-6)$

%%

% Copper losses $P_{cu} = q * R_s * I^2 = R_s * I_p^2 = (\rho * N_t * L_m / a_c) * I_p^2 = (\rho * L_m) * (N_t * I_p) * J$ %

% $k_i = I_p / I = \sqrt{q}$; $R_s = \rho * N_t * L_m / a_c$; $J = I_p / a_c$ %

% Since the maximum ($F_a = N_t * I_p$) is a constant for a design, copper losses %

% (P_{cu}) are PROPORTIONAL to current density (J) ! %

%%

$k_i = \sqrt{2}$; % form factor of the ideal square wave current

$I = I_p / k_i$; % rms value phase current [A]

display('copper losses P_{cu1} [W]:')

$P_{cu1} = (q / k_i^2) * (\rho * L_m) * (F_a) * (J * 1e6)$

display('copper losses [W] $P_{cu2} = P_{cu1} ?$ ')

$P_{cu2} = q * R_s * I^2$

%%

sub-program of Flux linkages vs. mmf with fixed MMF $F_a = N_t * I_p$

%%

% $F_a = 10000$; % MMF = 1691 At corresponding to $B_{smax} = 1.2$ T

$N_t = 23$; % Number of turns per-phase

$I_p = F_a / N_t$; % Peak value of phase current [A]

$n = 20$; % Number of points

$d_i = I_p / n$; % Current step [A] = $\Delta(i)$

$\epsilon = 0$; % convergence test

$\Delta = 0.01$; % step of stator flux density B [T]

```

for k=2:(n+1)

    k0=1; % index for flux density iteration

    ik(k)=(k-1)*di; % Current (k)

    RHS=0; % Right Hand Side = Rae*fluxs

    LHS=Nt*ik(k); % Left Hand Side = mmf [At]

    Fk(k)=LHS; % mmf [At]

while (LHS-RHS>=eps)

    Bs=k0*pas;

% Flux density

    fluxs=Bs*Asp; % stator flux [Wb]

    fluxr=fluxs; % rotor flux [Wb]

    Br=fluxr/Arp; % rotor flux density [T]

    Bsy=(fluxs/2)/Asy; % stator yoke flux density [T]

    Bry=(fluxr/2)/Ary; % rotor yoke flux density [T]

    Be=fluxs/Ae; % air-gap flux density [T]

% Magnetic Field (H) by function SPLINE interpolation B(H) & Permeability

    Hsp=spline(B,H,Bs); usp=Bs/Hsp; % field and permeability of stator pole

    Hrp=spline(B,H,Br); urp=Br/Hrp; % field and permeability of rotor pole

    Hsy=spline(B,H,Bsy); usy=Bsy/Hsy; % field and permeability of stator yoke

    Hry=spline(B,H,Bry); ury=Bry/Hry; % field and permeability of rotor yoke

% Mean lengths of field circulation

    lsp=hs+(sy/2); % mean length of stator pole [m]

    lrp=hr+(ry/2); % mean length of rotor pole [m]

    lsy=pi*(Ro-sy/2); % mean length of stator yoke [m]

    lry=pi*(Rsh+ry/2); % mean length of rotor yoke [m]

% Reluctances (R)

```

```

Re=e/(uo*Ae); % air-gap reluctance [1/H]

Rsp=lsp/(usp*Asp); % stator pole reluctance

Rrp=lrp/(urp*Arp); % rotor pole reluctance

Rsy=lsy/(usy*Asy); % stator yoke reluctance

Rry=lry/(ury*Ary); % rotor yoke reluctance

Rae=2*(Re+Rsp+Rrp)+(Rsy+Rry)/2; % Aligned Equivalent Reluctance

% mmf [At] of equivalent magnetic circuit (RHS)

RHS=Rae*fluxs;

k0=k0+1;

end

landa(k)=Nt*fluxs; % Flux linkages at aligned position [Wb]

fluxa(k)=fluxs; % Magnetic flux [Wb]=landa/Nt

end

ik(1)=0;landa(1)=0;Fk(1)=Nt*ik(1);fluxa(1)=0; % origine (initial) points

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Flux linkages at unaligned position [Wb] %%%%%%%%%%

for k=1:(n+1)

    landu(k)=Lu*(k-1)*di; % Flux linkages [Wb]

    fluxu(k)=landu(k)/Nt; % Magnetic flux [Wb]

end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Average Torque (Tm) ? %%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Assuming that the flux linkages vs. current characteristics are available

% and current (Ip) is constant between the aligned and unaligned positions,

% the average torque is : Tm = (Wa-Wu)*(q*Nr)/(2*pi)

% Wa=di*(landa1+...+landan/2) = aligned co-energy (trapezoidal integration)

% Wu=(landu*Ip/2) = unaligned co-energy

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Wa=(sum(landa)-landa(n+1)/2)*di; % Aligned co-energie [J]

```

```
landau=landu(n+1);  
  
display('Unaligned co-energy :')  
  
Wu1=landau*Ip/2 % Unaligned co-energie [J]  
  
display('Unaligned co-energy :')  
  
Wu2=Lu*Ip^2/2 % Unaligned co-energie [J]  
  
Wu=Wu2;  
  
display('Average Torque [Nm]')  
  
Tm=((q*Nr)/(2*pi))*(Wa-Wu)  
  
  
  
plot(Fk,fluxa*1e3,Fk,fluxu*1e3);  
  
title('Aligned and unaligned magnetic flux vs. mmf characteristics');  
  
xlabel('mmf [At]');ylabel('Magnetic Flux [mWb]');
```

Résumé

Ce mémoire de thèse de doctorat a pour objectif d'établir des modèles pour l'étude des machines à réluctance variable (MRV) en vue de simuler leur fonctionnement sous différents régimes. Après un bref exposé de principes théoriques liés aux modes de fonctionnement et de conversion d'énergie, on a pré-dimensionné un prototype de MRV à Double Saillance 6/4 (6 dents au stator et 4 dents au rotor) en s'inspirant de celui des machines asynchrones.

Ce prototype a ensuite été modélisé selon une approche analytico-numérique par éléments finis et schéma de perméances équivalent. Les résultats des différentes simulations à l'aide des logiciels Flux2D/Ansoft et Matlab/Simulink ont été analysés et ont montré la validité des modèles. L'aspect optimisation a été abordé aux niveaux : *(i)* des paramètres géométriques et *(ii)* des angles de contrôle du convertisseur associé, selon une approche inédite (optimisation des cycles énergétiques à vitesse variable) qui fut sanctionnée par publications.

On a conclu ce travail par une application au domaine éolien où la GRV s'adapte très bien aux basses vitesses, ce qui permet d'éliminer le multiplicateur de vitesse souvent associé aux machines plus conventionnelles. Les atouts de la MRV lui confèrent actuellement de multiples applications.

Summary

This work relates to the modeling and the optimization of a structure of switched reluctance machine 'SRM' for renewable energies applications.

It includes the principles, the stages and the various approaches of analytical dimensioning, and simulations of a 6/4 double salient SRM, as well as a new method which employ the principle of the energy cycles, for the optimization of its control.

The use of wind energy has become increasingly important as a renewable energy source, and therefore there is an increasing interest in exploiting it using a Switched Reluctance Machine (SRM) as a generator.

It is in this context that this work analyzes the generator mode of the SRM 1) in a direct coupling to the turbine shaft. This work is aimed at analyzing and proposing an alternative technical solution for wind power conversion, regarding the electrical generator system.

المخلص

هذا انعم مخصصا لنمذجة وتحسين النظم انما هو SRM تطبيقا لعملياتنا ذات جدوة
وهي تضمن المبادئ والمزايا والاتجاهات التي تمخضت عن ابحاثنا في مجال
الاستفادة من النظم لتيسر طرقاتها
ثم تطبق والمبادئ التي نذرعها في مشاريعنا لخلق فرصتنا في مجال الرقعة ضاء عهنا
سهمنا في تحي من مجال النظم ذات جدوة