

SOMMAIRE

<i>Introduction Générale</i>	<i>1</i>
------------------------------	----------

Chapitre I : Structures & Théorie des MRV

Introduction	5
I.1. Différentes topologies de MRV	5
I.1.1. MRV Pures	5
I.1.2. MRV Vernier	7
I.1.3. MRV Hybrides	7
I.2. Etude de la MRV élémentaire	9
I.2.1. Principe de fonctionnement	9
I.2.2. Conversion d'énergie	11
I.2.2.1. Notions d'énergie et de coénergie	11
I.2.2.2. Condition d'existence de puissance	13
I.2.3. Modes d'alimentations	18
I.3. Présentation de la MRVDS 6-4 étudiée	19
Conclusion 1	20

Chapitre II : Modélisation par éléments finis

Introduction	21
II.1. Modèles & Méthodes	21
II.1.1. Choix d'un modèle d'étude	21

II.1.2. Techniques de résolution	24
II.2. Logiciel de résolution Flux 2D	26
II.3. Mise en œuvre & Exploitation des résultats	29
II.3.1. Paramètres dimensionnels et physiques MRVDS 6/4	29
II.3.2. Exploitation des résultats	33
II.3.2.1. Résultats graphiques	33
II.3.2.2. Analyse des caractéristiques	34
Conclusion 2	42

Chapitre III : Dimensionnement d'une MRVDS 6-4

Introduction	43
III.1. Dimensionnement global	43
III.1.1. Dimensionnement de l'enveloppe	44
III.1.2. Choix dentures stator et rotor (nombre et angles)	45
III.1.3. Nombre de pôles	49
III.1.4. Epaisseur d'entrefer	50
III.1.5. Choix des matériaux	51
III.2. Paramètres du schéma de perméances équivalent -Performances	52
III.2.1. Synoptique générale	52
III.2.2. Calcul analytique des lignes équiflux	53
III.2.3. Détermination des inductances extrêmes	54
III.2.4. Dimensionnement du bobinage	62
III.2.5. Calcul du couple moyen	64
III.2.6. Pertes et rendement	66
III.2.7. Validité des résultats obtenus	68

Conclusion 3	69
--------------	----

Chapitre IV : Commande & Simulation

Introduction	70
IV.1. Types de commande (tension-courant)	70
IV.1.1. Etude du convertisseur statique	70
IV.1.2. Commande en courant	71
• Contrôle des courants par MLI	72
• Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis	73
IV.1.3. Commande en tension	73
IV.2. Modélisation et simulation de la MRVDS	75
IV.2.1. Modélisation de la machine	75
IV.2.2. Simulation sous <i>Matlab-Simulink</i>	79
IV.2.2.1. Schéma bloc de simulation	79
IV.2.2.2. Résultats de simulation	80
IV.2.2.3. Interprétations des résultats	82
Conclusion 4	84
<i>Conclusion Générale - Perspectives</i>	85
<i>Annexes</i>	<i>I</i>
<i>Bibliographie</i>	<i>IXI</i>

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le principe des machines à réluctance variable (MRV), basé sur la règle du « *flux maximal* » ou de « *reluctance minimale* », a été mis en œuvre depuis environ un siècle soit pour produire des courants de fréquence élevée (10 kHz) à l'époque des débuts de la radioélectricité, soit pour réaliser des actionneurs ou relais électromagnétiques (électroaimants à palette ou à noyau plongeur). Les MRV ont connu de nouveaux développements depuis une trentaine d'années, d'une part comme dispositifs d'entraînement lents à couple élevé, et d'autre part, en association avec des alimentations électroniques de puissance, au sein de systèmes où elles ont pour rôle d'effectuer une conversion électromécanique ou de transmettre une information (par exemple information de position, au moyen d'un moteur pas-à-pas).

A l'heure actuelle, les dispositifs à commutation destinés aux entraînements à grande vitesse de rotation utilisent fréquemment des machines à réluctance variable.

Le principe de la réluctance variable est resté très marginal. Il fut surpassé par les machines synchrones permettant la réalisation des plus grands générateurs, par les machines asynchrones ou par les machines à courant continu à collecteur. Ces dernières possèdent les mêmes qualités sur une alimentation en courant continu et permettent aussi une variation de vitesse aisée et contrôlable.

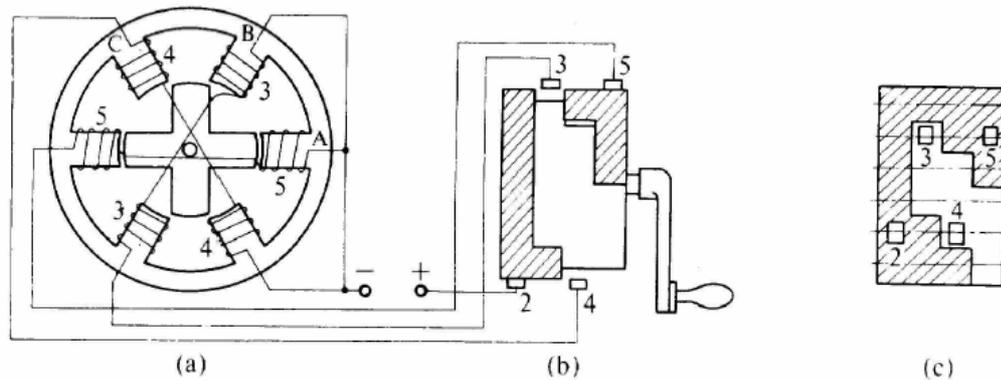
Si le moteur à réluctance variable, par principe fortement inductif, se trouvait considérablement handicapé par la commutation mécanique de ses courants (celle-ci constituant un facteur évident de limitation de la puissance), il n'a cependant jamais complètement disparu. A cette époque déjà, son intérêt résidait dans ses qualités de **simplicité** et de **robustesse** (absence de bobinage rotorique). 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, synchronomachines 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, comme la machine de POIRSON, ou hétéro polaires (Structures de LORENTZ-SCHMITT et Guy) furent réalisés et utilisés.

Il semble que les premières structures à double saillance (*MRVDS*), 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. Il était utilisé comme transmetteur de mouvement entre deux points éloignés comme le montre la figure suivante :



Un des premiers moteurs à réluctance variable à double saillance (années 1920)

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'écuréuil 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 permettait 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 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 (*MRVDS*) auto commuté auquel nous nous intéressons ici, le terme équivalent anglo-saxon "*Switched Reluctance Motor*" semble être apparu en 1969; c'est aujourd'hui le terme employé dans la littérature scientifique pour qualifier ces machines

Au laboratoire d'électrotechnique d'Orsay, dans les années 1970, le professeur C. RIOUX établissait une théorie comparative des machines électriques fondée sur les équations du champ électromagnétique. Ses travaux conduisirent à des structures innovantes à géométrie discoïde et poly entrefer. Des machines à très fort couple massique furent ainsi construites et expérimentées.

Au début des années 1980, le laboratoire d'Electricité de l'ENSET, qui allait devenir le LÉSIR de l'École Normale Supérieure (ENS) de Cachan, effectua des études sur l'alimentation électronique de ces machines en relation avec le laboratoire d'Orsay.

Les machines à réluctance variable, inductives par principe, passaient pour être exigeantes en silicium semi-conducteur de puissance. Mais à cette époque, il n'était pas facile de motiver des industriels français fabricants de moteurs électriques et d'obtenir des contrats. La première entreprise intéressée fut, en 1989, une PMI de la région parisienne, la société LPMI. C'est ainsi qu'un premier prototype fut réalisé pour une application aéronautique ou spatiale.

L'atout majeur de la machine à réluctance variable est sa robustesse alliée à son extrême simplicité de structure ; ce qui a pour conséquence de minimiser ses coûts de fabrication. Par ailleurs, le coût de l'électronique de commande et de puissance est comparable à celui des autres moteurs. La relative complexité de son pilotage ne constitue plus aujourd'hui un inconvénient par rapport à ses concurrents synchrones et asynchrones. Ce qui lui ouvre de nouvelles perspectives aussi bien aux vitesses élevées que lentes !

Pour mener à bien nos travaux, nous avons structuré notre mémoire en 4 parties :

- *chapitre I* : après une recherche bibliographique assez poussée sur les différentes structures de MRV existantes (***Etat de l'Art***) ainsi que les développements théoriques régissant leur fonctionnement, nous avons présenté le type de machine étudiée ici, à savoir une ***MRVDS 6-4*** ;

- *chapitre II* : où nous avons modélisé ce prototype de machine selon une méthode par ***éléments finis*** (sous *Flux 2D*) pour un tracé de lignes de champ et de courbes flux(nI, θ) en fonction du courant d'excitation statorique ***I*** et de la position ***θ*** du rotor qui seront exploitées au *chapitre III* ;

- *chapitre III* : qui a permis de ***dimensionner*** la machine étudiée selon une ***approche analytique*** (schéma de perméances équivalent) s'appuyant sur les précédents résultats de la modélisation par éléments finis ;

- *chapitre IV* : traitant des différents types d'alimentation (courant ou tension) de la machine, avec un exemple de simulation sous *Matlab-Simulink*.

CHAPITRE : I

*STRUCTURES &
THÉORIE DES MRV*

Chapitre I

STRUCTURES & THEORIE DES MRV

Sommaire

Introduction

I.1. Différentes topologies de MRV

- I.1.1. MRV Pures
- I.1.2. MRV Vernier
- I.1.3. MRV Hybrides

I.2. Etude de la MRV élémentaire

- I.2.1. Principe de fonctionnement
- I.2.2. Conversion d'énergie
 - I.2.2.1. Notions d'énergie et de coénergie
 - I.2.2.2. Condition d'existence de puissance
- I.2.3. Modes d'alimentations

I.3. Présentation de la MRVDS 6-4 étudiée

Conclusion

INTRODUCTION

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.1. DIFFÉRENTES TOPOLOGIES DE MRV

I.1.1. MRV PURES

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

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

- 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 ».

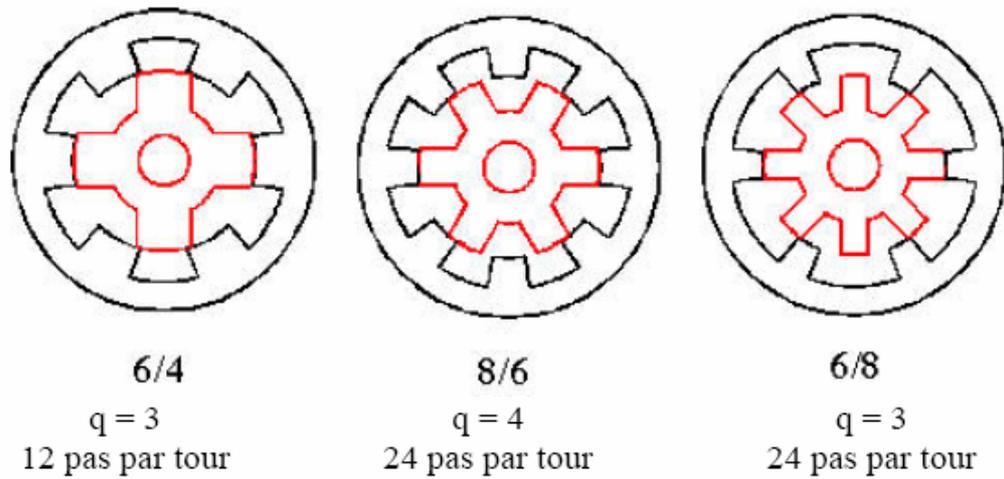


Fig. I.1a MRV à 2 dents par phase

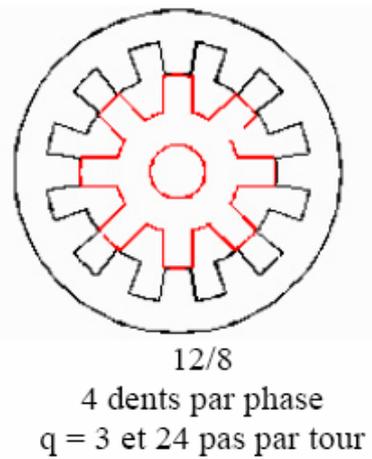


Fig. I.1b MRV à plus de 2 dents par phase

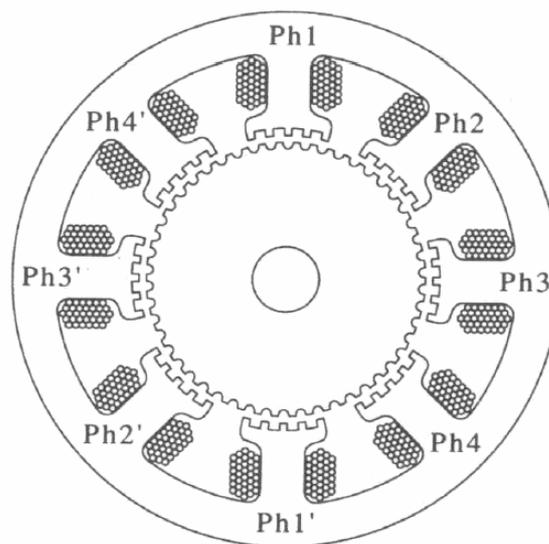


Fig. I.1c MRV à pôles statoriques dentés

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 [2].

I.1.2. 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 équiréparties mais les nombres de dents statoriques et rotoriques sont légèrement différents (similaire à celui d'une machine synchrone à rotor lisse), ce qui permet d'obtenir une perméance sinusoïdale (Fig. I.1c).

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 [7].

I.1.3. 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 [3], 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 [4] : on obtient alors une machine à double saillance et aimants permanents statoriques (DSPMM) dite « MRV polarisée » figure (I.2).

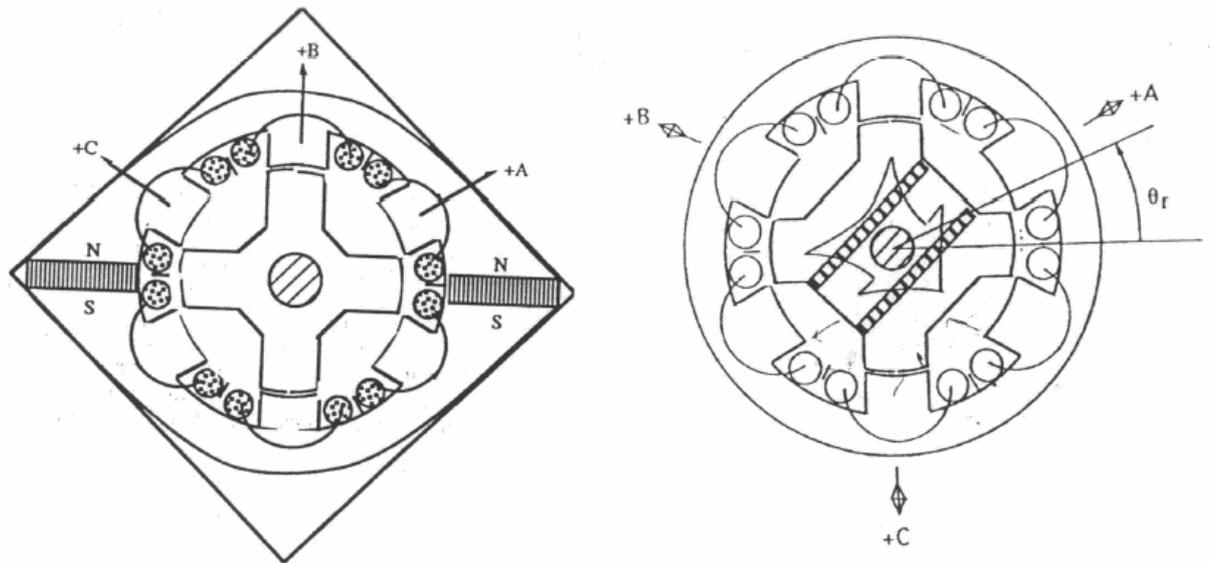


Fig. I.2 Utilisation d'aimants dans les machines à double saillance

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 [2].

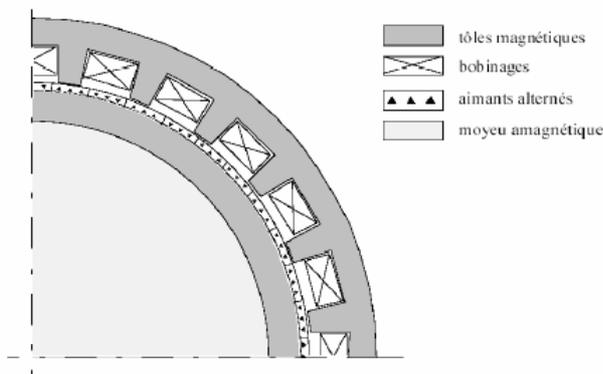


Fig. I.3 MRV hybride à effet vernier

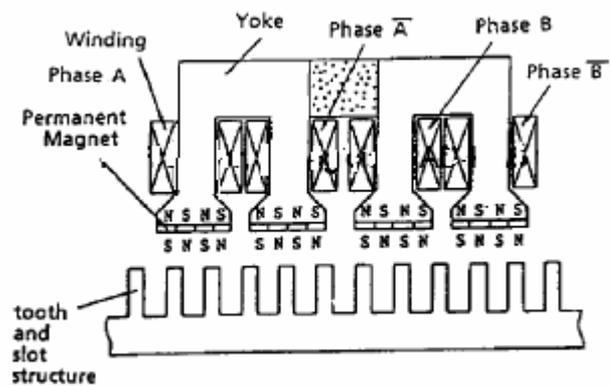


Fig. I.4 MRV à plots à aimants

I.2. ÉTUDE DE LA MRV ÉLÉMENTAIRE

I.2.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT [9-11]

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 interpolaire de la pièce fixe.

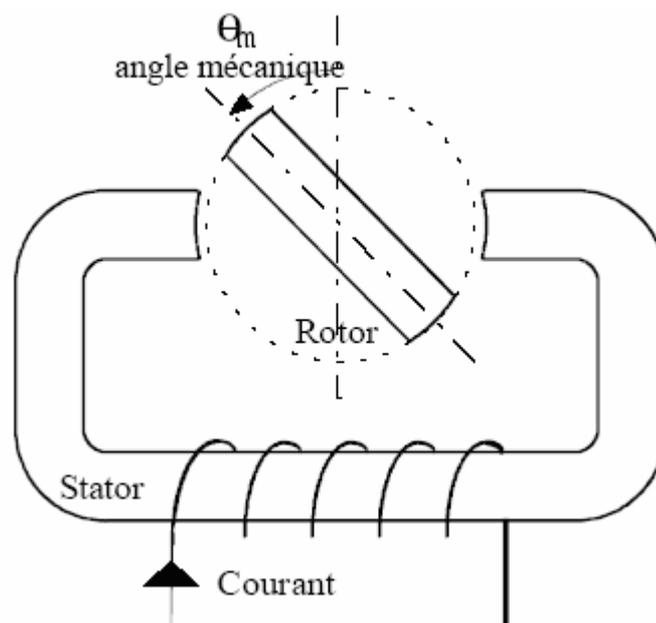


Fig. I.5 Machine à réluctance monophasée : Structure élémentaire

Le flux magnétique créé par les ampères-tours (NI) oscille entre 2 valeurs extrêmes correspondant aux 2 positions (Fig. I.6) :

- 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.

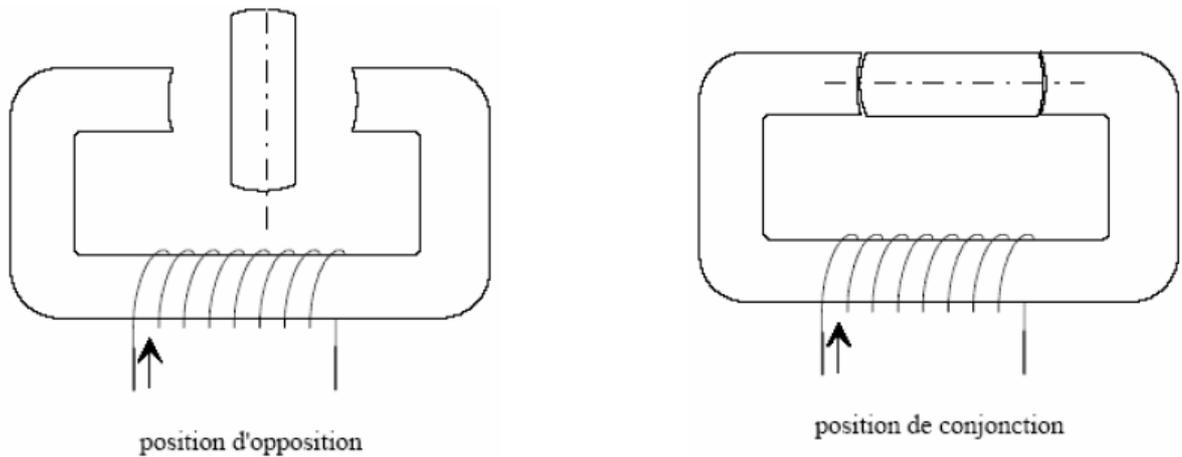


Fig. I.6 Positions extrêmes du rotor

A partir de la position d'opposition ($\theta_m = 0$), pour que la pièce ferromagnétique rotorique se mette à tourner, nous devrions alimenter l'électroaimant fixe jusqu'à la position de conjonction ($\theta_m = \pi/2$), selon la règle du *flux max* ou de la *reluctance min*, 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 un courant constant lors de la phase croissante ou décroissante d'inductance (Fig. I.7) 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 $\left(\frac{\partial L(\theta_m)}{\partial \theta_m} < 0 \right)$.

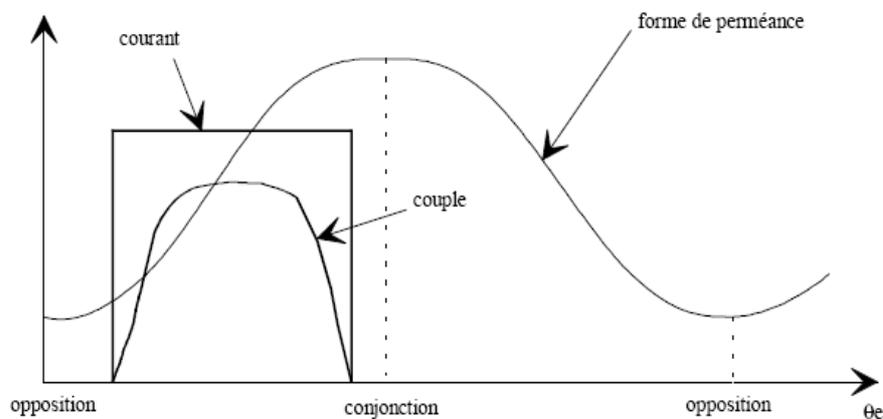


Fig. I.7 Caractéristiques de la MRV en fonction de la position

I.2.2. CONVERSION D'ÉNERGIE

I.2.2.1. NOTIONS D'ÉNERGIE ET DE COÉNERGIE

Le choix de l'énergie ($W_{em} = \int H \cdot dB = \int i \cdot d\psi$) ou de la coénergie ($W'_{em} = \int B \cdot dH = \int \psi \cdot di$) 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 coénergie (Fig. I.8).

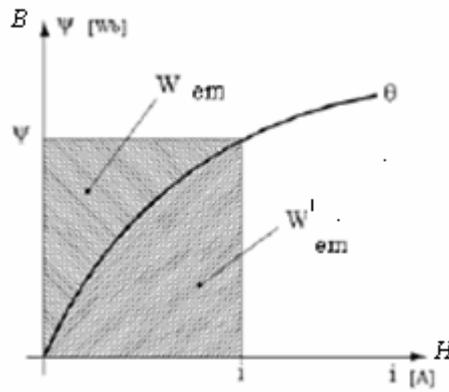


Fig. I.8 Energie (W_{em}) et coénergie (W'_{em})

a. Utilisation de l'expression de l'énergie

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

$$dW_e = dW_{em} + dW_{pj} + dW_m \quad (\text{I.1})$$

Avec :

$$dW_e = [u]^T \cdot [i] dt : \text{variation d'énergie électrique} \quad (\text{I.2})$$

$$dW_m = C_{em} \cdot d\theta : \text{variation d'énergie magnétique} \quad (\text{I.3})$$

$$dW_{pj} = [i]^T \cdot [R][i] dt : \text{variation d'énergie joule} \quad (\text{I.4})$$

Nous avons

$$[u] = [R][i] + \frac{d[\psi]}{dt} \quad (\text{I.5})$$

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

Remplaçant (I.5) dans (I.2) on aura :

$$dW_e = [i]^T \cdot [R][i]dt + d[\psi]^T \cdot [i] \quad (I.6)$$

Remplaçons les équations (I.6), (I.4) et (I.3) dans l'équation (I.1), nous aurons l'accroissement de l'énergie électromagnétique comme suit :

$$dW_{em} = d[\psi]^T [i] - C_{em} \cdot d\theta \quad (I.7)$$

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 :

$$dW_{em} = dW_{em}(\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_k, \theta) = dW_{em}([\psi]^T, \theta) \quad (I.8)$$

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

$$dW_{em} = d[\psi]^T \cdot (\partial W_{em} / \partial [\psi]^T) + (\partial W_{em} / \partial \theta) d\theta \quad (I.9)$$

Comparons les deux équations (I.9) et (I.7), nous aurons :

$$\begin{aligned} [i]^T &= \partial W_{em} / \partial [\psi] \\ C_{em} &= -\partial W_{em} / \partial [\theta] \end{aligned} \quad (I.10)$$

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 :

$$W_{em} + W'_{em} = [i]^T \cdot [\psi] = [\psi]^T \cdot [i] \quad (I.11)$$

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

$$dW_{em} + dW'_{em} = [\psi]^T d[i] + d[\psi]^T [i] \quad (\text{I.12})$$

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

$$dW'_{em} = [\psi]^T .d[i] + C_{em} .d\theta \quad (\text{I.13})$$

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

$$dW'_{em} = dW'_{em}(i_1, i_2, \dots, i_k, \theta) = dW'_{em}([i]^T, \theta) \quad (\text{I.14})$$

En utilisant les dérivées partielle nous aurons :

$$dW'_{em} = d[i]^T (\partial W'_{em} / \partial [i]^T) + (\partial W'_{em} / \partial \theta) d\theta \quad (\text{I.15})$$

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

$$\begin{aligned} [\psi]^T &= \partial W'_{em} / \partial [i] \\ C_{em} &= \partial W'_{em} / \partial \theta \end{aligned} \quad (\text{I.16})$$

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

1.2.2.2. 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 :

$$L(\theta_m) = \sum_{k=0}^{\infty} L_k \cos(kN_r \theta_m) \quad (\text{I.17})$$

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

$$L(\theta_m) = L_0 + L_1 \cos(N_r \theta_m) \quad (\text{I.17a})$$

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

$$\text{Idem pour la perméance : } P(\theta_m) = P_0 + P_1 \cos(N_r \theta_m) \quad (\text{I.17b})$$

$$\underline{\text{Rq1:}} \text{ l'angle électrique vaut } \theta_e = N_r \theta_m \quad (\text{I.18})$$

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

$$i = (I_c + \tilde{I}_a) = I_c + I_m \cos \omega t \quad (\text{I.19})$$

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 :

$$\psi = Li = n\phi \quad (\text{I.20})$$

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

$$u = e = \frac{d\psi}{dt} = \frac{d(Li)}{dt} = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} \quad (\text{I.21})$$

Supposons le rotor tourner 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 ($\mathbf{m} \neq 0$):

$$\Omega = \frac{d\theta_m}{dt} = \mathbf{m} \left(\frac{\omega}{N_r} \right) \quad (\text{I.22})$$

$$\Rightarrow \theta = m \left(\frac{\omega}{N_r} \right) t - \theta_0 \quad (\text{I.23})$$

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.

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

$$\begin{aligned} P_{moy} &= \left(\frac{1}{T} \right) \int_0^T u.i dt \quad (\text{I.24}) \\ &= - \left(\frac{L_1 \omega I_c I_m}{T} \right) \left(\mathbf{m} - \frac{1}{2} \right) \int_0^T \sin [(\mathbf{m}-1) \omega t - N_r \theta_0] dt - \left(\frac{L_1 \omega I_m^2}{4T} \right) (\mathbf{m}-1) \int_0^T \sin [(\mathbf{m}-2) \omega t - N_r \theta_0] dt \end{aligned}$$

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 $(N_r \theta_0) = \pi / 2$.

I.2.2.3. Diagramme de Fresnel

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

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

$$(I_c + \tilde{I}_a) = I_c + I_m \cos \omega t \quad (\text{I.25})$$

Expression de la tension :

$$u = -L_0 I_m \omega \sin \omega t - L_1 I_c \omega \sin(\omega t - N_r \theta_0) - L_1 I_m \omega \sin(2\omega t - N_r \theta_0) \quad (\text{I.26})$$

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

$$u = -L_0 I_m \omega \sin \omega t - L_1 I_c \omega \sin(\omega t - N_r \theta_0) \quad (\text{I.27})$$

$$u = L_0 I_m \omega \cos\left(\frac{\pi}{2} + \omega t\right) + L_1 I_c \omega \cos\left(\omega t - N_r \theta_0 + \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{I.28})$$

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

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

$$P_{(m=1)} = (L_1 \cdot \omega \cdot I_c \cdot I_m / 2) \cdot \sin(N_r \cdot \theta_0) \quad (I.29)$$

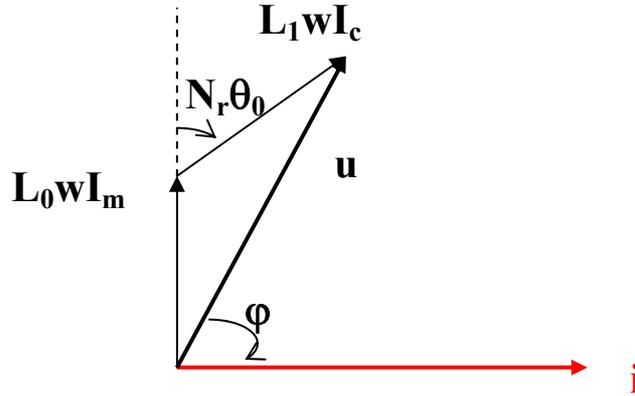


Fig. I.9 Diagramme de Fresnel ($m=1$)

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

$$\begin{cases} R_{eq} = L_1 \omega \sin(N_r \theta_0) \cdot (I_c / I_m) \\ L_{eq} = L_1 \omega \cos(N_r \theta_0) \cdot (I_c / I_m) + L_0 \omega \end{cases} \quad (I.30)$$

- 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 :

$$\tilde{I}_a = I_m \cos \omega t \quad (I.31)$$

Expression de la tension :

$$u = -L_0 I_m \omega \sin \omega t - \frac{I_m \omega L_1}{2} \sin(\omega t - N_r \theta_0) - \frac{3I_m \omega L_1}{2} \sin(3\omega t - N_r \theta_0) \quad (I.32)$$

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

$$u = -L_0 I_m \omega \sin \omega t - \frac{I_m \omega L_1}{2} \sin(\omega t - N_r \theta_0) \quad (I.33)$$

$$u = L_0 I_m \omega \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{I_m \omega L_1}{2} \cos\left(\omega t - N_r \theta_0 + \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{I.34})$$

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

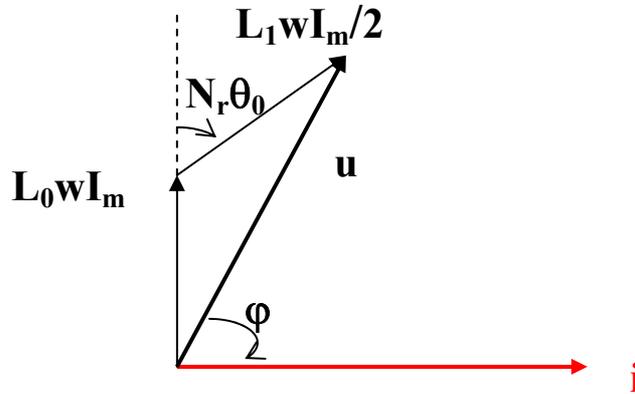


Fig. I.10 Diagramme de Fresnel ($m=2$)

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).

I.2.3. MODES D'ALIMENTATION

Théoriquement, il existe 2 modes fondamentaux d'alimentation en moteur :

a. Alimentation en courant unidirectionnel

Type haché synchronisé (Fig. I.11) avec le mouvement du rotor (capteur position) $\Rightarrow \equiv \mathbf{M.S.}$

Ce courant en créneaux est \equiv superposition courants DC (excitation série) + AC ($\omega = N_r \cdot \Omega$)

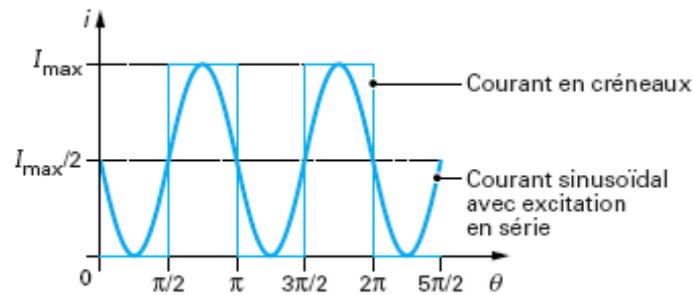


Fig. I.11 Alimentation en courant unidirectionnel

b. Alimentation en courant alternatif

En remarquant que le sens du courant n'intervient pas dans le fonctionnement précédent (sens de rotation et signe du couple ne dépendent que des valeurs de θ pour lesquelles le bobinage est alimenté ou non), on devrait obtenir un fonctionnement identique au précédent avec une alimentation purement alternative (Fig. I.12) de pulsation: $\omega' = (N_r/2) \cdot \Omega$

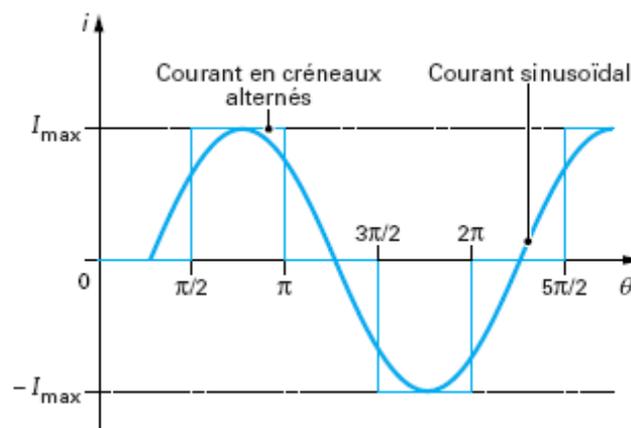


Fig. I.12 Alimentation en courant bidirectionnel

I.3. PRÉSENTATION DE LA MRVDS 6-4 ETUDIÉE

Parmi les différentes structures de MRV existantes, nous avons choisi d'étudier une machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS) de type 6/4 à grosses dents (Switched Reluctance Machines pour les Anglo-Saxons) similaire à celle conçue au LÉSiR (Laboratoire d'Electricité Signaux et Robotique) en collaboration avec la société AUXILEC (Fig. I.12) afin de pouvoir valider nos résultats par la suite.

Structurellement, ce type des 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 doux également feuilletées 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.

Cette structure à double saillance (MRVDS) trouve des applications aussi bien dans les *vitesse élevées* (absence de bobinage ou d'aimants sur le rotor) qu'aux *basses vitesses* (où la vitesse est réduite par augmentation du nombre de dents sans bobinages supplémentaires).

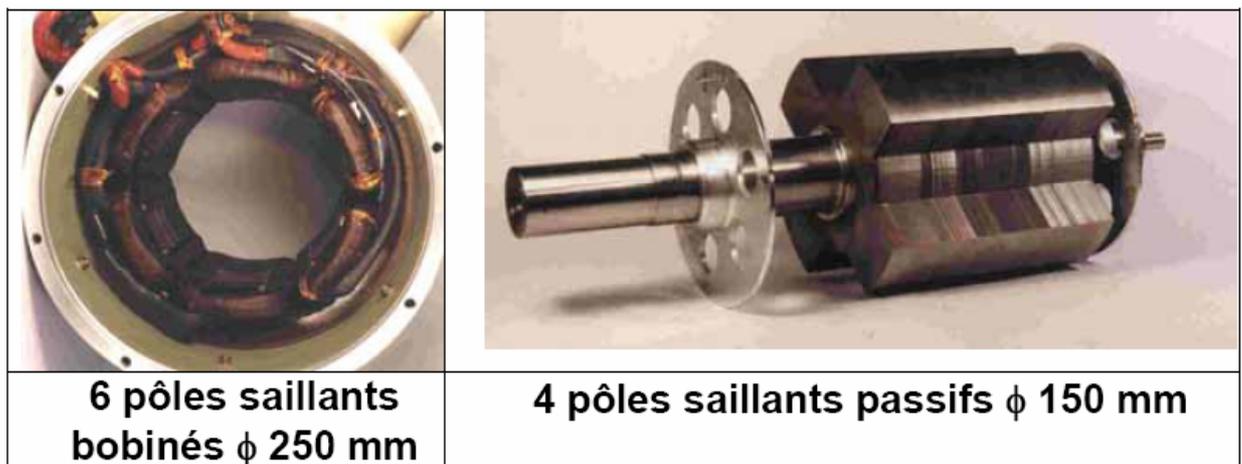


Fig. I.13 Prototype MRVDS 6/4 [8]

CONCLUSION 1

Ce chapitre nous a permis de présenter les différentes structures de 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 les bases théoriques régissant son fonctionnement, nous allons développer au chapitre II suivant des aspects liés à la modélisation de la machine par la méthode des éléments finis dont les résultats vont être exploités par le schéma de perméances équivalent qui sera établi au chapitre III lors du dimensionnement du prototype.

CHAPITRE: II

MODELISATION

PAR ELEMENTS FINIS

Chapitre II

MODELISATION PAR ELEMENTS FINIS

Sommaire

Introduction

II.1. Modèles & Méthodes

II.1.1. Choix d'un modèle d'étude

II.1.2. Techniques de résolution

II.2. Logiciel de résolution Flux 2D

II.3. Mise en œuvre & Exploitation des résultats

II.3.1. Paramètres dimensionnels et physiques MRVDS 6/4

II.3.2. Exploitation des résultats

II.3.2.1. Résultats graphiques

II.3.2.2. Analyse des caractéristiques

Conclusion

INTRODUCTION

La modélisation de notre prototype de MRVDS 6/4 par la méthode des éléments finis (MEF) va nous permettre de déterminer ses caractéristiques magnétiques : flux magnétique et couple électromagnétique en utilisant comme paramètres la position angulaire du rotor θ et le courant de phase i .

En effet, la MEF s'adapte bien pour calculer le potentiel vecteur magnétique sur des structures avec une géométrie complexe et avec des caractéristiques des matériaux magnétiques non linéaires.

Moyennant les hypothèses simplificatrices couramment utilisées, notamment négliger les effets d'extrémité, nous travaillerons en géométrie 2D.

La mise en œuvre de la MEF sous environnement Flux-2D va nous permettre de déterminer les caractéristiques et autres performances de la machine, tels que le couple ainsi que le flux en fonction de la position (θ) et du courant (i) duquel nous déduirons l'allure de l'inductance.

II.1. MODÈLES & MÉTHODES [14-19]

II.1.1. CHOIX D'UN MODÈLE D'ÉTUDE

La prédétermination du comportement d'un dispositif électrotechnique à partir des données de sa géométrie et des propriétés physiques de ses matériaux, connecté de surcroît à des sources externes, a toujours été un problème difficile à résoudre (vu la présence et surtout l'interdépendance de divers phénomènes électromagnétiques, thermiques, mécaniques,...).

A titre indicatif, nous citerons la saturation (non-linéarité de la caractéristique magnétique), les courants de Foucault (induits dans les conducteurs massifs), les effets d'extrémités (tridimensionnels), thermiques (influence sur la résistivité) ou de prise en compte du mouvement (problème dynamique).

Dans l'état actuel des connaissances des techniques informatiques et numériques, la complexité du problème traité exige encore des simplifications pour rendre possible le calcul des paramètres de la machine à partir de la résolution des équations régissant son fonctionnement.

Le problème à résoudre ici est, dans un premier temps, de type magnétostatique vectoriel où l'objet à modéliser est parcouru par des courants \vec{J} non nuls. On supposera le champ magnétique produit par des sources indépendantes du temps ; le terme $\partial\vec{B}/\partial t$ est alors nul et les champs électriques \vec{E} et magnétiques \vec{B} sont découplés.

A partir des équations de Maxwell régissant les phénomènes électromagnétiques étudiés ici, dans le cadre de l'approximation des régimes quasi-stationnaires (où le courant de déplacement est négligeable devant celui de conduction vu les faibles fréquences de travail) :

$$\text{- de couplage :} \quad r\vec{\text{rot}}\vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II.1})$$

$$r\vec{\text{rot}}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.2})$$

$$\text{- de conservation :} \quad \text{div}\vec{B}=0 \quad (\text{II.3})$$

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

où \vec{H} représente le vecteur champ magnétique, \vec{B} l'induction magnétique, \vec{E} le champ électrique, \vec{D} l'induction électrique, \vec{J} la densité de courant et ρ la densité de charge électrique.

En supposant l'aimantation \vec{B}_r négligeable et les matériaux isotropes, c'est-à-dire que les propriétés des milieux conducteurs (conductivité σ) et magnétiques (perméabilité μ) sont des grandeurs scalaires et non tensorielles, nous pouvons leur associer les 2 relations :

$$\text{- caractéristique magnétique :} \quad \vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (\text{II.5})$$

$$\text{- loi d'Ohm locale :} \quad \vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (\text{II.6})$$

On parlera d'un milieu parfait (ou idéal) s'il est isotrope, homogène et linéaire.

De l'équation (II.3) de conservation du flux de \vec{B} , nous déduisons l'existence d'un potentiel vecteur magnétique \vec{A} tel que :

$$\vec{B} = \text{rot}(\vec{A}) \quad (\text{II.7})$$

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

$$\text{div}(\vec{A}) = 0 \quad (\text{II.8})$$

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

$$\text{rot}((1/\mu)\text{rot}\vec{A}) = \vec{J} \quad (\text{II.9})$$

à laquelle il faut ajouter la loi de comportement des matériaux.

Le système étudié étant supposé être excité à partir d'une densité de courant source \vec{J} dirigée selon l'axe Oz, on montre qu'il en sera de même pour le potentiel vecteur magnétique \vec{A} qui représente l'inconnue de notre problème ; nous pouvons dès lors assimiler ces 2 grandeurs vectorielles à des scalaires.

Dans le cadre de cette formulation magnétostatique en cartésien (2D), les équations de Maxwell conduisent finalement à :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial y} \right) + J = 0 \quad (\text{II.10})$$

où ν représente la réductivité des matériaux magnétiques. Afin que la solution de l'équation (II.10) soit unique, on spécifie des conditions aux limites décrivant le comportement du potentiel vecteur et de ses dérivées sur les frontières du domaine d'étude (type Dirichlet, Neumann, mixtes, cycliques ou non,...).

Pour notre modèle, les conditions aux limites seront exprimées ainsi : on annule \vec{A} sur les limites « éloignées » ainsi que sur les axes de symétrie de révolution et on impose la condition $\partial \vec{A} / \partial n = 0$ sur les plans de symétrie géométrique et magnétique (lignes de flux orthogonales à ces plans).

Moyennant ces conditions aux limites, le problème aux dérivées partielles obtenu à une solution unique.

II.1.2. TECHNIQUES DE RÉOLUTION

Les méthodes analytiques, de transformations conformes, des images ou de séparation des variables sont souvent inopérantes dès que la complexité du problème augmente (géométrie, caractéristiques non linéaires des matériaux,...).

On fait alors appel aux méthodes numériques, basées sur des procédés de discrétisation et d'approximation, qui transforment les Equations aux Dérivées Partielles (écrites sous forme intégrale) régissant le fonctionnement du dispositif électrotechnique à étudier en un système d'équations algébriques dont la résolution permettra de connaître la variable aux nœuds du maillage.

Les méthodes aux différences finies utilisent une discrétisation des E.D.P. du champ tandis que les éléments finis procèdent d'abord par une formulation variationnelle ou projective du problème physique associé.

- **La méthode des différences finies**

C'est la plus ancienne mais aussi la plus facile à mettre en œuvre ; elle consiste à :

- appliquer au domaine d'étude une grille de points dont la finesse permet une bonne approximation de la géométrie ;
- approximer les dérivées à l'aide des différences finies (à partir d'un développement en série de Taylor) en chaque point de la grille (x_i, y_i) ;
- écrire les équations aux différences correspondant aux équations du modèle : remplacer les équations initiales par des fonctions algébriques aux points considérés où chacun sera fonction de ses voisins immédiats \Rightarrow système algébrique de n équations ;
- résoudre le système écrit sous forme matricielle, après prise en compte des conditions aux limites (type Dirichlet, Neumann, mixtes, périodiques ou non, ...).

Son principal inconvénient est qu'elle s'adapte mal aux géométries complexes des machines. Elle est souvent associée à la méthode des éléments finis pour résoudre des problèmes d'évolution dans le temps.

- **La méthode des éléments finis**

C'est une méthode utilisée depuis longtemps par les mécaniciens [14] avant d'être appliquée vers les années soixante dix au domaine de l'électromagnétisme [15-17].

En voici le principe :

- discrétiser : découper le domaine (D) en éléments (triangles ou quadrilatères, rectilignes ou curvilignes) reliés entre-eux par un nombre fini de points où les potentiels nodaux A_k sont les inconnues du problème ;

- approximer : par interpolation polynomiale de l'inconnue sur chaque élément (e)

$A^e \approx \sum N_k \cdot A_k$ où les $N_k(x_k, y_k)$ représentent les fonctions de formes ;

- écrire sous forme intégrale les E.D.P. selon une des 2 formulations suivantes :

* variationnelle qui consiste à minimiser une fonctionnelle qui représente généralement l'énergie du système étudié ;

* projective ou résidus pondérés (type Galerkin) qui consiste à minimiser le résidu induit par l'approximation de la fonction inconnue ;

- assembler les intégrales élémentaires pour obtenir la fonctionnelle totale en f (nœuds)

$$\iint_S \rightarrow \sum \iint_e$$

- résoudre le système d'équations algébriques écrit sous forme matricielle, après prise en compte des conditions aux limites (et une bonne numérotation des nœuds).

II.2. LOGICIEL DE RÉOLUTION

Les logiciels à éléments finis modernes sont souvent à structure modulaire où les différentes étapes de résolution :

- introduction des données géométriques et des propriétés physiques ;
- maillage ;
- résolution ;
- exploitation des résultats ;

sont séquentiellement exécutées.

Les modules associés à ces tâches doivent pouvoir être séparément accessibles. Ainsi, une géométrie discrétisée pourra servir à traiter plusieurs cas où seules les sources d'excitation ou les conditions aux limites sont modifiées. Lors d'une optimisation de formes, l'utilisateur doit également pouvoir faire varier un paramètre géométrique sans devoir refaire le maillage ou réintroduire les conditions aux limites.

Toutefois, en utilisant une Méthode des Eléments Finis conventionnelle, il serait difficile de calculer les performances de la machine tenant compte à la fois des courants de Foucault induits dans les conducteurs massifs, des non-linéarités des matériaux magnétiques et des sources externes.

C'est dans cette perspective que nous avons opté pour une nouvelle formulation, mieux adaptée pour notre problème : il s'agit d'une méthode dite directe permettant de résoudre simultanément les équations couplées du champ magnétique et des circuits électriques. Cette formulation est implantée dans le logiciel d'éléments finis Flux-2D [20] que nous allons présenter dans ce qui va suivre.

II.2.1. STRUCTURE DE FLUX 2D

Le logiciel permet de calculer et de visualiser les grandeurs utiles à l'ingénieur, pour des dispositifs bidimensionnels ou à symétrie de révolution comportant des matériaux à caractéristiques linéaires ou non, isotropes ou non. C'est un logiciel complet ayant l'avantage de permettre le couplage avec les équations de circuits ainsi que l'ajout d'une région surfacique particulière dite " bande de roulement " pour l'étude des machines tournantes avec différentes positions du rotor, sans avoir à modifier la géométrie et le maillage.

La résolution d'un problème fait appel à des modules spécialisés:

1 – Module pré-processeur

Permet, à travers plusieurs modules, de définir la géométrie du dispositif à étudier (PREFLU), de choisir et/ou de construire une banque de matériaux (CLSMAT), d'affecter les propriétés physiques aux différentes régions géométriques prédéfinies (PROPHY) et de définir le schéma et/ou les données du circuit électrique (CIRFLU). Il permet également un maillage automatique d'une géométrie 2D prédéfinie (PREFLU).

2 – Module processeur

Constitué principalement d'un module de résolution 2D (SOLVER_2D) des différents modèles usuels de l'électromagnétisme et des problèmes thermiques.

3 – Module post-processeur de Flux-2D (PostPro_2D)

Permet, entre autres, de tracer les équipotentielles ou les lignes de flux, le maillage, la géométrie et les courbes 2D ou 1D selon un chemin prédéfini. Il permet aussi de calculer des grandeurs globales telles que le couple ou la force appliqués à un contour fermé, les inductions, les flux, les inductances, etc.

De façon générale, l'enchaînement des programmes de Flux-2D, doté d'une interface de Windows est schématisé par la figure (II.1).

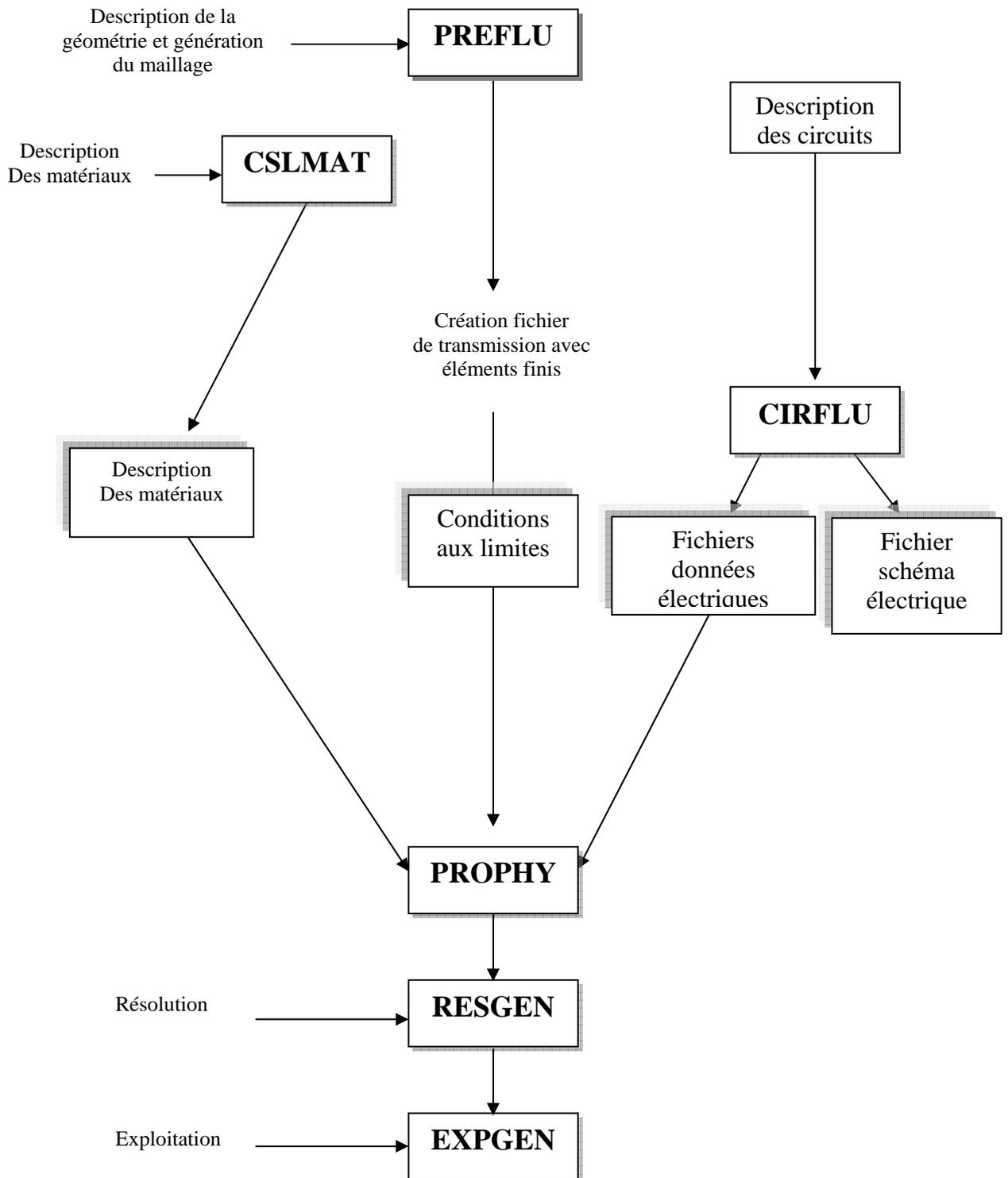


Fig. II.1 Schéma des différents modules du logiciel Flux-2D

II.3. MISE EN ŒUVRE & EXPLOITATION DES RÉSULTATS

II.3.1. PARAMÈTRES DIMENSIONNELS ET PHYSIQUES MRV 6/4

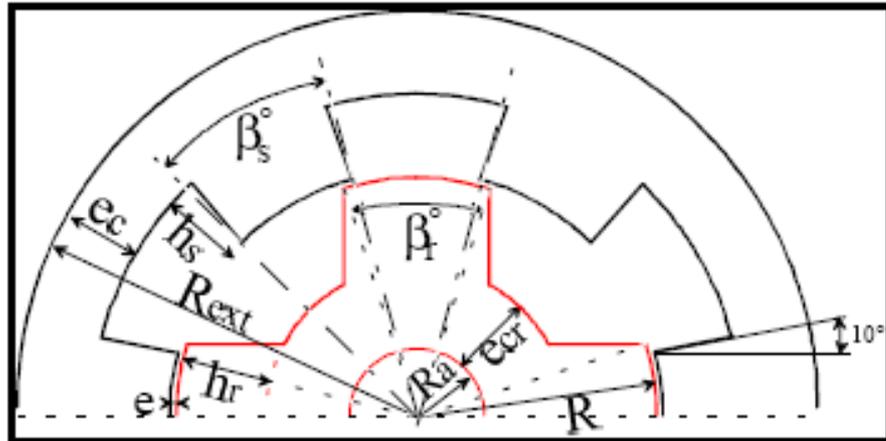


Fig. II.2 Définition des paramètres dimensionnels du prototype

Intitulé	Notation	Dimensions
Longueur active	L	150 mm
Rayon extérieur	Rext	125 mm
Rayon rotorique	R	75 mm
Hauteur des dents statoriques	hs	25.6 mm
Hauteur des dents rotoriques	hr	28 mm
Épaisseur d'entrefer	e	0.8 mm
Épaisseur de culasse stator	ec	23.6 mm
Rayon de l'arbre	Ra	21 mm
Arc polaire du stator	β_s	30°
Arc polaire du rotor	β_r	30°

Tableau -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. II.3).

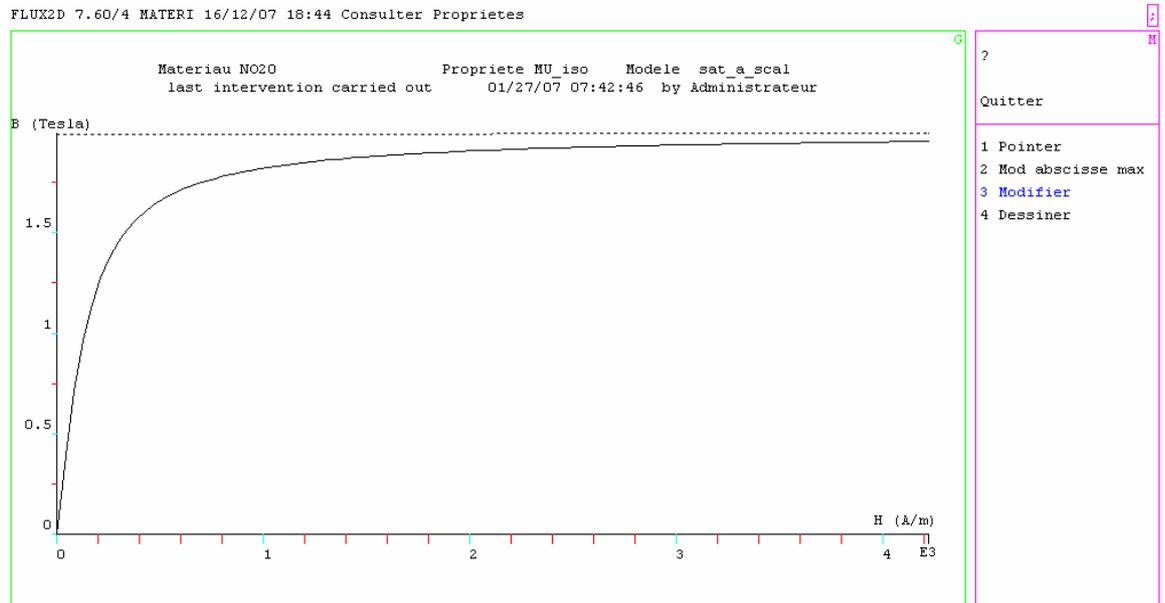


Fig. II.3 caractéristique magnétique $B(H)$ du matériau NO20

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 (II.4).

Nous avons utilisé un maillage de 9788 éléments et de 19677 noeuds comme illustré sur la figure (II.5). La taille de grille des mailles autour de l'entrefer doit être plus petite que les autres régions adjacentes (Fig. II.6), 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 (II.7).

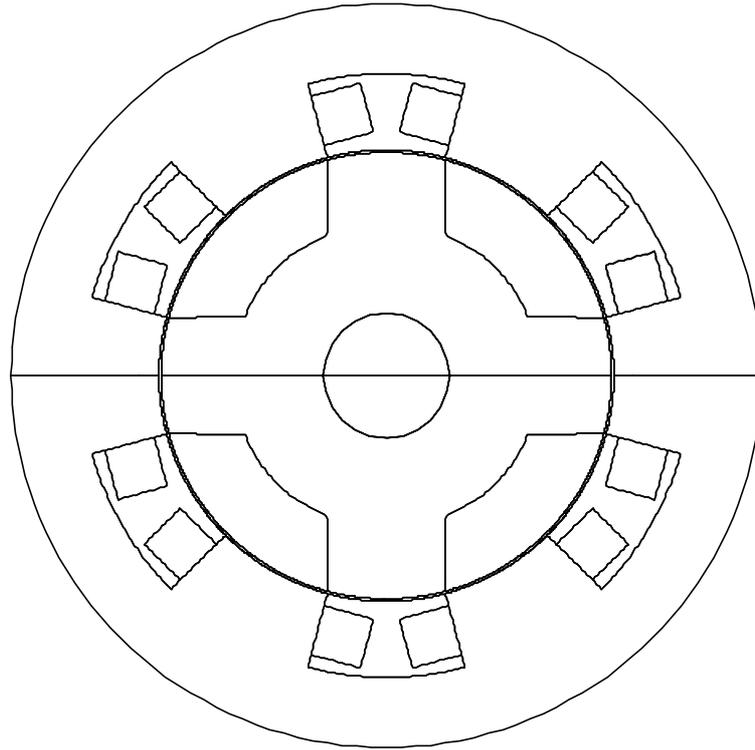


Fig. II.4 Coupe transversale de la MRVDS 6/4 testée

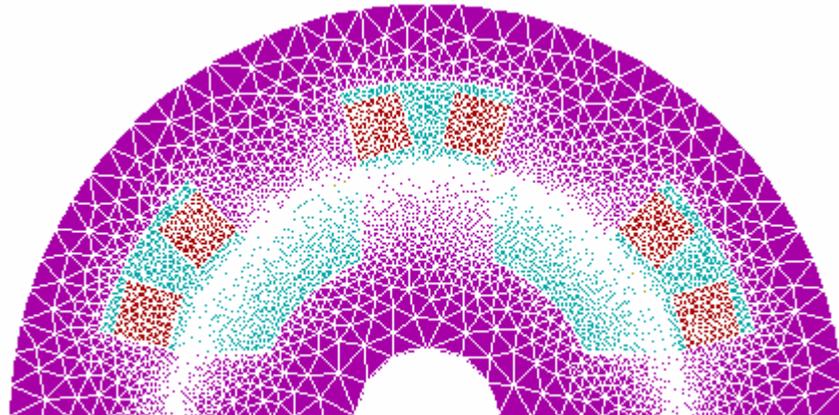


Fig. II.5 Maillage du domaine d'étude

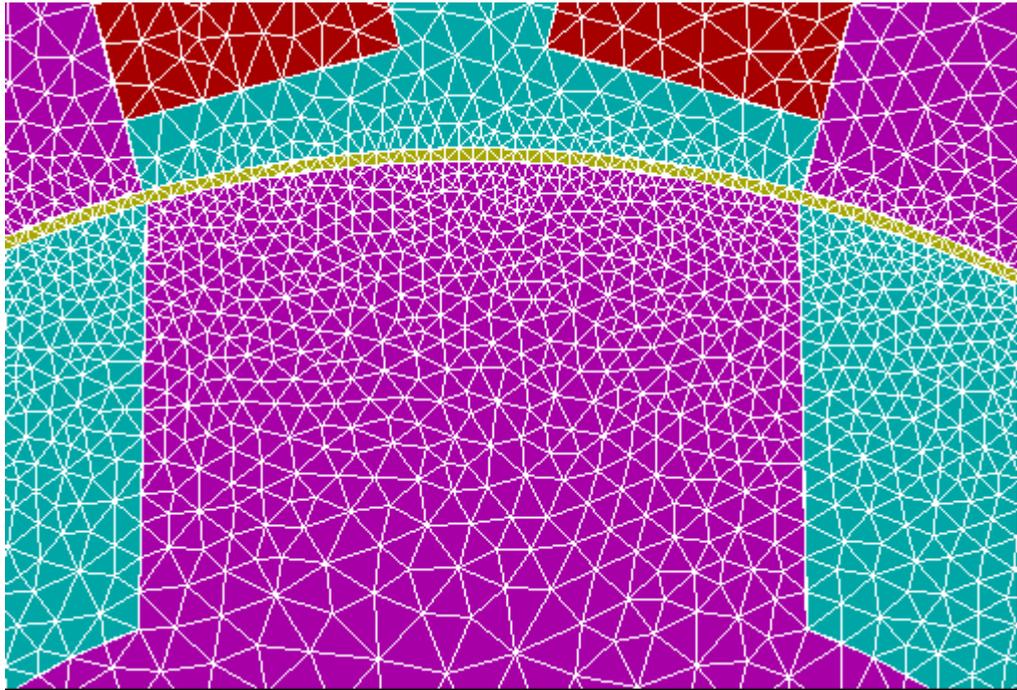


Fig. II.6 Maillage dans l'entrefer

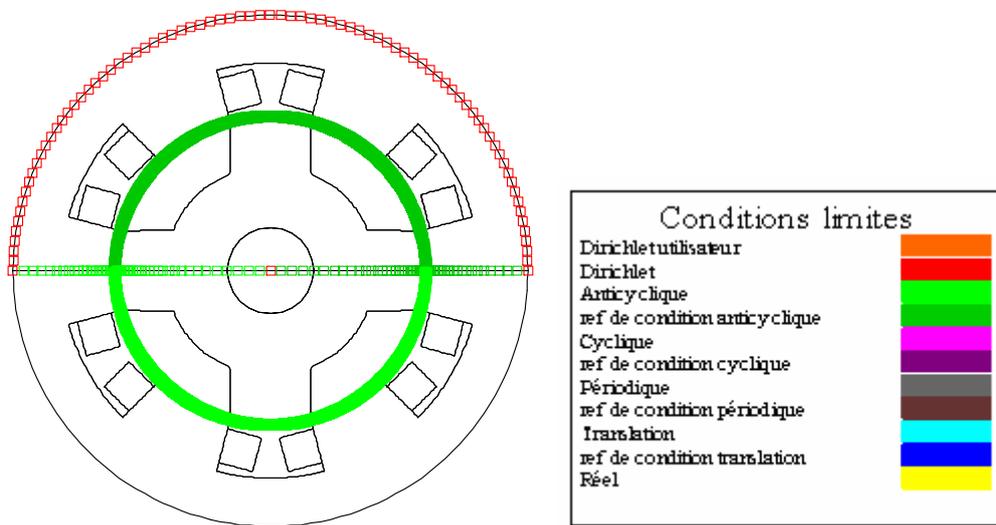


Fig. II.7 Conditions aux limites appliquées à l'extérieur du domaine

II.3.2. EXPLOITATION DES RÉSULTATS

II.3.2.1. RÉSULTATS GRAPHIQUES

Les figures (II.8), (II.9), (II.10) illustrent respectivement pour les deux positions extrêmes: les lignes de flux, la densité de flux, la carte d'induction.

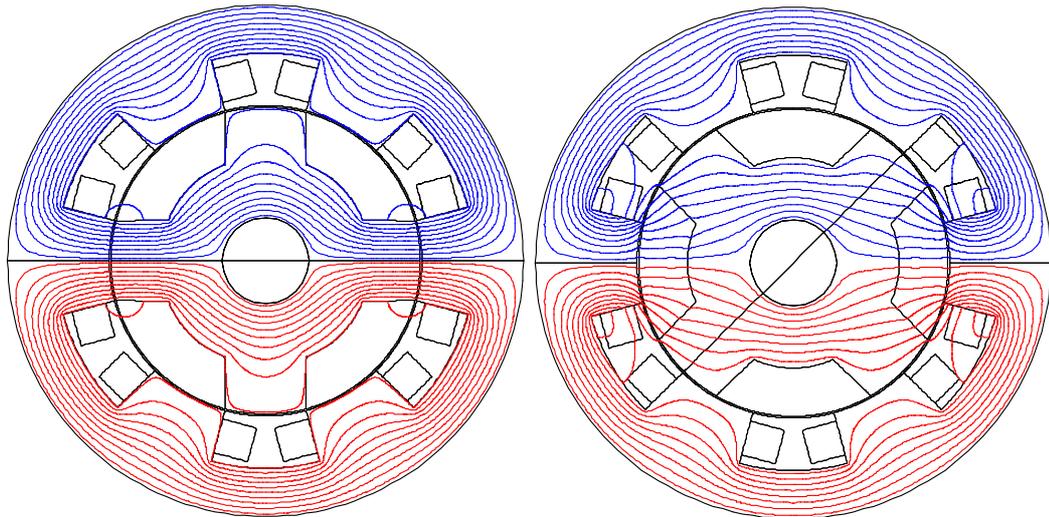


Fig.II.8 Ligne iso-valeurs pour les deux positions extrêmes

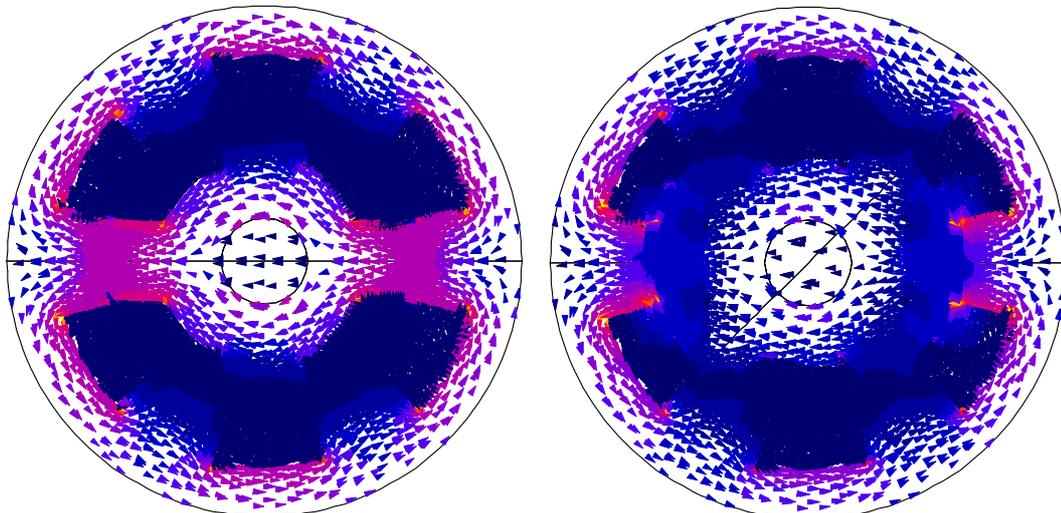


Fig.II.9 la densité de flux pour les deux positions extrêmes

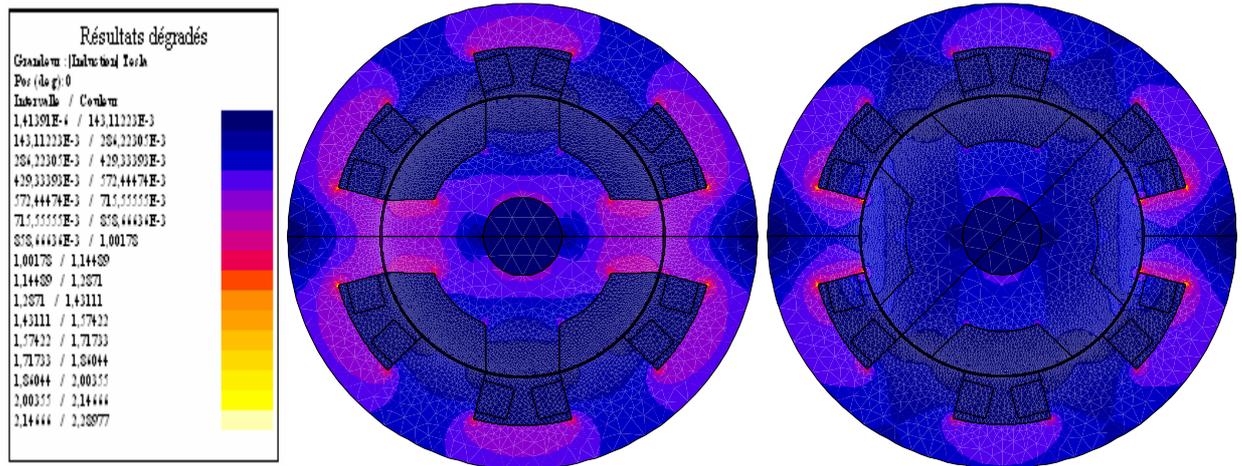


Fig.II.10 Dégradé de l'induction pour les deux positions extrêmes

II.3.2.2. ANALYSE DES CARACTERISTIQUES

Pour déterminer les réseaux de courbes du flux $\phi(\theta,i)$, d'inductances $L(\theta,i)$ et du couple $C(\theta,i)$, ces mesures sont répétées pour différentes positions angulaires du rotor comprises entre 0° et 360° électrique et une alimentation de phase en courant continu allant de 900A jusqu'à 8100 A. Les figures (II.11), (II.12), (II.13), (II.14) représentent les caractéristiques magnétiques obtenues avec la MEF.

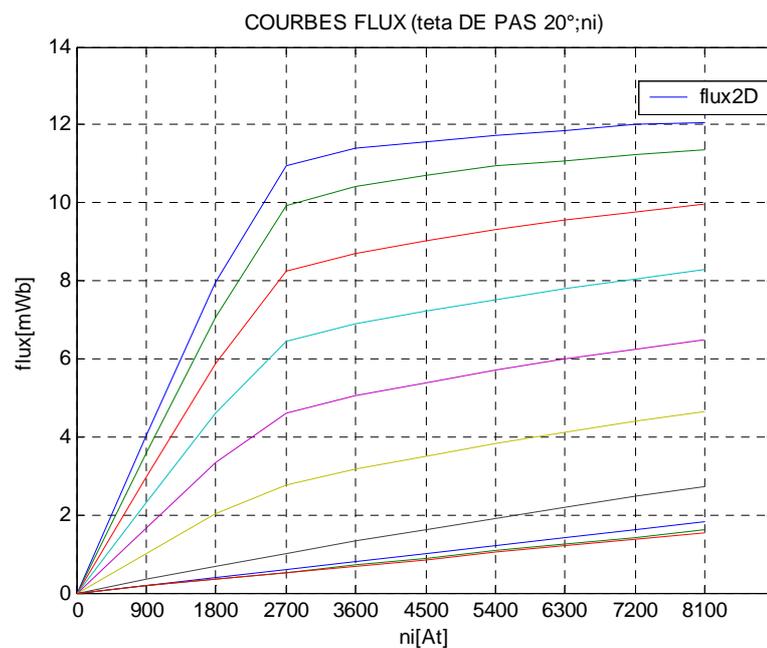


Fig. II.11 Caractéristique flux/courant (pas de 20°)

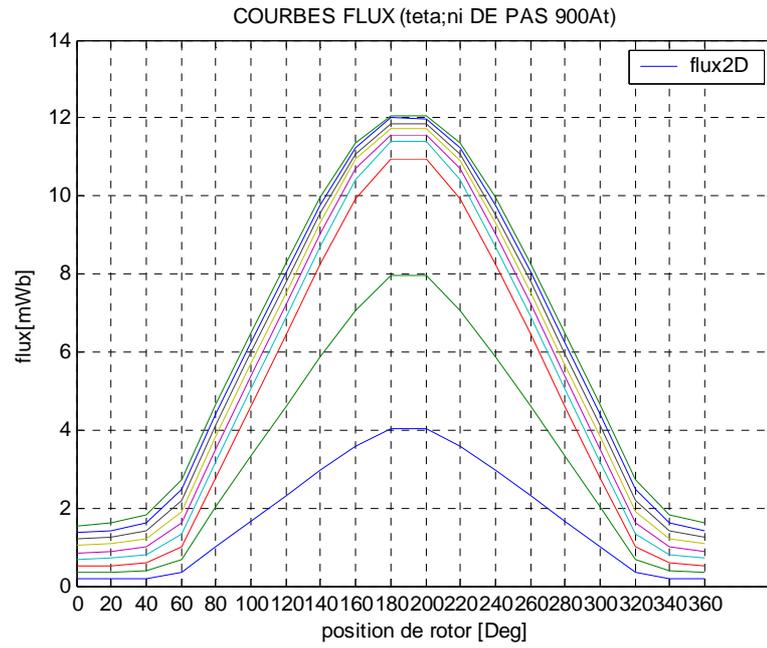


Fig. II.12 Caractéristique flux/position (pas de 900A)

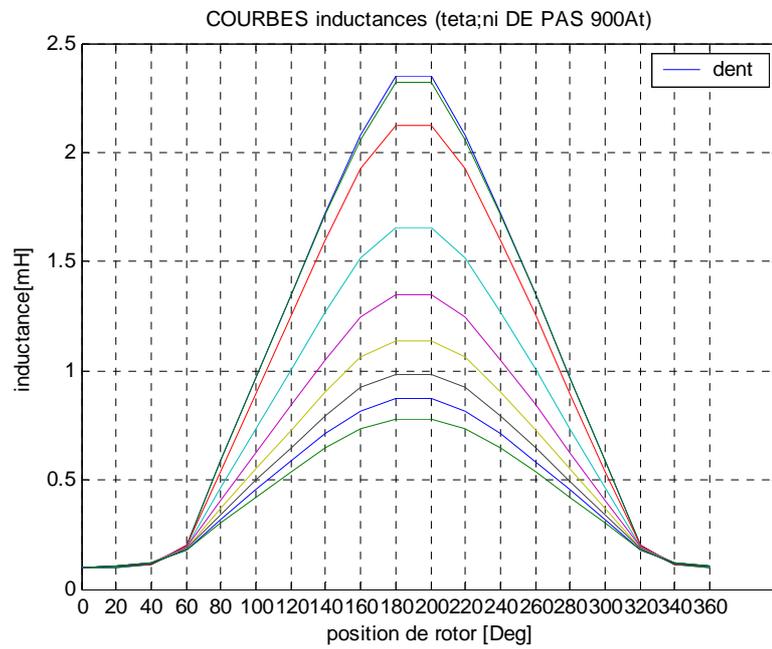


Fig. II.13 Allure de l'inductance pour différents courants

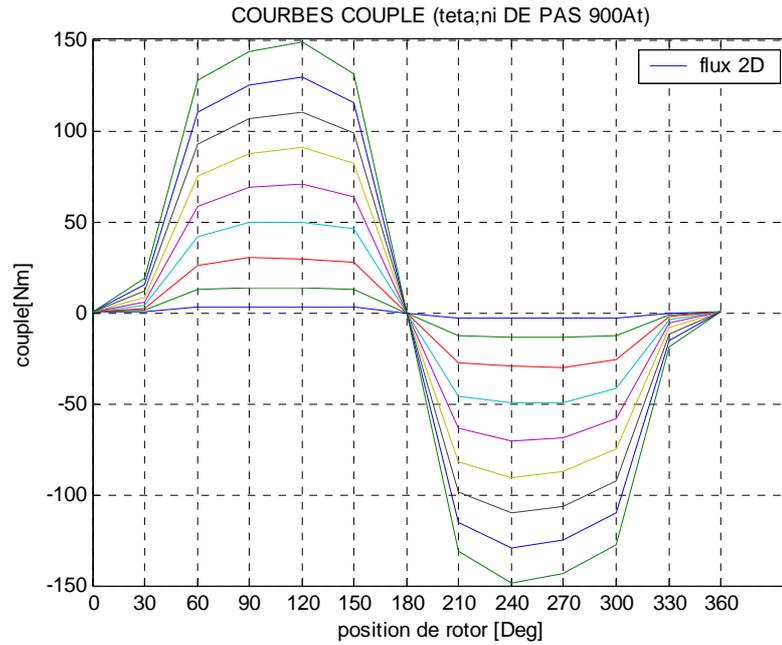


Fig. II.14 Evolution du couple en fonction de l'angle de rotation pour différentes valeurs du courant

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

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

Ces différents résultats montrent l'effet de la saturation sur les valeurs des flux et de l'inductance. Cet effet est très marqué dans le cas de la conjonction. Par contre, nous remarquons qu'il est quasi inexistant à la position d'opposition (droite linéaire).

Il est à noter que la saturation influence fortement le couple. En effet, elle affecte essentiellement la pente de l'inductance et par conséquent l'amplitude du couple. Il paraît donc essentiel de choisir un régime de fonctionnement qui permette de maîtriser l'amplitude du courant afin de ne pas trop saturer la machine. En effet, une légère diminution de la pente de l'inductance entraîne une diminution notable de la valeur de couple.

Les différentes grandeurs déterminées par le code de calcul flux-2D ont été comparées, à celles issues de résultats expérimentaux [21].

Afin de tester la validité de nos résultats, nous avons tracé sur les mêmes graphes les courbes expérimentales avec celles obtenues par la MEF sous Flux-2D.

Sur les figures (II.15), nous avons représenté le flux en fonction du courant pour quatre positions rotoriques données (0° , 5° , 40° , 45°).

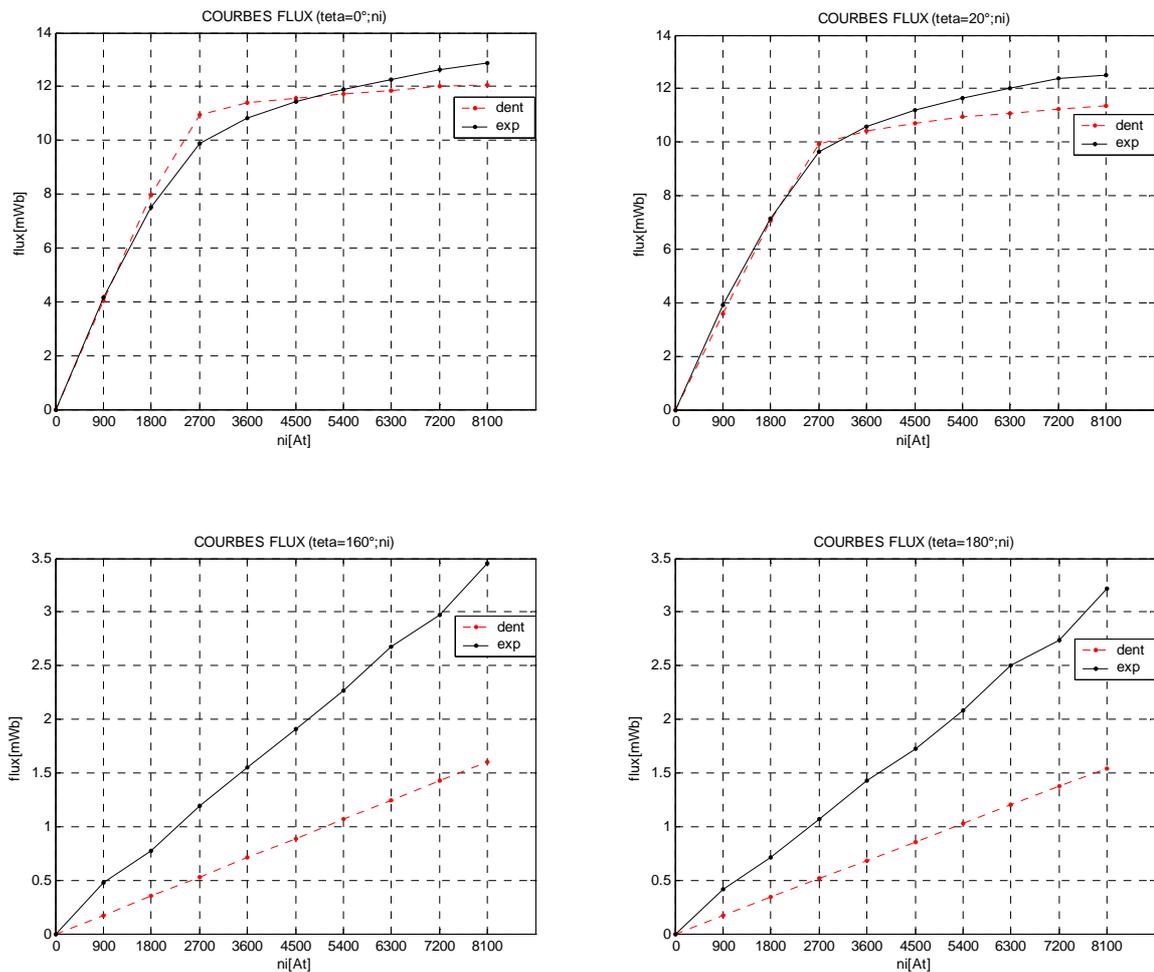


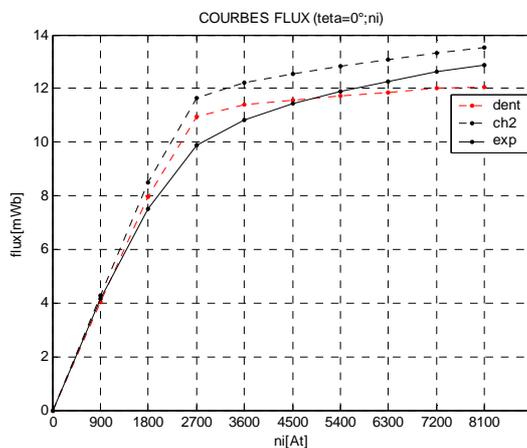
Fig. II.15 Comparaison des deux flux pour différentes positions

Nous remarquons l'existence d'un écart entre les résultats simulés par MEF et les résultats expérimentaux en position d'opposition. Cet écart peut être attribué à diverses causes :

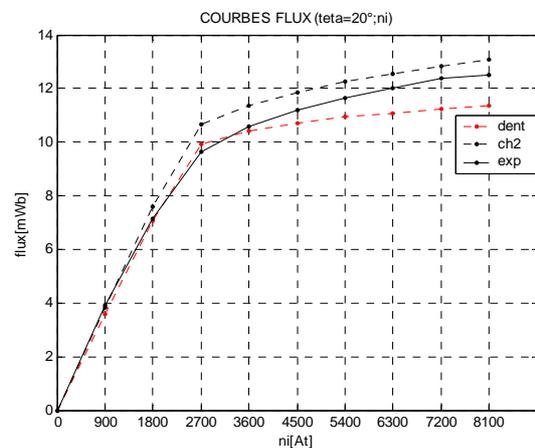
- L'erreur attribuable aux effets d'extrémités.
- caractéristiques inexactes de $B(H)$ fournies par les constructeurs et l'uniformité de l'entrefer
- Les sollicitations mécaniques auxquelles sont soumises les tôles (modifient notablement la caractéristique magnétique).
- Les erreurs des mesures dues au flux de fuite (ces erreurs sont plus importantes quand les pôles rotorique et statorique sont en position d'opposition).
- Mauvais choix des chemins de calcul.

Pour avoir de meilleurs résultats simulés nous avons élargi le chemin de calcul utilisé précédemment jusqu' au bord de la dent statorique [22-25].

Nous allons synthétiser et commenter ci-dessous les résultats les plus significatifs, les détails étant fournis en annexe (A).



(a)



(b)

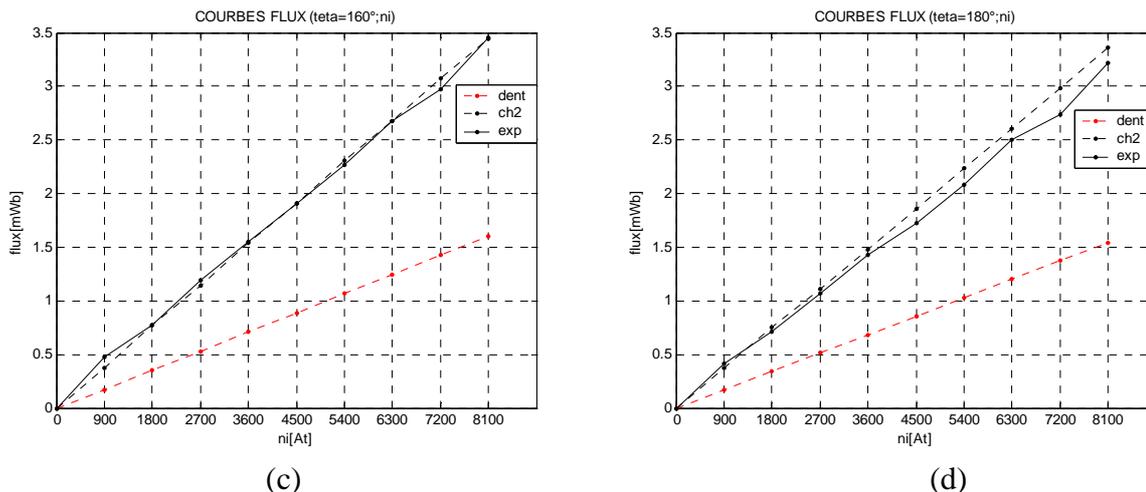


Fig. II.16 Evolution du flux de phase, Pour la position $\theta = 0^\circ$ fig. II.16a, $\theta = 5^\circ$ fig. II.16b, $\theta = 40^\circ$ fig. II.16c, $\theta = 45^\circ$ fig. II.16d

Nous constatons que la prise en compte du flux de fuites permet de se rapprocher des résultats expérimentaux. Nous pouvons voir, sur la figure (II.16), qui montre respectivement le flux en fonction du courant pour quatre positions rotoriques (0° , 5° , 40° , 45°), que les résultats sont tout à fait identiques en position d'opposition. Néanmoins, un écart subsiste encore en position de conjonction.

Afin de paramétrer les courbes trouvées par simulation, nous avons utilisé deux méthodes d'interpolation : la méthode de kriegeage [2] et les fonctions splines bicubiques de degré trois à deux variables. Les courbes obtenues sont les suivantes :

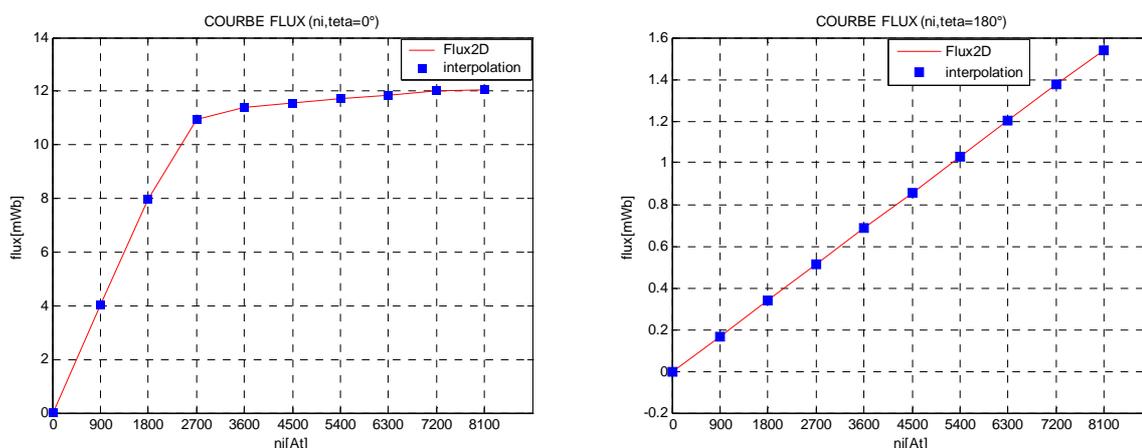


Fig. II.17 Modélisation des deux positions extrêmes par la méthode de kriegeage

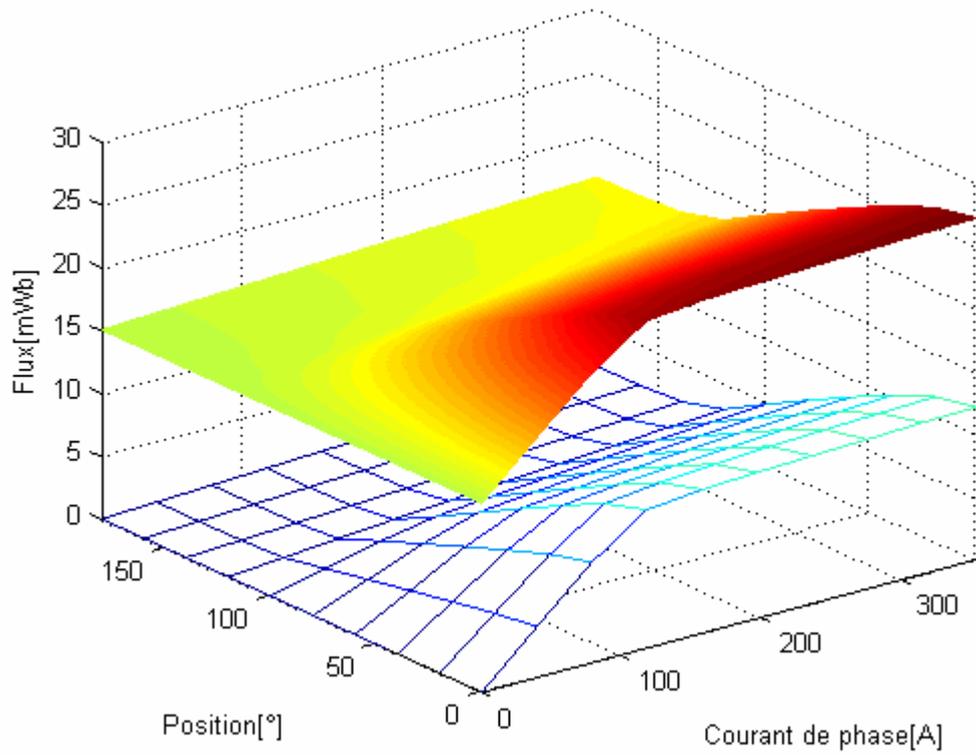


Fig. II.18 Modélisation de la caractéristique flux/courant par splines bicubiques

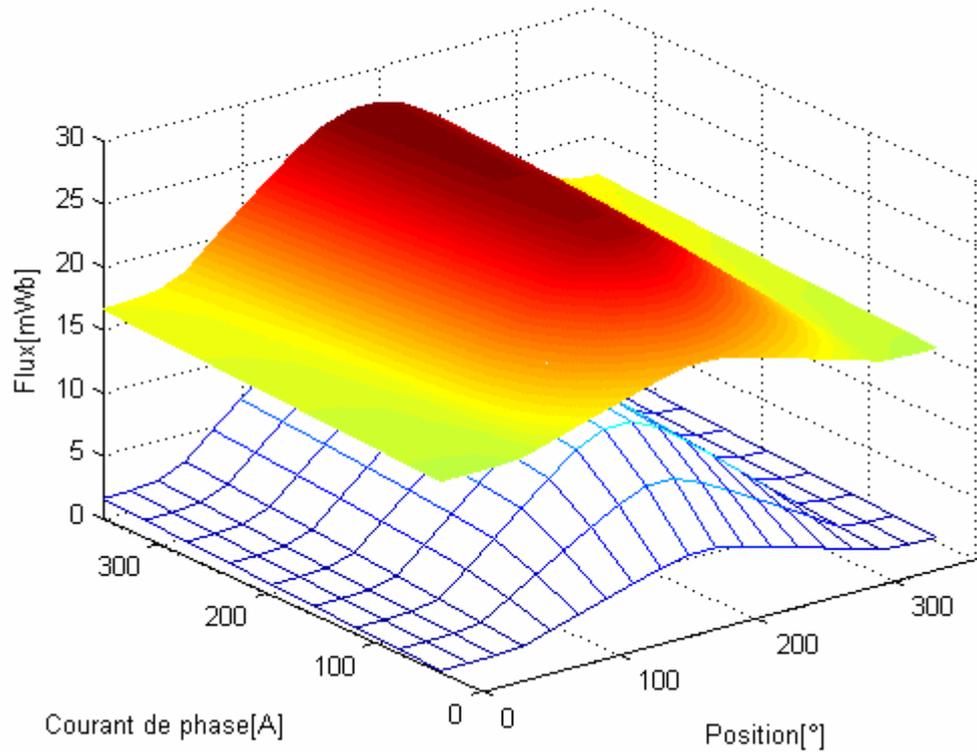


Fig. II.19 Modélisation de la caractéristique flux/position par splines bicubiques

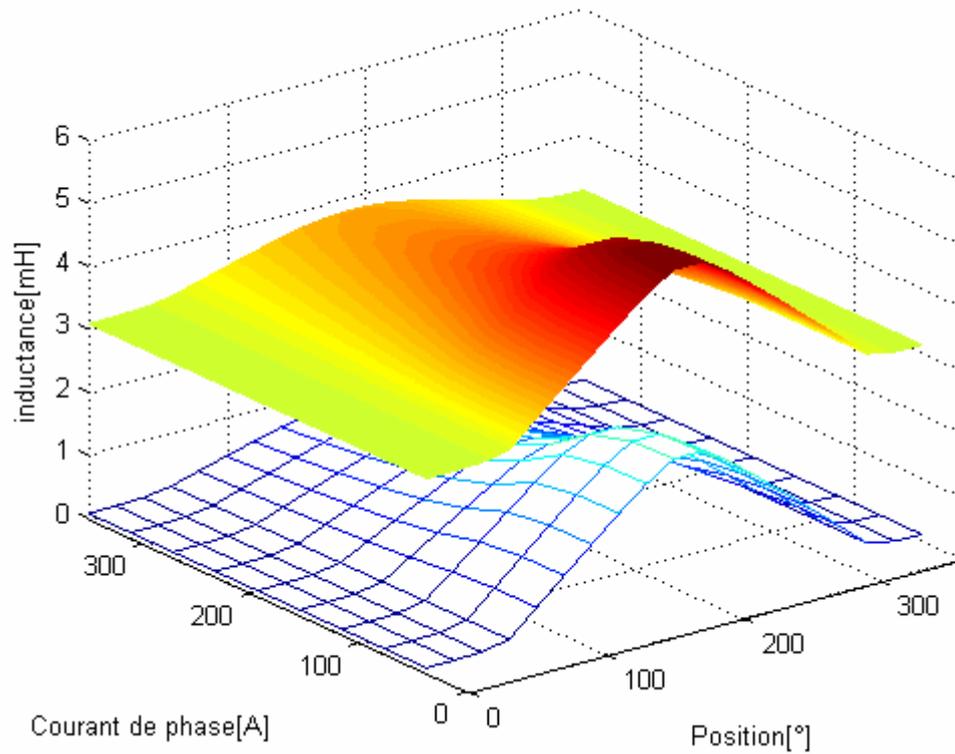


Fig. II.20 Modélisation de la caractéristique d'inductance par splines bicubiques

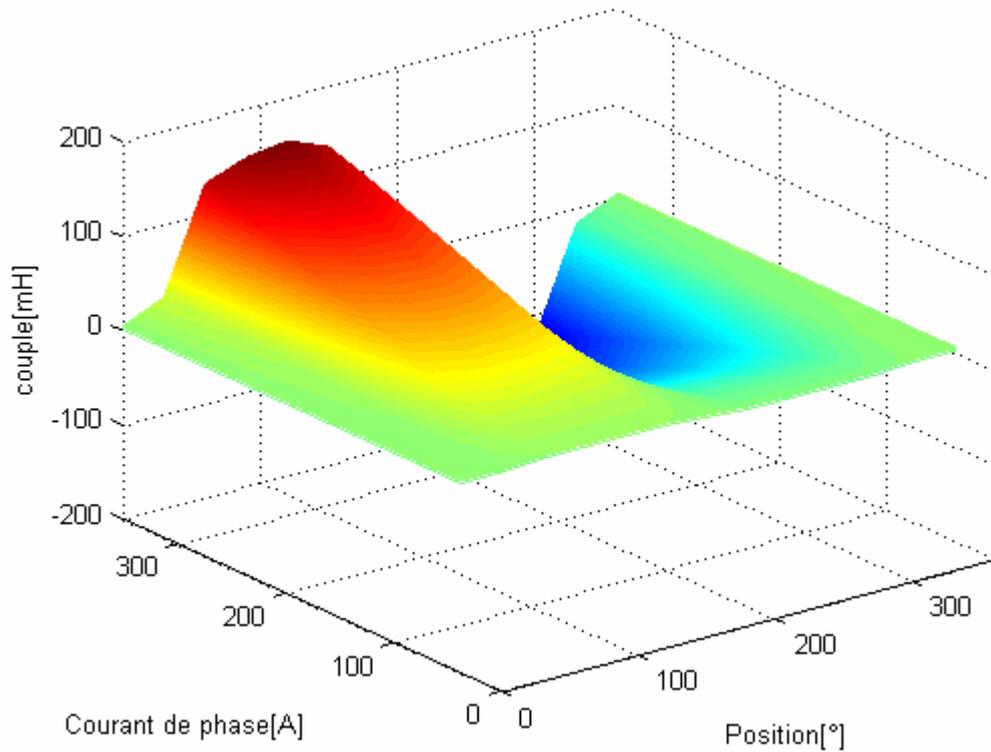


Fig. II.21 Modélisation du couple par splines bicubiques

CONCLUSION 2

Dans ce deuxième chapitre, nous avons présenté un modèle numérique d'une MRVDS, basé sur la méthode des éléments finis, sous environnement Flux-2D.

Les résultats de simulation obtenus ont été présentés et validés par comparaison aux résultats issus d'une étude expérimentale [21].

Ce modèle numérique à base d'éléments finis 2D a permis de déterminer les caractéristiques électromagnétiques en régime *non-linéaire*, étape préalable et nécessaire pour pouvoir dimensionner le prototype envisagé selon l'approche analytique utilisant un schéma magnétique équivalent (de reluctances) que nous allons développer dans le chapitre III suivant.

CHAPITRE : III

DIMENSIONNEMENT
D'UNE
MRVDS 6-4

Chapitre III

DIMENSIONNEMENT D'UNE MRVDS 6-4

Sommaire

Introduction

III.1. Dimensionnement global

- III.1.1. Dimensionnement de l'enveloppe
- III.1.2. Choix dentures stator et rotor (nombre et angles)
- III.1.3. Nombre de pôles
- III.1.4. Epaisseur d'entrefer
- III.1.5. Choix des matériaux

III.2. Paramètres du schéma de perméances équivalent -Performances

- III.2.1. Synoptique générale
- III.2.2. Calcul analytique des lignes équiflux
- III.2.3. Détermination des inductances extrêmes
- III.2.4. Dimensionnement du bobinage
- III.2.5. Calcul du couple moyen
- III.2.6. Pertes et rendement
- III.2.7. Validité des résultats obtenus

Conclusion

INTRODUCTION

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté, selon un processus de dimensionnement similaire à celui des machines classiques, le calcul des principaux paramètres géométriques de la structure ; leur influence y est aussi analysée.

Dans la seconde partie, nous proposons un *modèle analytique non linéaire* qui permet de prendre en compte l'effet de la saturation d'une manière globale (schéma de perméances équivalent) à partir des précédents résultats de la modélisation par éléments finis. L'intérêt est de disposer d'un outil de modélisation relativement performant tout en gardant la simplicité de l'approche analytique et la rapidité d'exécution des simulations et des études.

La modélisation par la méthode des éléments finis reste la plus précise mais cependant assez lourde et se prêtant mal pour la conception car elle exige de refaire toute la procédure si on modifie une des variables. Elle est donc réservée pour toute analyse fine des performances des systèmes électromagnétiques. C'est pourquoi, nous avons opté pour une méthode analytique itérative pour rendre le dimensionnement et par la suite l'optimisation beaucoup plus aisés, tout en ayant une assez bonne précision.

III.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.

III.1.1. DIMENSIONNEMENT DE L'ENVELOPPE

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

$$T = K.D_r^2.L \quad (\text{III.1})$$

où D_r = diamètre rotor et L = longueur empilage tôles

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

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

$$D'où : D_r^2.L = 2T/\pi\sigma \quad (\text{III.3})$$

$$\text{Avec : } \sigma = F_T / S_e = k.B.A_L = \text{pression tangentielle} \quad (\text{III.4})$$

$$S_e = \pi.D_r.L ; 200 < A_L = \text{densité linéique} < 3\,000 \text{ A/m} ; 0.3 < B < 1 \text{ T} \quad (\text{III.5})$$

Les valeurs typiques de σ sont les suivantes :

- pour les petits moteurs : $0,7 < \sigma < 3,5.10^{-3} \text{ kPa}$
- pour les moteurs intégral-hp : $3,5 < \sigma < 13,8 \text{ kPa}$;
- pour les servomoteurs à rendement élevé : $6,9 < \sigma < 20,7 \text{ kPa}$,
- pour les machines aérospatiales : $13,8 < \sigma < 34,5 \text{ kPa}$;
- pour les grandes machines refroidies : $68,9 < \sigma < 103,4 \text{ kPa}$.

Pour déterminer séparément le diamètre et la longueur de l'empilement de tôles, il est nécessaire de choisir le rapport : $\delta = D_r / L$ (III.6)

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

$$\text{Quant au diamètre stator : } D_s = D_r / k_D \quad (\text{III.7})$$

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. A 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 :

$$L_e = L + 2L_{oh} = L + 2.4t_s \quad (\text{III.8})$$

III.1.2. 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] :

$$\beta_s \geq \beta_r, \quad \beta_s < \frac{2\pi}{Nr} - \beta_r, \quad \beta_s \geq \frac{2\pi}{qNr} = \beta_{sm} \quad (\text{III.9})$$

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.

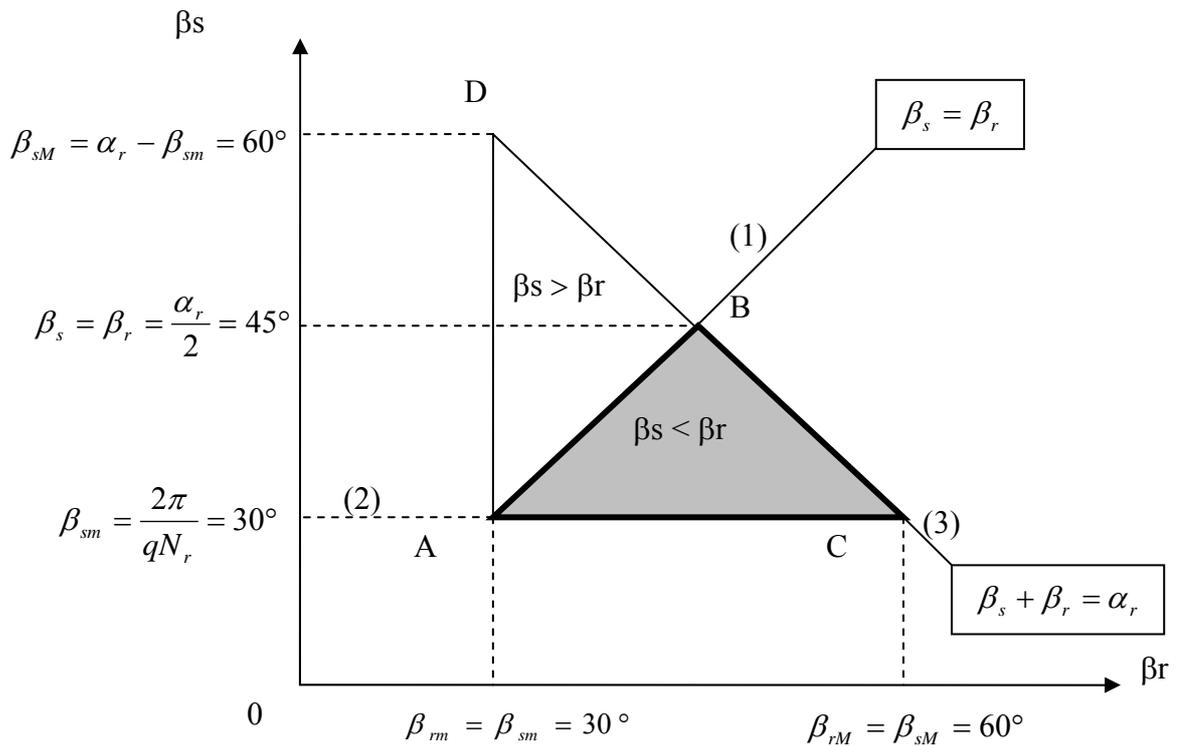


Fig. III.1 Triangle de faisabilité

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 [28]:

$$\beta_s < \alpha_r - \beta_r \quad (\text{III.10})$$

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, a 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]:

$$(\beta_r)_m \leq \beta_r \leq (\beta_r)_M = (\alpha_r - \beta_{sm}) \tag{III.11}$$

Une valeur de β_r élevée donne un large "plat de conjonction" (Sommet C Fig. III.3) 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. III.3) 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 [29]:

$$\beta_{sm} = \frac{2\pi}{q.Nr} \tag{III.12}$$

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 [28].

La figure (III.2) 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 [30].

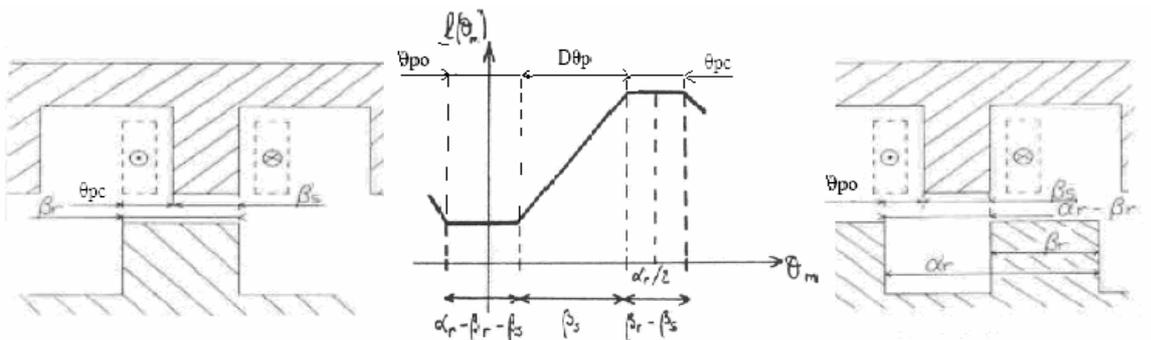


Fig. III.2 Relations entre forme d'onde d'inductance idéalisée et angles des dents [7] [30]

Les figures (III.3) montrent les allures des ondes d'inductances idéalisées extrêmes correspondant aux trois sommets (A, B, C) du triangle inférieur.

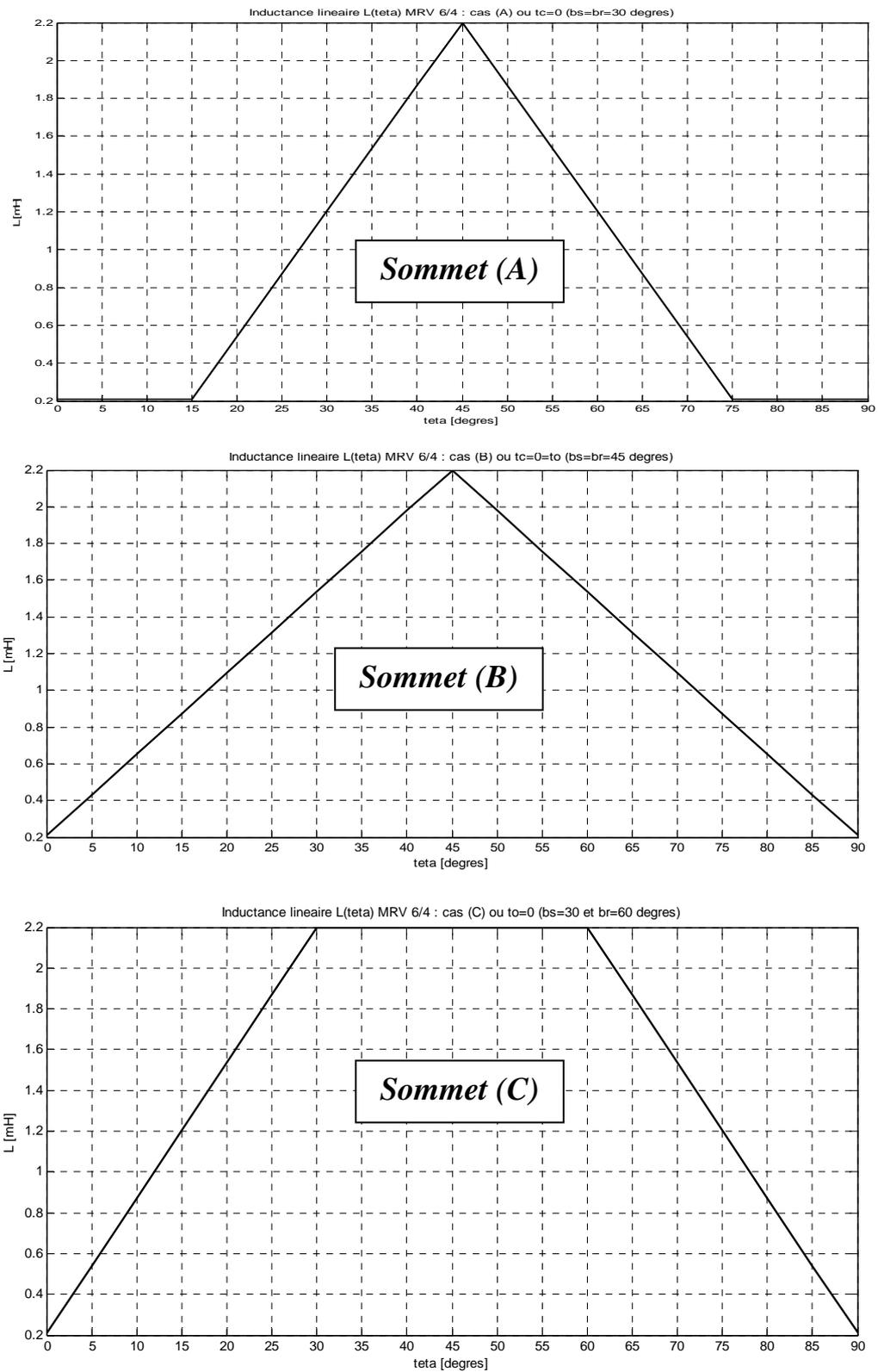


Fig. III.3 Allures des ondes d'inductances idéalisées

III.1.3. NOMBRE DE POLES

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 [31] [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 :

$$\alpha_p = |\alpha_r - \alpha_s| \quad (\text{III.13})$$

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 selon [32], 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:

$$f = N_r \frac{\Omega}{2\pi} \quad (\text{III.14})$$

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 N_r inférieur à N_s .

Pour les moteurs devant développer quelque puissance dans le zone usuelle des vitesses, les couples $\{N_s, N_r\}$ les plus utilisés sont :

8-6, avec 4 phases ; 6-4, avec 3 phases.

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			

III.1.4. 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] [33]. 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 [29]. Pour avoir de bonnes performances [33], on choisit une épaisseur d'entrefer assez faible, avec comme ordre de grandeur usuel :

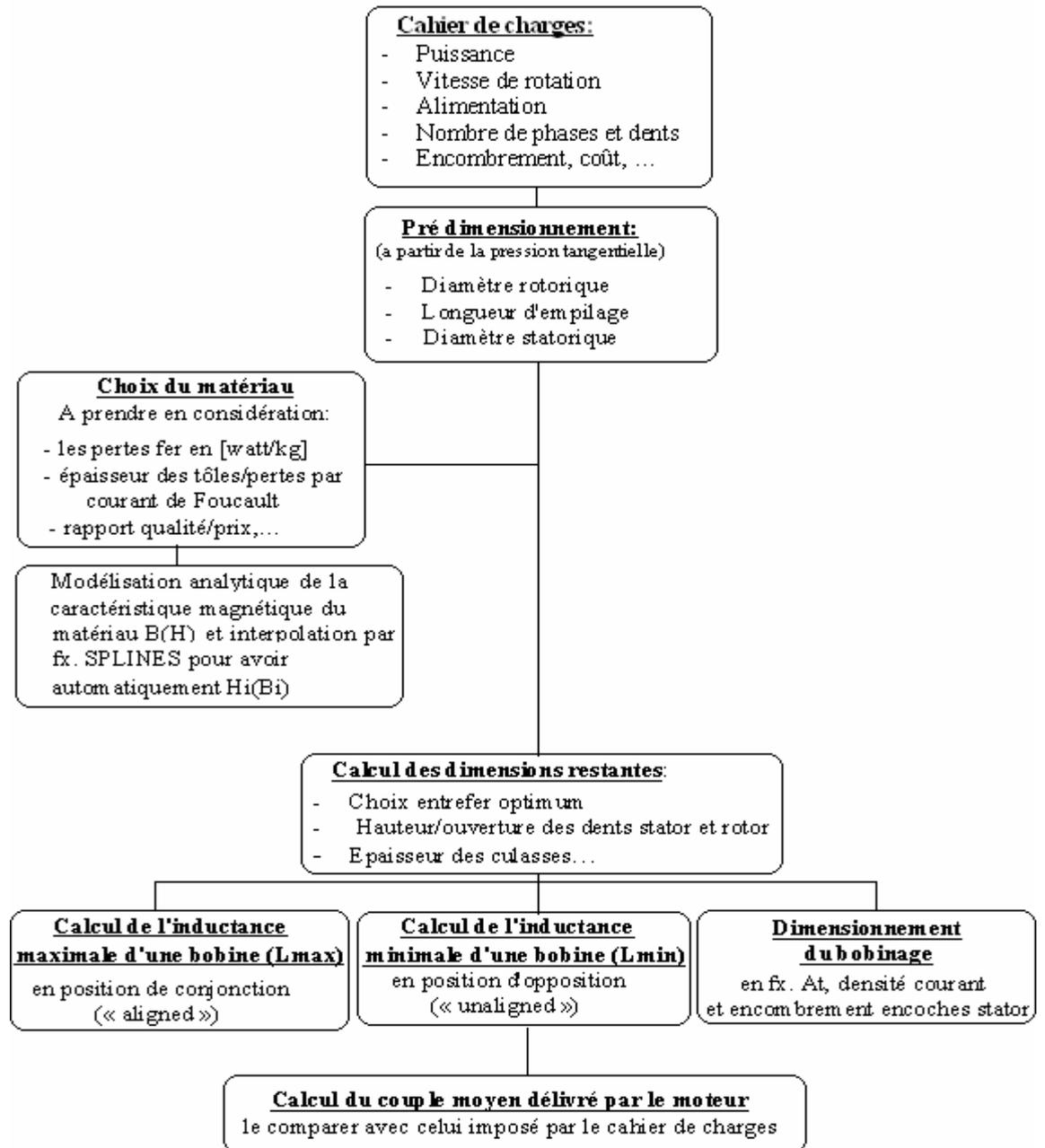
$$e \cong (R/100) \cong 0.8mm$$

III.1.5. CHOIX DES MATERIAUX

Concernant les matériaux constitutifs, les caractéristiques du matériau magnétique ont une importance considérable sur les performances [26]. 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 0,2mm d'épaisseur (N020) pour leur qualité vis-à-vis des pertes fer aux hautes fréquences et leur coût réduit, il s'agit des mêmes tôles utilisées par [21].

III.2. PARAMETRES SCHEMA DE PERMEANCES EQUIVALENT - PERFORMANCES

III.2.1. SYNOPTIQUE GENERALE



III.2.2. CALCUL ANALYTIQUE DES LIGNES ÉQUIFLUX

Diverses méthodes analytiques ont été développées au cours des dernières années. Certains auteurs [34-38] prennent en compte la saturation des parties ferromagnétiques de la machine et font des hypothèses simplificatrices sur l'allure des lignes d'induction [34] 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.

L'algorithme pour le calcul analytique des courbes de magnétisation proposé par Krishnan [34] adopté dans cette thèse est basé sur la décomposition en tubes de flux élémentaires du circuit magnétique de la machine. Grâce à une analyse préliminaire par éléments finis, nous examinons l'allure des lignes d'induction afin d'identifier les zones de tubes de flux dont les perméances peuvent être exprimées à l'aide de relations mathématiques simples. En connectant ces perméances de manière à respecter le trajet des lignes d'induction, nous aboutissons à un réseau de perméances.

Chaque tube ainsi obtenu est caractérisé par sa perméance suivant qu'il se trouve dans le fer ou dans l'air. A partir de cette décomposition, ces réseaux peuvent être assimilés à un circuit électrique habituel à la différence près que ce sont les flux et les différences de potentiels magnétiques qui entrent en jeu à la place des courants et des différences de potentiels électriques.

Bien entendu, les dimensions de ces tubes de flux dépendent des valeurs des paramètres géométriques de la machine. Nous établissons ainsi un modèle de la machine constitué d'un réseau de perméances (réductances) non linéaires. Afin de prendre en compte le plus correctement possible la saturation du matériau, la courbe de magnétisation est approchée par des fonctions splines [41]. La résolution complète implique alors une itération, mais le temps de calcul reste faible par rapport à celui de la méthode des éléments finis car le nombre d'éléments à traiter est fortement réduit.

III.2.3. DÉTERMINATION DES INDUCTANCES EXTRÊMES

III.2.3.1. CALCUL DE L'INDUCTANCE MAXIMALE

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 .

La figure (III.4a) ci-dessous montre les lignes équiflux tracées à l'aide de la MEF

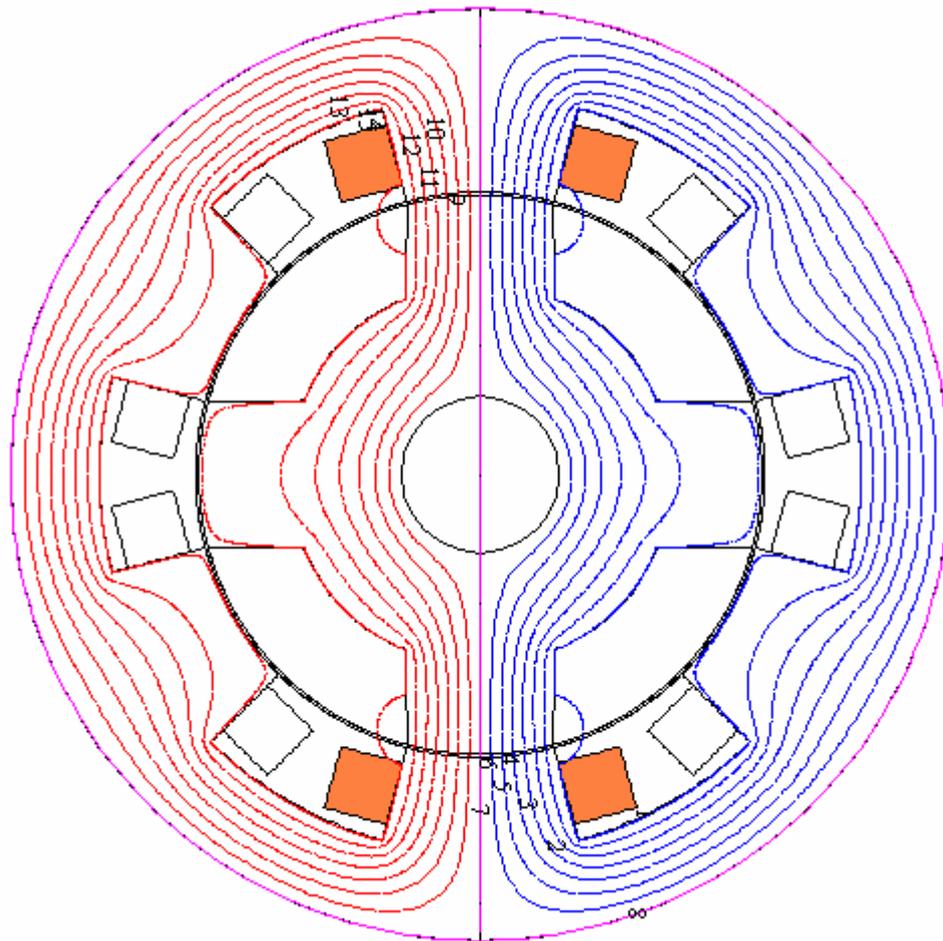


Fig. III.4a Iso-potentiels vecteurs à la position de conjonction

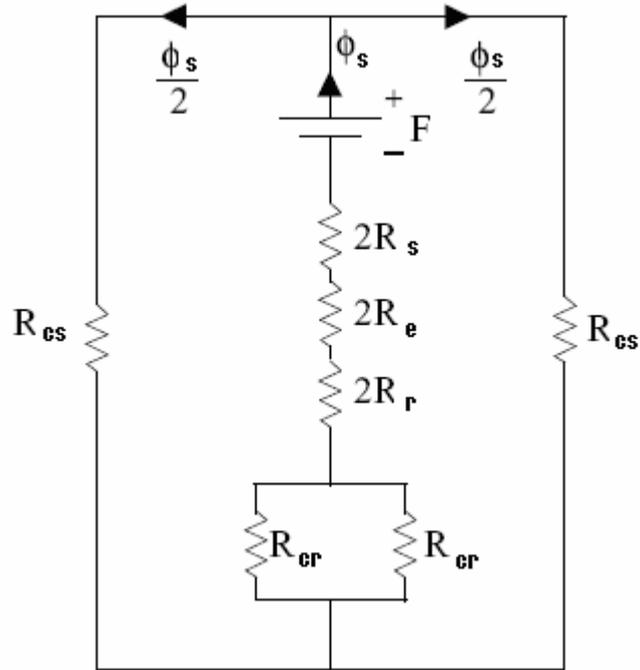


Fig. III.4b Circuit magnétique équivalent pour la position de conjonction

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 :

$$A_s = \beta_s RL \quad (\text{III.15})$$

$$A_e = \frac{\beta_s RL + \beta_r (R - e)L}{2} \quad (\text{III.16})$$

$$A_r = \beta_r (R - e)L \quad (\text{III.17})$$

$$A_{cr} = (R - e - h_r - R_a)L \quad (\text{III.18})$$

$$A_{cs} = CL \quad (\text{III.19})$$

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

$$B_s = B_{saturation} \quad (\text{III.20})$$

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 :

$$B_e = \frac{\phi_s}{A_e} \quad (\text{III.21})$$

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 :

$$B_r = \frac{B_s \cdot A_s}{A_r} \quad (\text{III.22})$$

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

$$B_{cr} = K_c \cdot B_r \quad (\text{III.23})$$

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

$$\text{La densité de flux dans la culasse statorique } B_{cs} = K_c \cdot B_s \quad (\text{III.24})$$

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 obtenue. Une fois les B_i et les H_i déterminés, déduire les perméabilités magnétiques correspondante :

$$\mu_i = \frac{B_i}{H_i} \quad (\text{III.25})$$

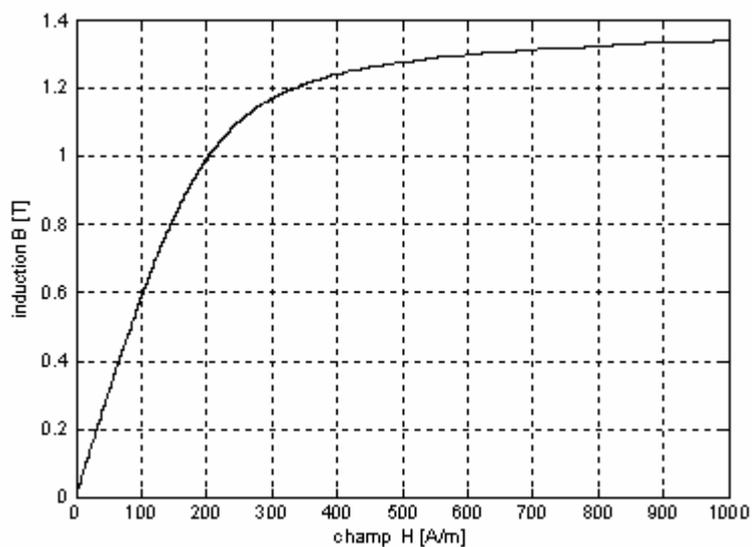


Fig. III.5 Caractéristique magnétique tôles NO20 paramétrée

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

$$l_s = h_s + \frac{C}{2} \quad (\text{III.26})$$

$$l_e = e \quad (\text{III.27})$$

$$l_r = h_r + \frac{R - e - h_r - R_a}{2} = \frac{R}{2} - \frac{e}{2} + \frac{h_r}{2} - \frac{R_a}{2} \quad (\text{III.28})$$

$$l_{cr} = \pi \left(\frac{R}{2} - \frac{e}{2} - \frac{h_r}{2} + \frac{R_a}{2} \right) \quad (\text{III.29})$$

$$l_{cs} = \pi \left[R_s - \frac{C}{2} \right] \quad (\text{III.30})$$

Les perméabilités magnétiques étant ainsi déterminées, calculer les reluctances correspondantes

aux différentes parties du moteur : $R_i = \frac{l_i}{\mu_i \cdot A_i}$ (III.31)

D'où la FMM résultante est donnée par :

$$J = \sum H_i \cdot l_i \quad (\text{III.32})$$

Ou bien par :

$$J = (2 \cdot (R_s + R_r + R_e) + \frac{R_{cs}}{2} + \frac{R_{cr}}{2}) \cdot \phi_s \quad (\text{III.33})$$

Et l'inductance maximale en position de conjonction :

$$L_{\max} = \frac{\phi_s \cdot N_i^2}{J} \quad (\text{III.34})$$

III.2.3.2. CALCUL DE L'INDUCTANCE MINIMALE

Bien que l'inductance minimale ait pu être calculée analytiquement [34,35], nous avons préféré la déterminer à partir d'un tracé par MEF des lignes équiflux du prototype étudié où le rotor est en position d'opposition.

En général, des calculs précis d'inductance pour les tubes de flux situés dans l'entrefer sont assez difficiles puisque les distributions de flux sont tridimensionnelles avec les géométries qui ne se prêtent pas à la description mathématique simple [42]. La figure (III.6) montre les lignes équiflux dans la position d'opposition.

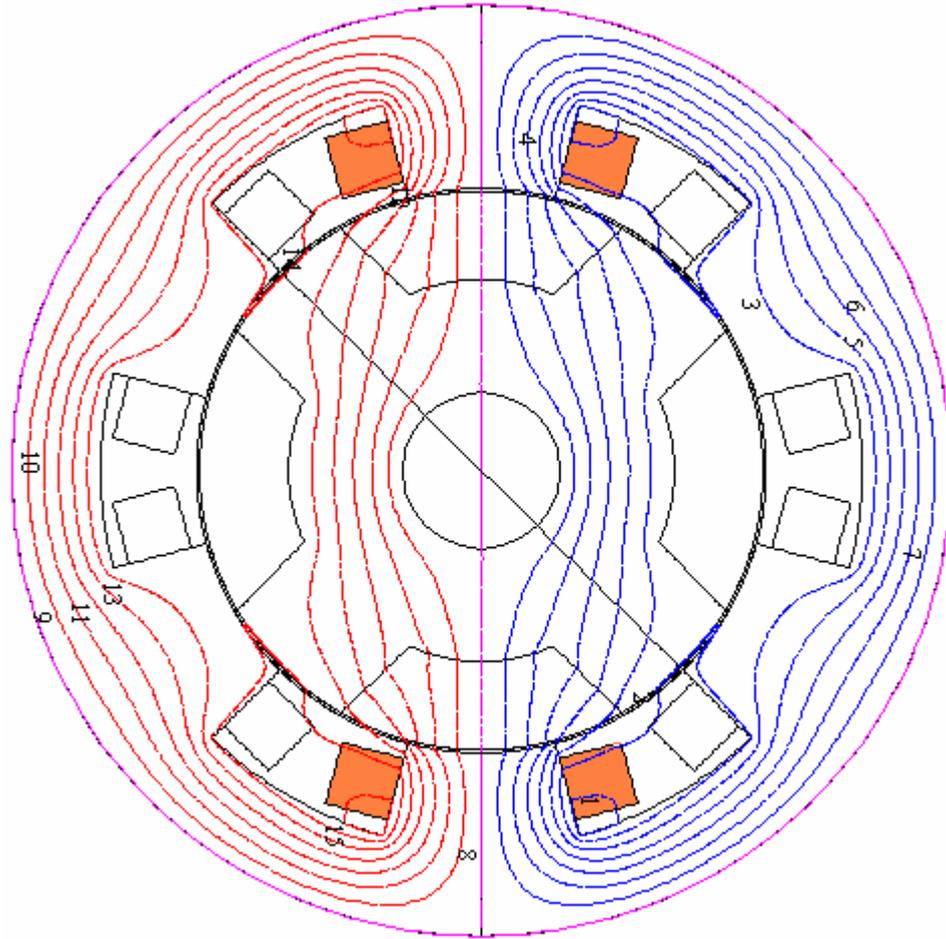


Fig.III.6 Identification de 7 tubes de flux pour le calcul analytique de l'inductance en opposition

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 :

$$A_{e1} = \frac{A_{s1} + A_{r1}}{2} \quad (\text{III.35})$$

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

$$A_{s1} = \frac{A_s}{4} = \frac{\beta_s R L}{4} \quad (\text{III.36})$$

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

$$\frac{\beta_r}{2} (R - e) \quad (\text{III.37})$$

L'angle θ_2 est donné par :

$$\theta_2 = \frac{\beta_r (R - e)}{2(R - e - h_r)} \quad (\text{III.38})$$

Le pas dentaire rotorique noté aussi α_r est défini par :

$$\theta_{rp} = \frac{2\pi}{N_r} \quad (\text{III.39})$$

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

$$\theta_3 = \frac{1}{2} \left(\frac{2\pi}{N_r} \right) - \theta_2 = \frac{\theta_{rp}}{2} - \theta_2 \quad (\text{III.39})$$

La surface traversée par ϕ_1 à la périphérie du rotor :

$$A_{r1} = 2\theta_3 (R - e - h_r) L \quad (\text{III.40})$$

La surface moyenne d'entrefer est donnée par:

$$A_{e1} = \frac{A_{s1} + A_{r1}}{2} = \frac{\beta_s R L}{8} + \theta_3 (R - e - h_r) L \quad (\text{III.41})$$

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

$$l_{e1} = R - e - h_r \quad (\text{III.42})$$

- **Au niveau de la culasse rotorique**

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

$$A_{cr1} = (R - e - h_r - R_a) L \quad (\text{III.43})$$

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

La longueur moyenne dans cette partie est :

$$l_{cr1} = \frac{1}{2} [\pi R_a + \pi(R - e - h_r)] = \frac{\pi}{2} (R_a + R - e - h_r) \quad (\text{III.44})$$

- **Au niveau de la culasse statorique**

La section de la culasse statorique traversée par ϕ_1 est :

$$A_{cs1} = C \cdot L \quad (\text{III.45})$$

La longueur moyenne parcourue :

$$l_{cs1} = \pi \left(R_s - \frac{C}{2} \right) \quad (\text{III.46})$$

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

La surface traversée par ϕ_1 est :

$$A_{s1} = \frac{A_s}{4} = \frac{\beta_s RL}{4} \quad (\text{III.47})$$

La longueur de ce segment est :

$$l_{s1} = h_s + \frac{C}{2} \quad (\text{III.48})$$

On peut maintenant calculer les réluctances à partir du circuit magnétique équivalent (Fig. III.7) comme expliqué précédemment.

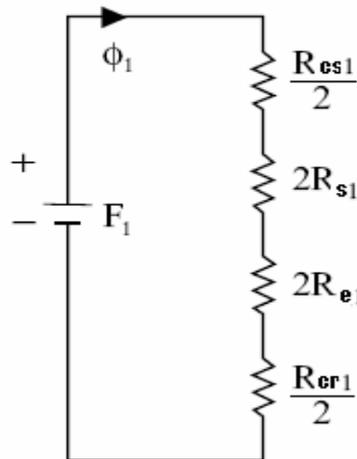


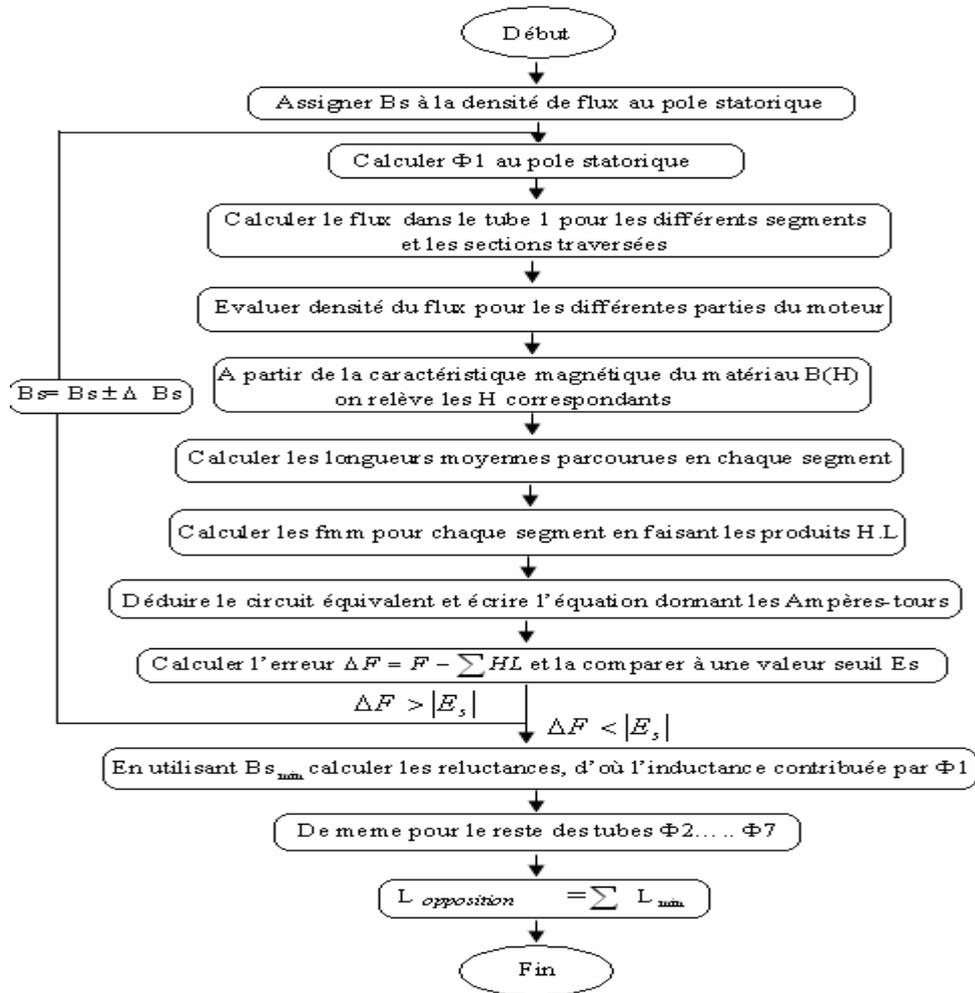
Fig. III.7 Circuit équivalent pour le tube de flux 1

L'inductance minimale due à ϕ_1 est donnée par:

$$L_{\min 1} = \frac{N_t \cdot \phi_1}{i} = \frac{N_t \cdot \frac{F_1}{(2R_{s1} + 2R_{e1} + \frac{1}{2}R_{cr1} + \frac{1}{2}R_{cs1})}}{i} = \frac{N_t^2}{(2R_{s1} + 2R_{e1} + \frac{1}{2}R_{cr1} + \frac{1}{2}R_{cs1})} \quad (\text{III.49})$$

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 $B_{S\min}$:



Algorithme de calcul de $B_{S\min}$

Les détails du calcul analytique de l'inductance en opposition à partir des 7 tubes de flux sont donnés en annexe (B).

III.2.4. DIMENSIONNEMENT DU BOBINAGE [35]

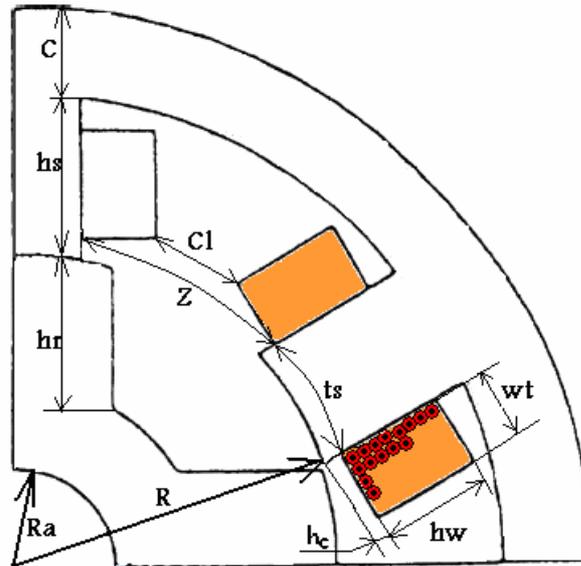


Fig.III.8 Paramètres dimensionnels du bobinage statorique

Soit :

- La largeur de la cale du bobinage h_c doit être fixée à l'avance
- La largeur du pôle statorique actif au niveau des bobines :

$$t_s = (R + h_c) \cdot B_s \quad (\text{III.50})$$

- Le pas statorique au niveau des bobines :

$$\text{pas} = \frac{\pi}{N_s} (2R + 2h_c) = t_s + Z \quad (\text{III.51})$$

- Le courant nécessaire pour produire la FMM :

$$i_t = \frac{J}{N_t} \quad (\text{III.52})$$

Selon le type de refroidissement choisi on fixe une valeur "j" à la densité du courant : dans le cas d'un refroidissement normal la valeur de j ne doit pas dépasser 3 [A/mm²] ; au delà de cette valeur un refroidissement forcé est nécessaire.

- La section des conducteurs est donnée par :

$$a_c = \frac{i_t}{j} \quad (\text{III.53})$$

- D'où le diamètre des conducteurs (diamètre conducteur plus isolant) :

$$dw = 2 \cdot \sqrt{\frac{a}{\pi}} + 0.1 \quad (\text{III.54})$$

- Hauteur max d'une bobine :

$$hw = h_s - h_c \quad (\text{III.55})$$

- Le nombre de couches verticales est :

$$N_{cv} = \frac{hw \cdot k_f}{dw} \quad (\text{III.56})$$

Où $k_f = 0.95$ dit coefficient de remplissage.

- Le nombre de couches horizontales est

$$N_{ch} = \frac{N_t}{2 \cdot N_{cv}} \quad (\text{III.57})$$

- Largeur de bobinage

$$wt = dw \cdot \frac{N_{ch}}{k_f} \quad (\text{III.58})$$

- Ouverture d'encoche statorique

$$Z = pas - t_s \quad (\text{III.59})$$

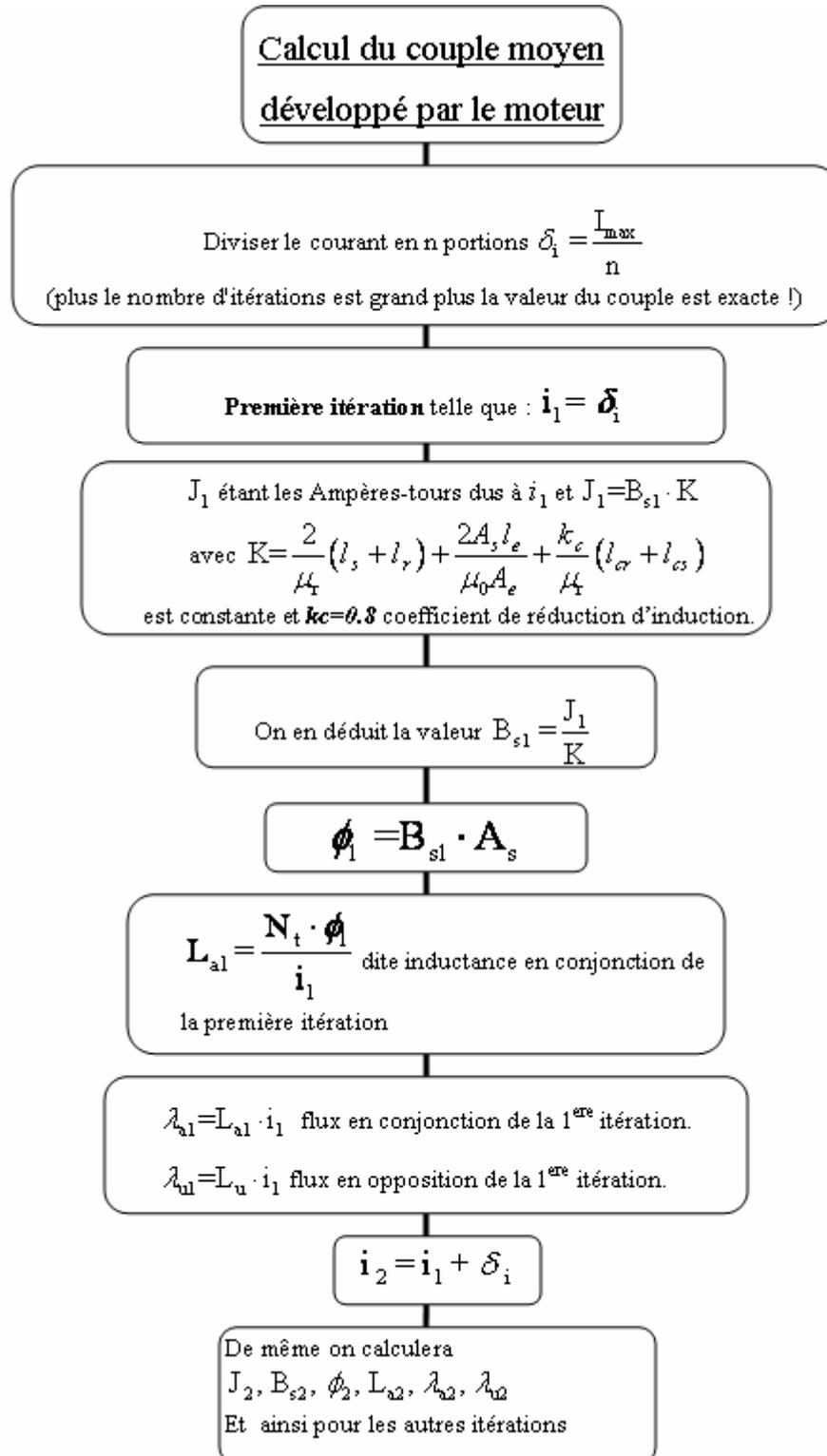
- Espace séparent 2 bobines successives

$$Cl = Z - (2w_t) \quad (\text{III.60})$$

- Le diamètre d'un brin est

$$D_{br} = \sqrt{\frac{4a_c}{\pi \cdot nbr}} \quad (\text{III.61})$$

III.2.5. CALCUL DU COUPLE MOYEN [35]



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 $\varphi(ni)$ tel que le décrit la figure (III.9)

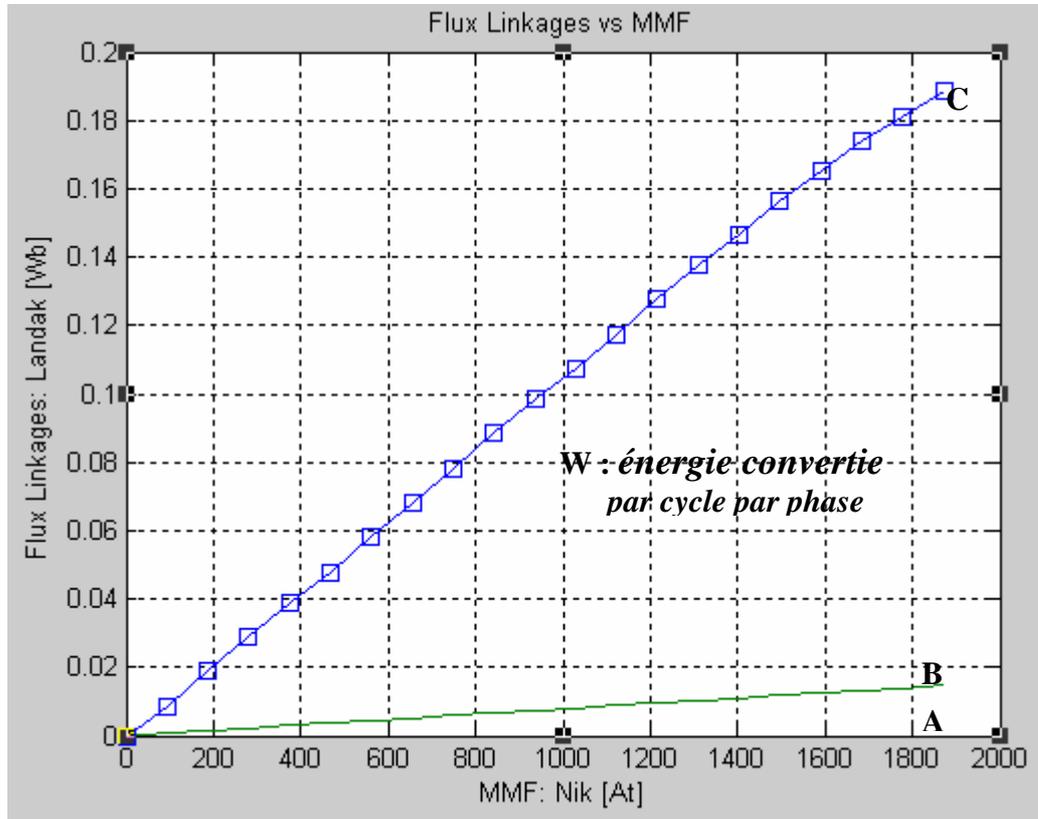


Fig. III.9 Caractéristiques flux-courants extrêmes (conjonction et opposition)

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

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

L'énergie électromagnétique convertie vaut : $W = W_{conj} - W_{opp}$ (III.62)

$$W_{conj} = \delta_i (\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_n) + \frac{\lambda_n \cdot \delta_i}{2}$$
 (III.63a)

$$W_{opp} = \frac{i_p \cdot \lambda}{2} = \frac{i_n^2 \cdot L_u}{2}$$
 (III.63b)

D'où le couple moyen : $T_{moy} = \frac{W N_s N_r}{4\pi}$ (III.64)

III.2.6. PERTES ET RENDEMENT

III.2.6.1. DETERMINATION DES PERTES CUIVRE

En courant continu, on peut écrire:

$$P_{cu} = q \cdot \text{Re sist} \cdot I_t^2 \quad [W] \quad (\text{III.65})$$

Avec :

$$\text{➤ La longueur de la spire moyenne: } l_{moy} = 2(1 + R\beta_s + N_{ch} \cdot dw) \quad (\text{III.66})$$

$$\text{➤ Longueur totale du bobinage par phase : } l_{tot} = N_t \cdot l_{moy} \quad (\text{III.67})$$

$$\text{➤ Résistivité du cuivre à } 20^\circ\text{C : } \rho = 1.810^{-8} [\Omega m]$$

$$\text{➤ D'où la résistance d'une phase : } \text{Re sist} = \rho \frac{l_{tot}}{a_c} [\Omega] \quad (\text{III.68})$$

Où a_c est la section du conducteur.

$$\text{Les pertes de cuivre massiques sont définies par : } Pcu_m = \frac{Pcu}{m_{cu}} [W / kg] \quad (\text{III.69})$$

$$\text{➤ La masse du cuivre : } m_{cu} = V_{cu} \cdot \gamma_{cu} \quad (\text{III.70})$$

$$\text{➤ La densité du cuivre : } \gamma_{cu} = 8.86 \cdot 10^3$$

$$\text{➤ Le volume du cuivre : } V_{cu} = q \cdot a_c \cdot l_{tot} \quad (\text{III.71})$$

III.2.6.2. DETERMINATION DES PERTES FER

Ces pertes sont principalement de deux types :

- Les pertes par hystérésis ;
- Les pertes par courants de Foucault.

Les constructeurs des matériaux ferromagnétiques donnent toujours la courbe des pertes fer

par kg en fonction de l'induction magnétique et de la fréquence. Ils donnent également des équations de type $P_{fer} / kg = K.f^a .B^b$ qui permettent l'approximation de ces courbes. K, a et b sont des constantes identifiées expérimentalement.

Dans le cas du matériau NO20 utilisé, le constructeur donne le Tableau-1 ci-dessous:

Type	épaisseur mm	Pertes(W) à 1 T 400 Hz	%Si	Masse volumique (kg/dm ³)	Résistivité électrique (μΩ.cm)	Résistance traction (N/mm ²)	Limite élastique (N/mm ²)
NO20	0.20	15 W/kg	3.20	7.60	52	500-540	400-440

Tableau -1- Caract. tôles NO20

Les pertes fer sont données par : $P_{fer} = m_{fer} \cdot P_{ferm}$ (III.72)

Avec : $m_{fer} = \left(\text{volume de fer} \right) \left(\text{densité de fer} \right)$ (III.73)

A partir de l'expression de la puissance $P = C \cdot \Omega$ on déduit :

➤ La puissance massique $P_{mass} = \frac{P}{\text{masse totale}} [W / kg]$ (III.74)

$C_{mass} = \frac{C}{\text{masse totale}} [Nm / kg]$ (III.75)

Les pertes massiques = $\frac{\text{pertes}(fer + cuivre)}{\text{masse totale}} [W / kg]$ (III.76)

Une fois la puissance, les pertes cuivre et les pertes fer déterminées le calcul du rendement η est donné par:

$\eta\% = \frac{P}{P + \sum \text{pertes}} \cdot 100$ (III.77)

III.2.7. VALIDITÉ DES RÉSULTATS OBTENUS

Nous avons effectué la modélisation par circuit magnétique équivalent. Pour cela, nous avons établi un programme sous Matlab qui permet de simuler le fonctionnement avec prise en compte de la courbe $B(H)$ en régime non-linéaire. Nous présentons ci-dessous (Tableau 2) les résultats obtenus comparés avec ceux obtenus expérimentalement sur le prototype [21].

Paramètres MRVSD 6/4	Expérimental [11]	Modélisation Analytique
Longueur active L [mm]	150	151.8
Rayon extérieur Rext [mm]	125	126
Rayon rotorique R [mm]	75	76
Hauteur des dents statoriques hs [mm]	25.6	25.8
Hauteur des dents rotoriques hr [mm]	28	29.5
Epaisseur de culasse stator ec [mm]	23.6	24.8
Diamètre de brin [mm]	1.9	1.917
Lmax [mH]	2.20	2.4
Lmin [mH]	0.21	0.19

Tableau -2- Résultats comparés

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

CONCLUSION 3

Ce chapitre trois décrit la conception d'un prototype de moteur à réluctance variable à double saillance (MRVDS). 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.

On a essayé dans ce chapitre d'établir des modèles analytiques les plus précis possibles. Ces approches sont généralement basées sur une approximation du flux en fonction du courant et de la position. Elles donnent des résultats satisfaisants mais présentent quelques inconvénients : elles ne tiennent pas compte de la géométrie réelle de la structure, ce qui limite un peu leur précision. Cependant, il reste le modèle le moins lourd et par conséquent le plus intéressant lorsqu'il est question de pré-conception.

Il est évident que l'utilisation d'un modèle numérique implique une taille du problème relativement grande et, par conséquent, des temps de calculs qui peuvent être pénalisants.

Par ailleurs, si le modèle numérique donne des résultats extrêmement précis et permet l'étude fine des phénomènes physiques mis en œuvre, il demeure un modèle d'étude.

CHAPITRE : IV

COMMANDE & SIMULATION

Chapitre IV

COMMANDE & SIMULATION

Sommaire

Introduction

IV.1. Types de commande (tension-courant)

IV.1.1. Etude du convertisseur statique

IV.1.2. Commande en courant

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

IV.1.3. Commande en tension

IV.2. Modélisation et simulation de la MRVDS

IV.2.1. Modélisation de la machine

IV.2.2. Simulation sous *Matlab-Simulink*

IV.2.2.1. Schéma bloc de simulation

IV.2.2.2. Résultats de simulation

IV.2.2.3. Interprétations des résultats

Conclusion

INTRODUCTION

La première partie de ce chapitre a consisté à étudier les concepts théoriques concernant 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.

Alors que la deuxième partie de ce chapitre est consacrée à 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.

IV.1. TYPES DE COMMANDE (TENSION-COURANT)

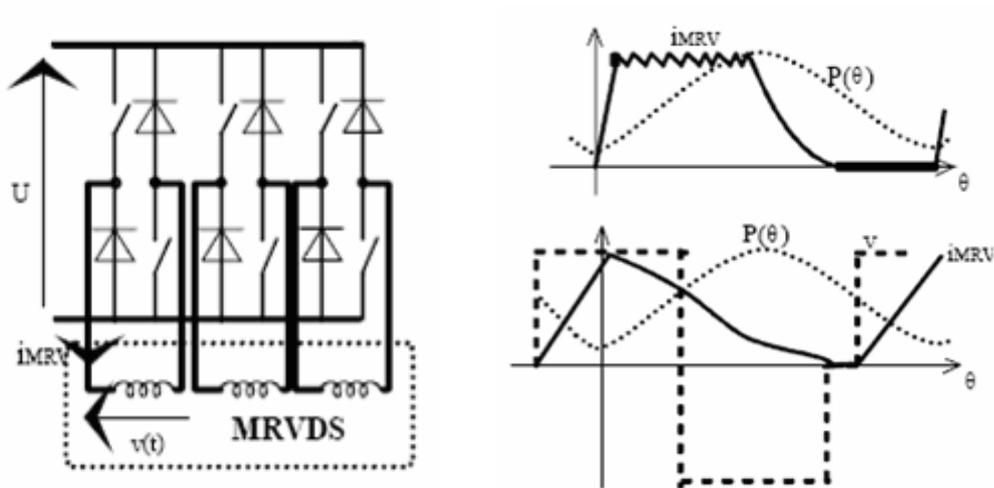
L'autopilotage des machines à réluctance variable à double saillance consiste à asservir la commande de l'onduleur à la position de l'actionneur. Au niveau de son alimentation, les différents paramètres de pilotage sont le courant de ligne ou la tension par phase de l'actionneur. On a donc deux possibilités 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 imposer la tension.

IV.1.1. ETUDE DU CONVERTISSEUR STATIQUE

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 (IV.1).

Les séquences de son fonctionnement sont résumées dans le tableau suivant :

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



MRV (basse et haute vitesse)

Fig. IV.1 Structure de convertisseur

IV.1.2. COMMANDE EN COURANT

Pour la plage de fonctionnement à couple constant (Fig. IV.2), diverses possibilités de commande s'offrent à l'utilisateur [11, 21, 24, 44].

Aux 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, 45-48] :

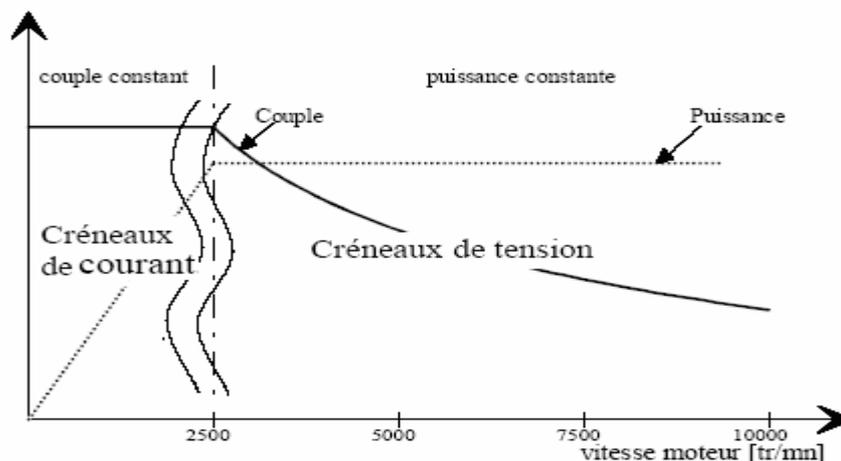


Fig. IV.2 Stratégies d'alimentation selon la vitesse de rotation

- **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 de couple (Fig. IV.2) [49].

En fonctionnement normal, on fournit à chaque phase un courant i ayant sensiblement la forme d'un créneau rectangulaire (Fig. IV.3) 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 (IV.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... Pour terminer le créneau on laisse K et K' ouverts jusqu'à la période suivante.

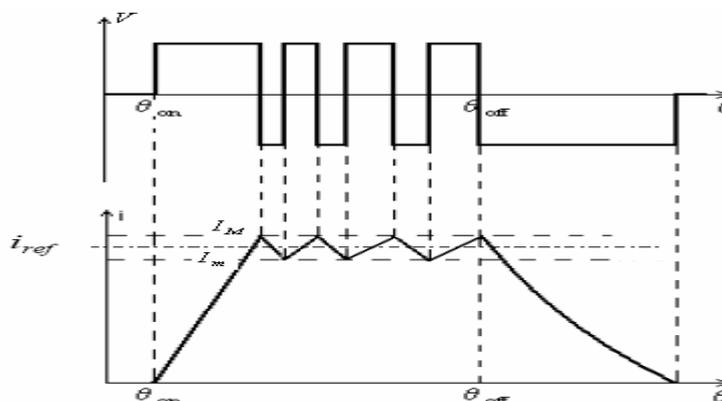


Fig. IV.3 hacheur par MLI

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

Cette méthode de contrôle des courants, la plus utilisée dans l'industrie actuellement [50], 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 [50].

IV.1.3. COMMANDE EN TENSION

Pour la plage de fonctionnement à puissance constante (Fig. IV.2), 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_p et de l'angle d'avance ψ . Les formes d'onde du courant injectées sont alors très différentes (Fig. IV.4) de celles obtenues à basse vitesse (Fig. IV.3).

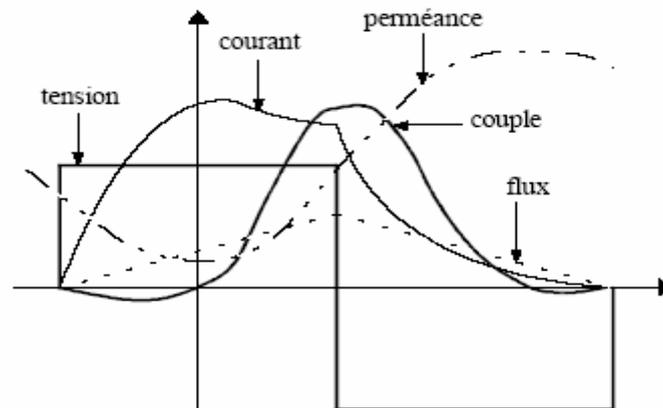


Fig. IV.4 Commande en créneaux de tension

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 (IV.5).

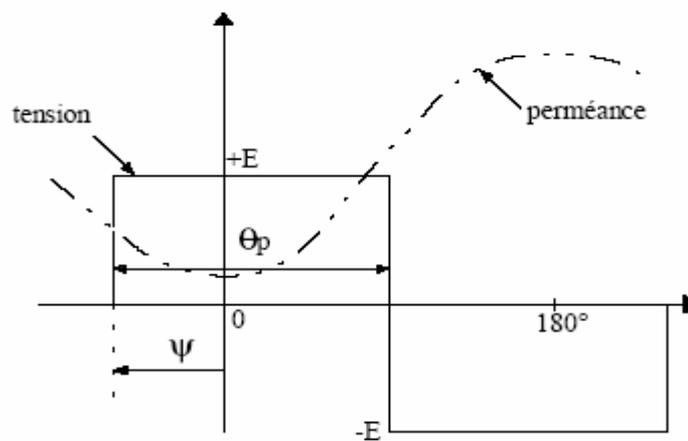


Fig. IV.5 Définition des angles de commande en créneaux de tension

IV.2. MODELISATION ET SIMULATION DE LA MRVDS

IV.2.1. MODELISATION 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 :

- **Equation électrique**

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

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

où :

R : représente la résistance de l'enroulement.

U et 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 (VI.1) devient :

$$U = Ri + L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{VI.2})$$

Les différents termes de cette équation représentent :

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

$$U_L = L(\theta) \frac{di}{dt} \quad (\text{VI.3})$$

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

$$U_r = i \frac{dL(\theta)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{VI.4})$$

où :

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

- **Equation du couple total**

$$C_e = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \frac{L(\theta + (n-i-1)\theta_s)}{d\theta} \cdot i_i^2 \quad (\text{IV.5})$$

- **Equation mécanique**

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

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (\text{IV.6})$$

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 (IV.6). 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.

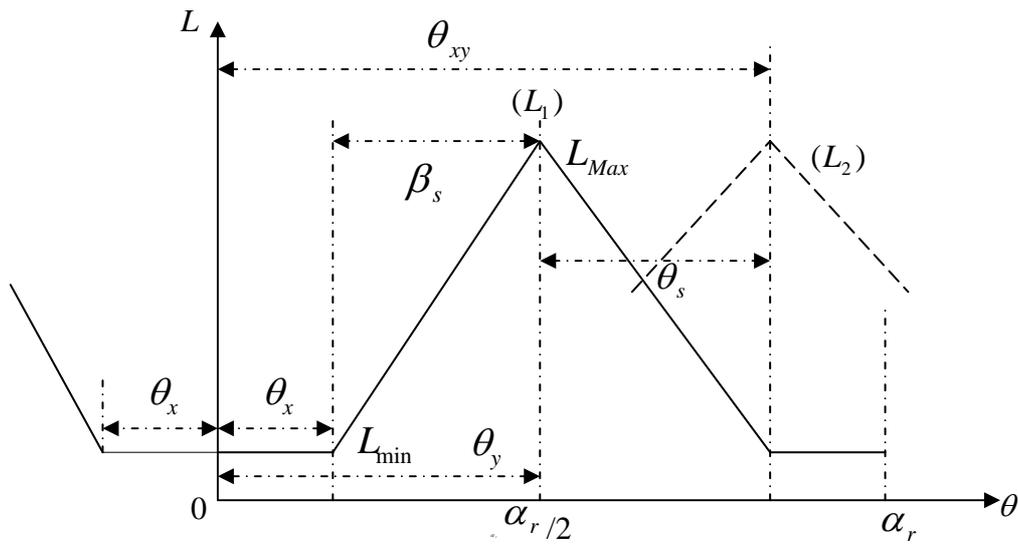


Fig. IV.6 Allure idéalisée d'inductance

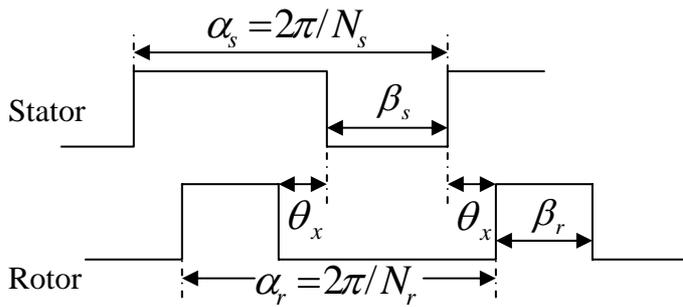


Fig. IV.7a Plat opposition

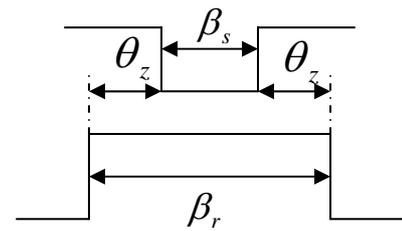


Fig. IV.7b Plat conjonction

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. IV.7a). 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 :

$$\text{Pas polaire (rotor)} : \alpha_r = \frac{2\pi}{N_r} \quad (\text{IV.7})$$

$$\text{Pas polaire (stator)} : \alpha_s = \frac{2\pi}{N_s} \quad (\text{IV.8})$$

$$\text{Pas entre phases } (L_1, L_2, L_3) : \theta_s = 2\pi \left(\frac{1}{N_r} - \frac{1}{N_s} \right) \quad (\text{IV.9})$$

$$\frac{1}{2} \text{ plat opposition} : \theta_x = \frac{(\alpha_r - \beta_r - \beta_s)}{2} \quad (\text{IV.10})$$

$$\frac{1}{2} \text{ plat conjonction} : \theta_z = \frac{(\beta_r - \beta_s)}{2} \quad (\text{IV.11})$$

$$\theta_y = (\theta_x + \beta_s) = \left(\frac{\alpha_r}{2} - \theta_z \right) \quad (\text{IV.12})$$

$$\theta_{xy} = \left(\frac{\alpha_r}{2} + \theta_s \right) = \theta_y + \theta_z + \theta_s \quad (\text{IV.13})$$

IV.2.2. SIMULATION SOUS *Matlab-Simulink*

IV.2.2.1. SCHEMA 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 inspiré de [51-56]. Pour réaliser cette simulation, nous avons 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 (IV.8) représente le diagramme général de simulation utilisé pour le modèle linéaire de la MRV alors que la figure (IV.9) précise le contenu de chaque phase. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe C.

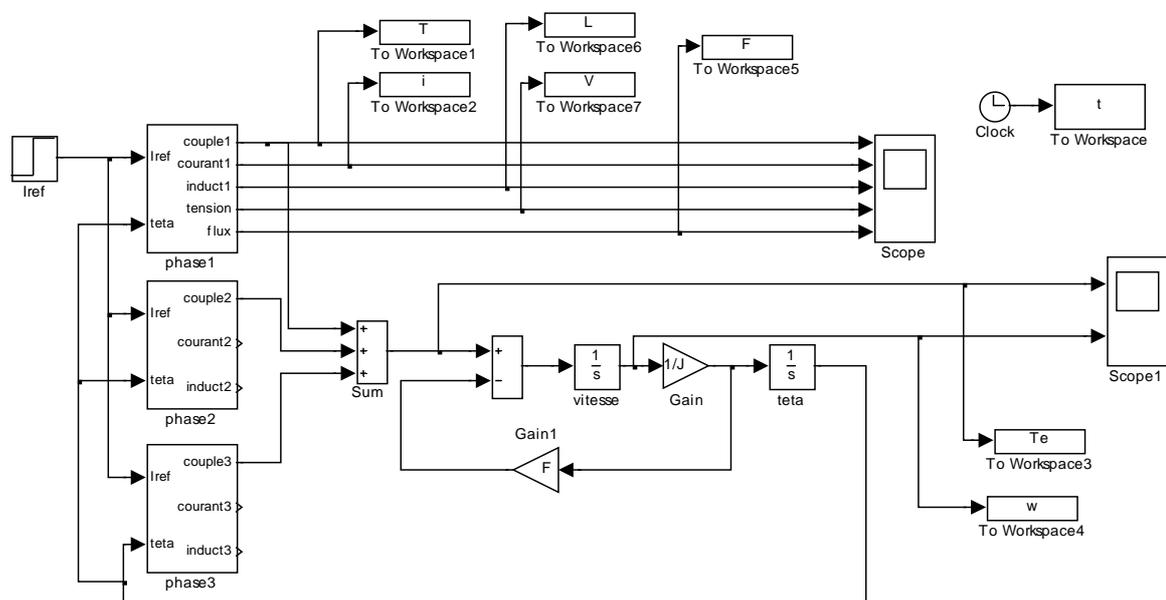


Fig. IV.8 Diagramme de simulation de MRV

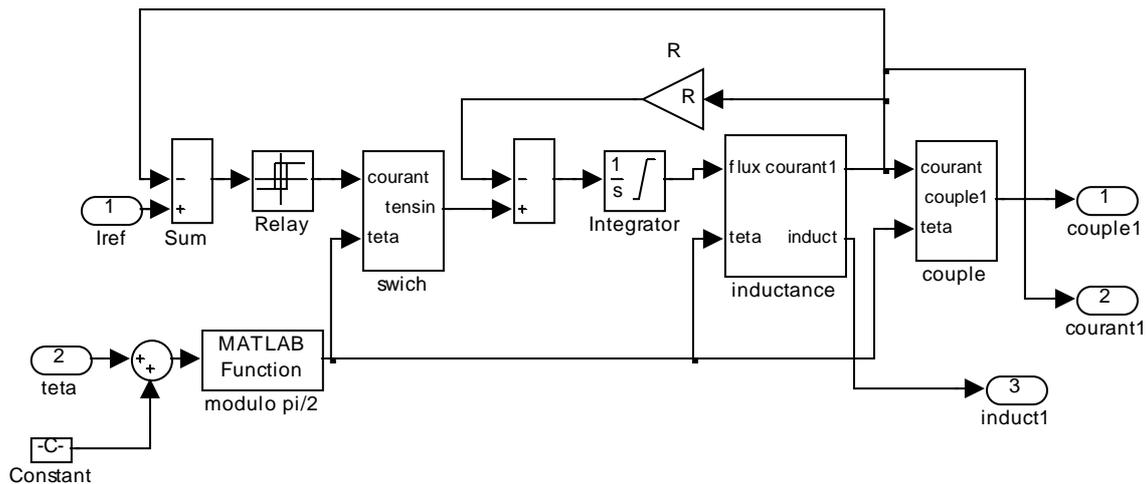
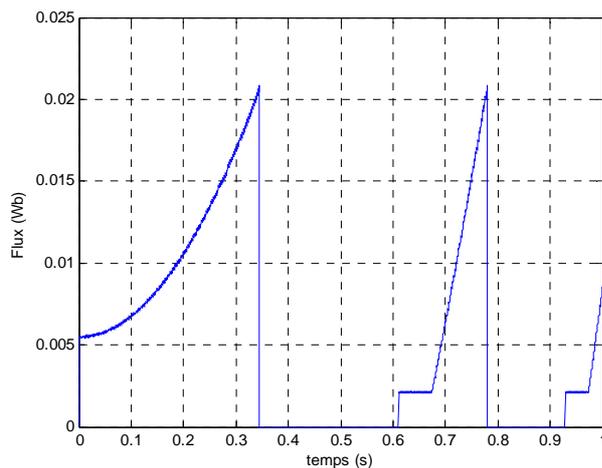
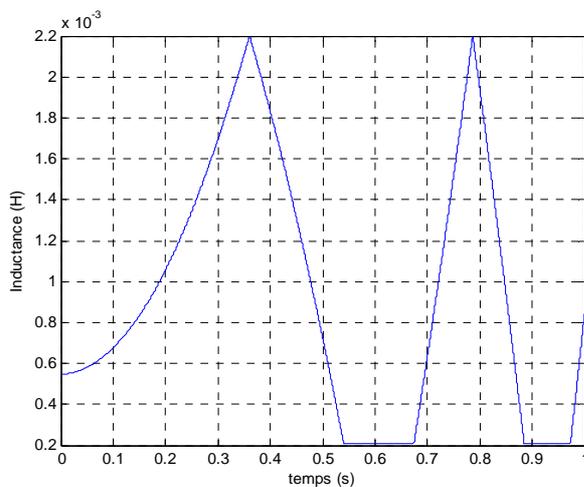


Fig. IV.9 Diagramme de simulation de MRV par phase

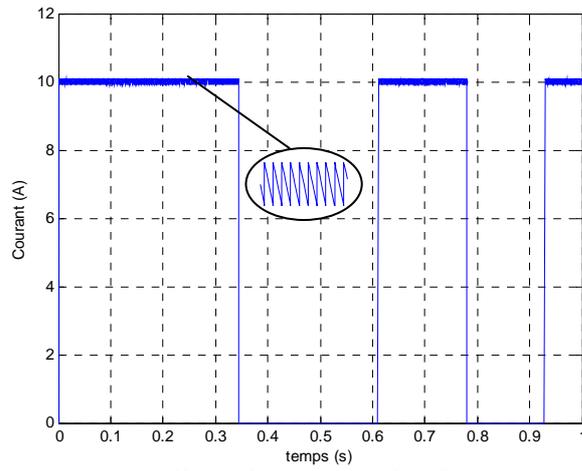
IV.2.2.2. RÉSULTATS DE SIMULATION



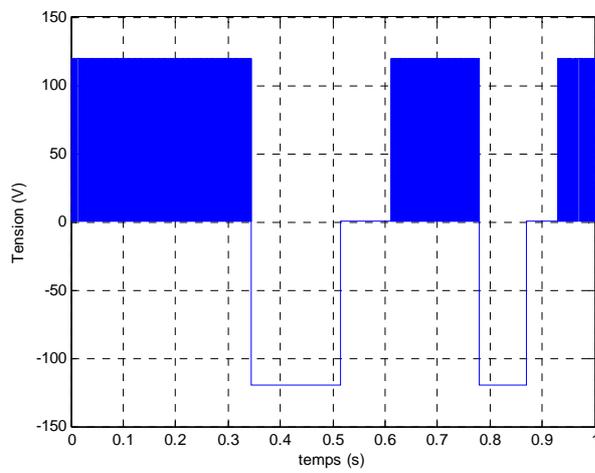
a) Variation du flux



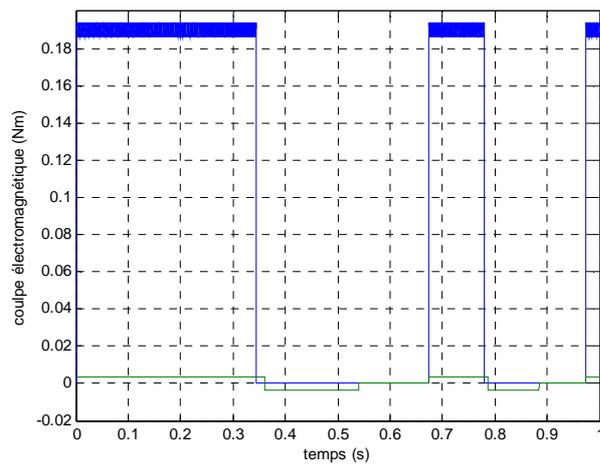
b) Evolution de l'inductance



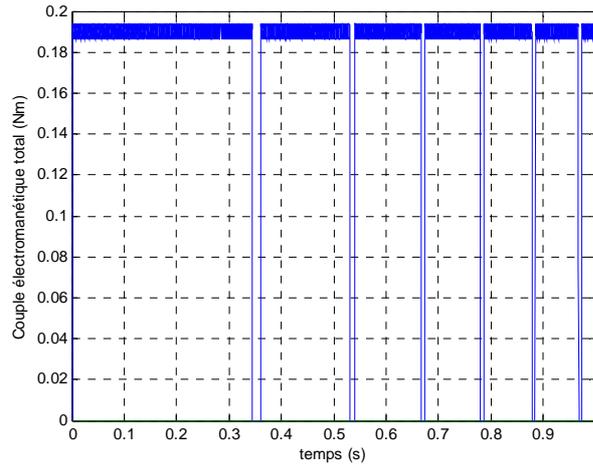
c) Allure du courant de phase



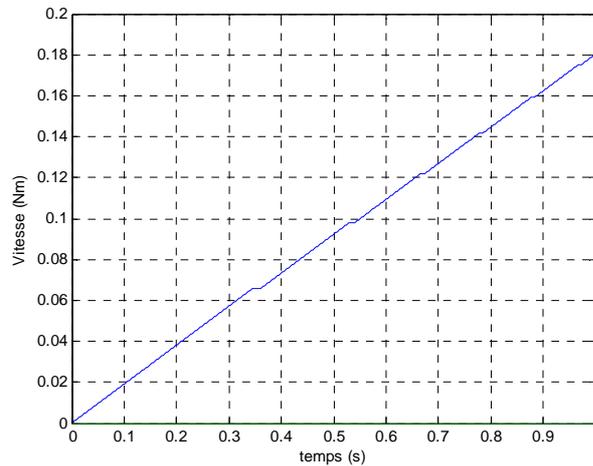
d) Forme de la tension par phase



e) Couple électromagnétique généré par phase



f) Allure du couple électromagnétique total



g) Vitesse de rotation du rotor

Fig. IV.10 Résultats du modèle simulé

IV.2.2.3. INTERPRÉTATIONS DES RÉSULTATS

Grâce au programme de simulation élaboré, nous avons pu tracer l'évolution des différentes grandeurs électriques et mécaniques. Les figures IV.10 (a-g) représentent respectivement les variations de flux, d'inductance, du courant de phase, de la tension par 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, cela est plus visible sur la figure (IV.10c) qui montre un zoom de 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 conséquent 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 ; cela augmente l'ondulation de la vitesse du moteur.

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 permettent de réduire (et même d'éliminer) la composante négative du couple puisque la valeur du couple, durant cet intervalle, est nulle.

CONCLUSION 4

Le quatrième chapitre porte sur l'application, en simulation, de la stratégie de commande en courant discutée précédemment à un moteur à reluctance variable à double saillance. Une première partie est consacrée 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 ; alors que la deuxième partie a permis la mise en œuvre du programme de simulation de l'ensemble Convertisseur-Machine-Commande et la présentation des résultats numériques les plus significatifs. Cette étude pourrait servir de base pour traiter le cas non-linéaire.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Quoique le principe de la Réductance Variable ait été mis en œuvre depuis environ un siècle (production de courants à fréquence élevée en radioélectricité et autres fours à induction, relais électromagnétiques, ...), il n'a connu de réel développement que très récemment grâce aux progrès réalisés dans divers domaines (électronique de puissance et de commande, matériaux de plus en plus performants, modélisation et simulation) qui ont permis d'améliorer les performances des MRV.

Ce type de machine très apprécié pour sa simplicité et sa robustesse ainsi que son faible coût pour des performances assez élevées, trouve aujourd'hui de multiples applications que ce soit en fonctionnement moteur ou générateur et dans de larges gammes de vitesses.

C'est pourquoi nous nous sommes intéressés à son étude que nous avons menée dans plusieurs directions :

1. L'étude théorique d'abord qui nous a permis d'appliquer quelques principes de la conversion électromécanique d'énergie appris lors de notre cursus et de mieux comprendre le fonctionnement de la MRV ainsi que les paramètres d'influence.

2. Par la suite, nous nous sommes intéressés à la *conception* d'un prototype du type MRVDS 6/4 que nous envisageons de réaliser pour des besoins expérimentaux de validation de nos développements théoriques. Nous avons ainsi pu appliquer nos connaissances en calcul et construction de machines pour *pré-dimensionner* ce prototype et pouvoir ainsi le simuler par la méthode des éléments finis (MEF).

3. Après une période d'apprentissage du logiciel *éléments finis Flux 2D* de *Cedrat*, nous avons pu simuler notre prototype sous cet environnement très convivial et obtenu des résultats assez intéressants sur la phénoménologie électromagnétique, notamment les caractéristiques $\text{flux}(n_i, \theta)$ en régime *non linéaire* et pour différentes positions (θ) du rotor, surtout les positions extrêmes de conjonction et d'opposition délimitant l'énergie pouvant être extraite donc le couple. Les résultats obtenus ont été doublement validés : par rapport à une étude menée par l'équipe du Prof. *Multon* [24] et confortés par les résultats analytiques du modèle magnétique équivalent que nous avons programmé sous *Matlab*.

4. En effet, le tracé des isopotentiels vecteurs par la MEF sous *Flux 2D* nous a permis d'établir un *schéma de réductances équivalent* pour pouvoir étudier analytiquement notre prototype de MRV ; pour ces besoins, nous avons confectionné un programme modulaire sous *Matlab* qui permet de calculer rapidement divers paramètres de la machine, à savoir : résistance ; inductances extrêmes L_{max} et L_{min} ; énergie magnétique transformée ; couple moyen ; pertes... Ce programme qui tourne assez bien pourrait aussi servir pour entamer un processus d'optimisation de la machine !

5. Enfin, inspirés d'un article de *F. Soares* [51], nous avons pu simuler ce prototype sous *Simulink* et étudier quelques unes de ses performances dynamiques en *régime linéaire* seulement. Les premiers obtenus résultats sont encourageants.

Aussi, les perspectives que nous pouvons envisager pour poursuivre ce travail et l'enrichir davantage peuvent se résumer ainsi :

- couplage de l'alimentation (convertisseur statique) avec la MRV pour le modèle éléments finis.
 - optimisation de la géométrie de la machine pour le modèle analytico-numérique (environnement *Flux 2D-Matlab*)
 - mise en oeuvre de techniques de commande et de régulation plus performantes lors de la simulation sous *Simulink*.
 - prise en compte de la saturation pour affiner le modèle.
 - envisager enfin le fonctionnement en générateur.
-

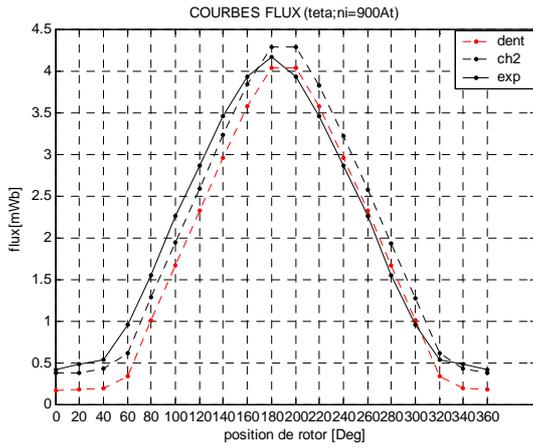


Fig. A.a flux-position (900A)

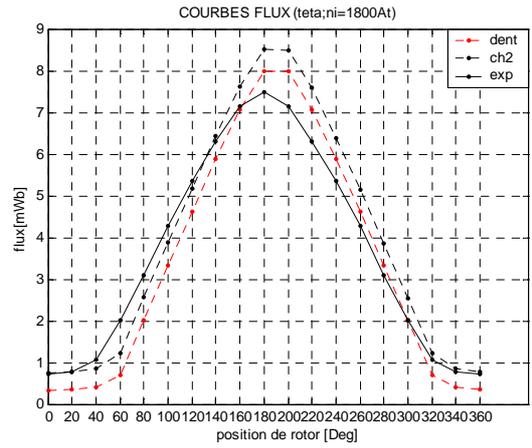


Fig. A.b flux-position (1800A)

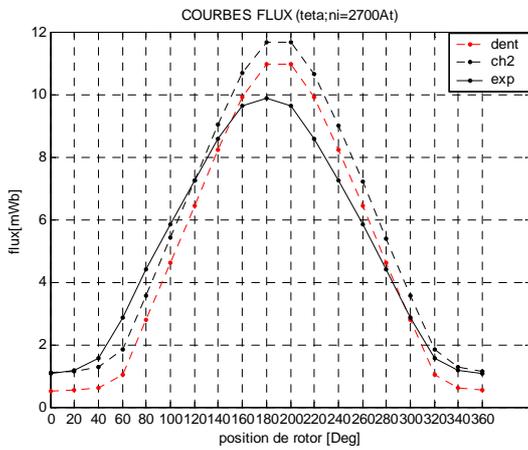


Fig. A.c flux-position (2700A)

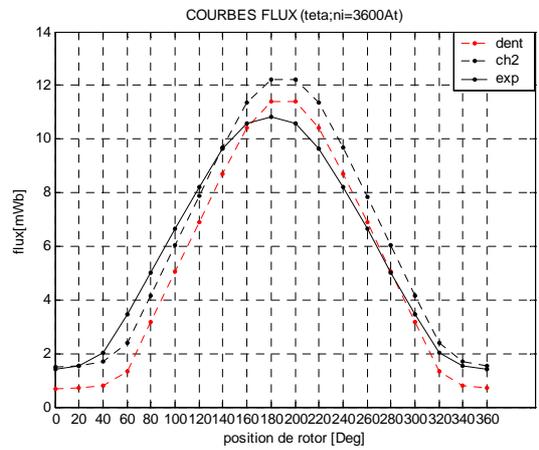


Fig. A.d flux-position (3600A)

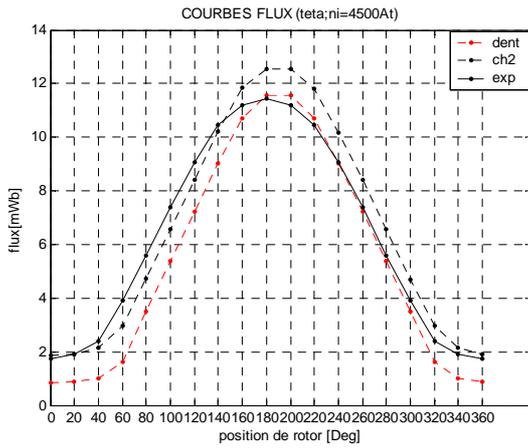


Fig. A.e flux-position (4500A)

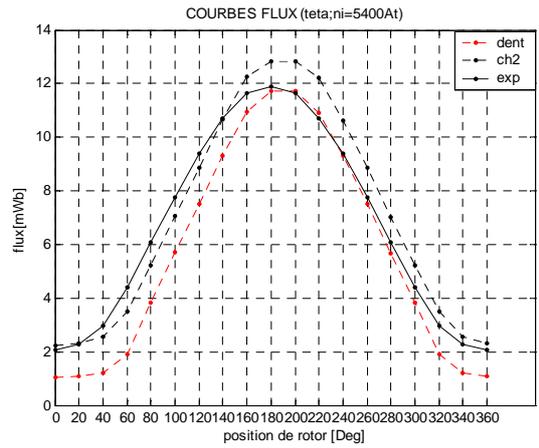


Fig. A.f flux-position (5400A)

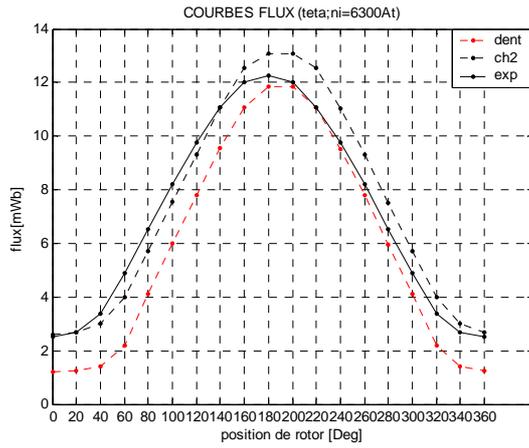


Fig. A.g flux-position (6300A)

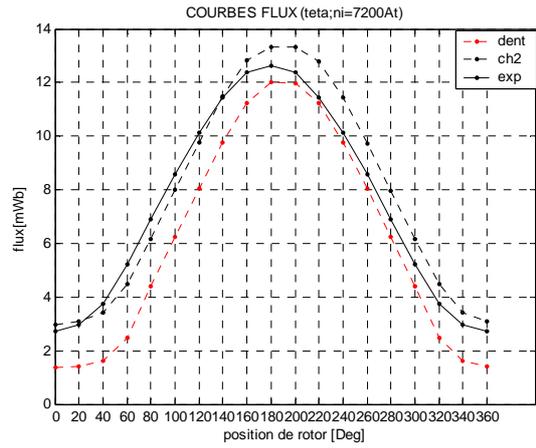


Fig. A.h flux-position (7200A)

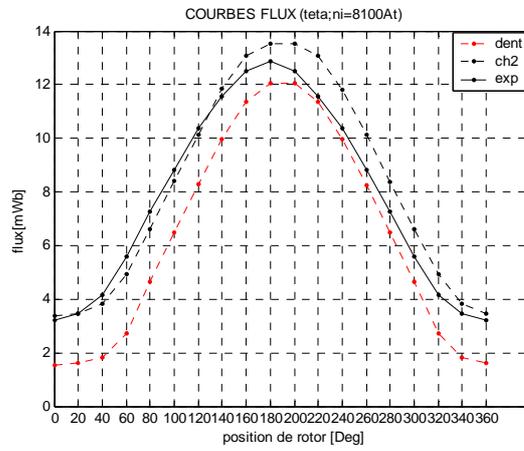


Fig. A.i flux-position (8100A)

Fig. A.1(a-i) Comparaison flux(θ ; paramètre= ni) mesurés exp. et calculés par MEF

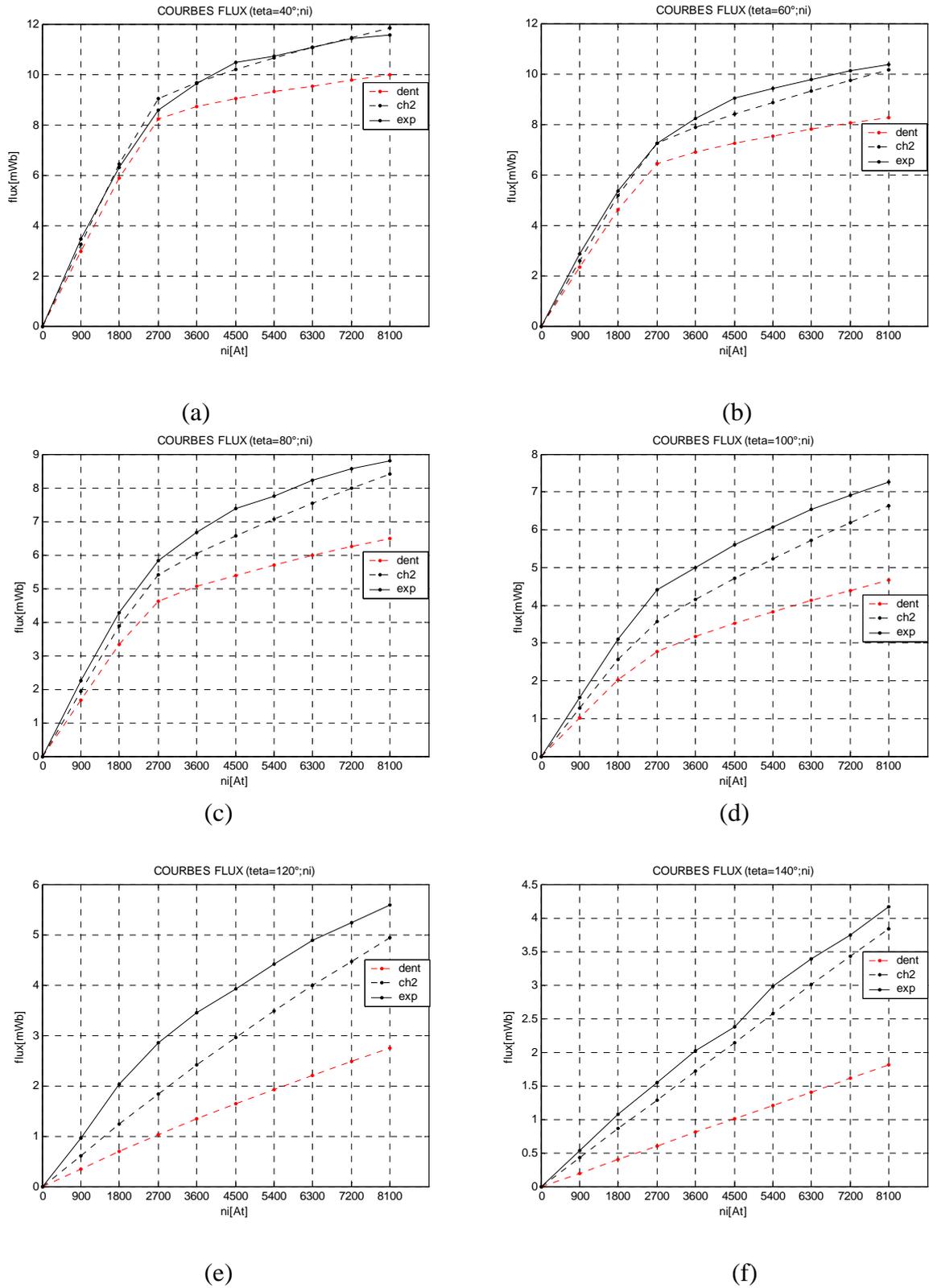


Fig. A.2 Comparaison flux (ni) mesurés exp. et calculés par MEF pour différentes positions θ : (a) 40° ; (b) 60° ; (c) 80° ; (d) 100° ; (e) 120° ; (f) 140° .

B.1. Calcul De L 'inductance Minimale

Tube2 :

Pour notre exemple d'étude et vu la symétrie de la géométrie, on peut réduire le domaine d'étude. Pour cela nous n'avons retenu qu'une seule ligne au lieu de deux.

Pour ce trajet de flux on prend les mêmes notations utilisées pour le trajet ϕ_1 sauf que les indices passent de 1 à 2.

On considère que cette ligne pénètre la dent rotorique à $\frac{h_r}{4}$ comptée a partir de la périphérie de la culasse rotorique [34] [35].

Calcule des longueurs moyennes l_{i2} et des surfaces moyennes A_{i2} .

- **Au niveau de l'entrefer**

La surface de dent statorique traversée par ϕ_2 est donnée par:

$$A_{s2} = \left(\frac{\beta_s RL}{4} \right) \quad (B.1)$$

La surface de dent rotorique traversée par ϕ_2 est donnée par:

$$A_{r2} = \left(\frac{h_r}{2} \right) L \quad (B.2)$$

La surface moyenne est donnée par :

$$A_{e2} = \frac{A_{s2} + A_{r2}}{2} = \frac{L}{2} \left(\frac{\beta_s R}{2} + h_r \right) \quad (B.3)$$

Soit l_{e2} la longueur moyenne parcourue par ϕ_2 dans l'entrefer. On considère le point "O" comme origine :

$$OB = R \quad (B.4)$$

$$\theta_3 = \frac{\beta_s}{4} \quad (B.5)$$

Les coordonnées de B(x_1, y_1) sont :

$$(x_1, y_1) = (R \sin \theta_3, R \cos \theta_3) \quad (B.6)$$

Les coordonnées de $C(x_2, y_2)$ sont calculées selon:

$$OD = R - e - \frac{3}{4}h_r \quad (\text{B.7})$$

$$CD = (R - e) \frac{\beta_r}{2} \quad (\text{B.8})$$

$$\theta_4 = \frac{CD}{OD} \quad (\text{B.9})$$

$$\theta_5 = \frac{\alpha_r}{2} - \theta_4 \quad (\text{B.10})$$

$$C(x_2, y_2) = [(OD) \sin \theta_5, (OD) \cos \theta_5] \quad (\text{B.11})$$

La distance linéaire entre le point B et C est considérée comme un coté du triangle équilatéral qui est le rayon de l'arc formé par le tube ; cette longueur est déterminée par l'équation :

$$BC = \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2} \quad (\text{B.12})$$

$$\text{D'où l'arc } BC = [BC] \frac{\pi}{3} = l_{e2} \quad (\text{B.13})$$

- **pole statorique:**

$$A_{s2} = \left(\frac{\beta_s RL}{4} \right) \quad \text{et} \quad l_{s2} = h_s \quad (\text{B.14})$$

- **pole rotorique:**

$$A_{r2} = \left(\frac{h_r}{2} \right) L \quad \text{et} \quad l_{r2} = \frac{h_r}{4} \quad (\text{B.15})$$

- **culasse rotorique:**

$$A_{cr2} = A_{cr1} \quad \text{et} \quad l_{cr2} = l_{cr1} \quad (\text{B.16})$$

- **culasse statorique:**

$$A_{cs2} = A_{cs1} \quad \text{et} \quad l_{cs2} = l_{cs1} \quad (\text{B.17})$$

On donne le circuit magnétique équivalent:

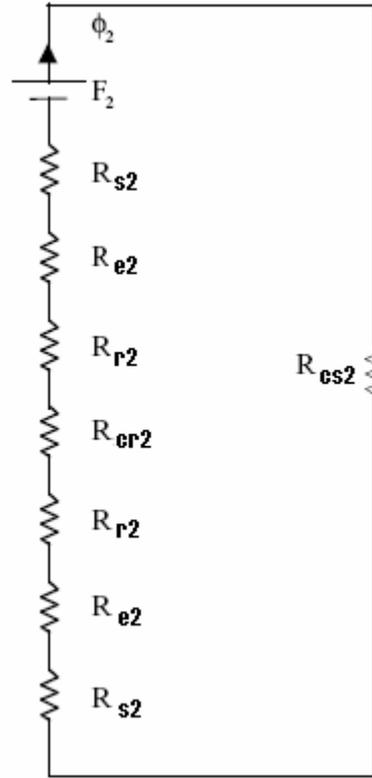


Fig. B.1 Circuit équivalent pour le tube de flux 2

La Fmm pour le chemin de flux ϕ_2 est déduite du circuit magnétique équivalent ainsi:

$$F_2 = \{2(R_{s2} + R_{e2} + R_{r2}) + R_{cr2} + R_{cs2}\} \cdot \phi_2 \quad (\text{B.18})$$

Avec les reluctances :

$$R_{s2} = \frac{l_{s2}}{A_{s2}\mu_0\mu_r} = \frac{l_{s2}}{A_{s2}\left(\frac{B_{s2}}{H_{s2}}\right)} = \frac{H_{s2}l_{s2}}{A_{s2}B_{s2}} \quad (\text{B.19})$$

$$R_{e2} = \frac{l_{e2}}{A_{e2}\mu_0} \quad (\text{B.20})$$

$$R_{r2} = \frac{l_{r2}}{A_{r2}\mu_0\mu_r} = \frac{l_{r2}}{A_{r2}\left(\frac{B_{r2}}{H_{r2}}\right)} = \frac{H_{r2}l_{r2}}{A_{r2}B_{r2}} \quad (\text{B.21})$$

$$R_{cr2} = \frac{l_{cr2}}{A_{cr2}\mu_0\mu_r} = \frac{l_{cr2}}{A_{cr2}\left(\frac{B_{cr2}}{H_{cr2}}\right)} = \frac{H_{cr2}l_{cr2}}{A_{cr2}B_{cr2}} \quad (\text{B.22})$$

$$R_{cs2} = \frac{l_{cs2}}{A_{cs2} \mu_0 \mu_r} = \frac{l_{cs2}}{A_{cs2} \left(\frac{B_{cs2}}{H_{cs2}} \right)} = \frac{H_{cs2} l_{cs2}}{A_{cs2} B_{cs2}} \quad (\text{B.23})$$

L'erreur ΔF doit être testée à l'aide de l'algorithme décrit ci-dessus.

D'où l'inductance due à ϕ_2 :

$$L_{\text{min}2} = 2 \frac{N_t \cdot \phi_2}{i} = \frac{2N_t \frac{F_2}{[2(R_{s2} + R_{e2} + R_{r2}) + R_{cr2} + R_{cs2}]}}{i} = \frac{N_t^2}{[2(R_{s2} + R_{e2} + R_{r2}) + R_{cr2} + R_{cs2}]} \quad (\text{B.24})$$

Tube3 :

La procédure pour calculer l'inductance due à ϕ_3 restera la même que pour celle de ϕ_2

Pour ce trajet de flux on prend les mêmes notations utilisées pour les trajets de ϕ_1 et ϕ_2 sauf que les indices passent à 3.

On considère que cette ligne quitte la dent statorique à $\frac{5}{64} \beta_s$ comptée à partir du bout du pole statorique. On considère aussi que cette ligne pénètre la dent rotorique à $3 \frac{h_r}{4}$ comptée à partir de la périphérie de la culasse rotorique. Ces valeurs sont approuvées par la MEF [34][35].

Comme pour ϕ_1 et ϕ_2 on calculera les longueurs moyennes et les surfaces traversées par le flux.

- **Au niveau de l'entrefer**

La surface traversée par ϕ_3 est donnée par: $A_{e3} = \frac{A_{s3} + A_{r3}}{2}$ (B.25)

avec A_{s3} et A_{r3} sont données par la suite.

$$OD = \left(R - e - \frac{h_r}{4} \right) \quad (\text{B.26})$$

$$CD = (R - e) \frac{\beta_r}{2} \quad (\text{B.27})$$

$$OB = R \quad (\text{B.28})$$

$$\theta_1 = \left(\frac{\beta_s}{2} - \frac{5\beta_s}{64} \right) = \frac{27\beta_s}{64} \quad (\text{B.29})$$

$$\theta_6 = \frac{CD}{OD} \quad (\text{B.30})$$

$$\theta_7 = \alpha_r - \theta_6 \quad (\text{B.31})$$

Les coordonnées de B = $(x_1, y_1) = \{(OB)\sin \theta_1, (OB)\cos \theta_1\}$ (B.32)

Les coordonnées de C = $(x_2, y_2) = \{(OD)\sin \theta_7, (OD)\cos \theta_7\}$ (B.33)

$$BC = \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2} \quad (\text{B.34})$$

D'où l'arc $\widehat{BC} = [BC] \frac{\pi}{3} = l_{e3}$ (B.35)

- **pole statorique:**

$$A_{s3} = \frac{3}{32} \beta_s RL \quad \text{et} \quad l_{s3} = h_s \quad (\text{B.36})$$

- **pole rotorique:**

$$A_{r3} = \frac{h_r L}{4} \quad \text{et} \quad l_{r3} = \frac{5}{8} h_r \quad (\text{B.37})$$

- **culasse rotorique:**

$$A_{cr3} = A_{cr1} \quad \text{et} \quad l_{cr3} = l_{cr1} \quad (\text{B.38})$$

- **culasse statorique:**

$$A_{cs3} = A_{cs1} \quad \text{et} \quad l_{cs3} = l_{cs1} \quad (\text{B.39})$$

On donne le circuit magnétique équivalent:

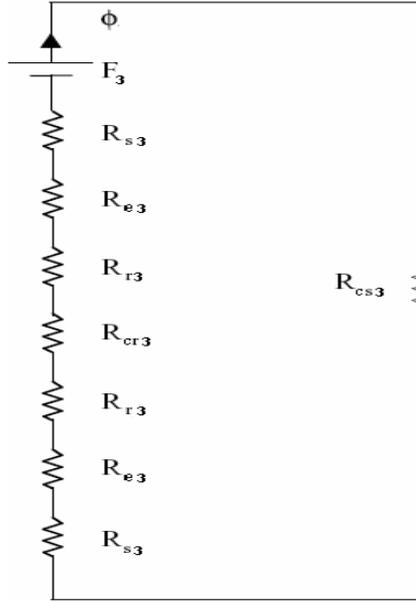


Fig. B.2 Circuit équivalent pour le tube de flux 3

D'où l'inductance contribué par ϕ_3 et donnée par:

$$L_{\min 3} = 2 \frac{N_t \cdot \phi_3}{i} = \frac{N_t^2}{[2(R_{s3} + R_{e3} + R_{r3}) + R_{cr3} + R_{cs3}]} \quad (\text{B.40})$$

Tube 4 :

La procédure pour calculer l'inductance contribué par ϕ_4 restera la même que pour celle de ϕ_2

On considère que cette ligne quitte la dent statorique juste au coin (bout du pole statorique).

On considère aussi que cette ligne pénètre la dent rotorique à $\frac{7h_r}{8}$ comptée à partir de base de la culasse rotorique. Ces valeurs sont approuvées par la MEF [34][35].

Comme pour ϕ_3 on calculera les longueurs moyennes et les surfaces traversées par le flux.

- **Au niveau de l'entrefer**

On considère que la largeur de ce tube de flux au pole statorique égale [34] :

$$\left(\frac{\beta_s}{32} R + \frac{1}{4} \frac{h_s}{4} \right) \quad (\text{B.41})$$

La surface du dent statorique traversée par ϕ_2 est donnée par:

$$A_{s4} = \left(\frac{\beta_s RL}{32} + \frac{1}{4} \frac{h_s}{4} L \right) \quad (\text{B.42})$$

La surface du dent rotorique traversée par ϕ_2 est donnée par:

$$A_{r4} = \frac{h_r L}{4} \quad (\text{B.43})$$

La surface moyenne est donnée par :

$$A_{e4} = \frac{A_{s4} + A_{r4}}{2} = \frac{L}{2} \left(\frac{\beta_s R}{32} + \frac{1}{4} \frac{h_s}{4} + \frac{h_r}{4} \right) \quad (\text{B.44})$$

Soit l_{e4} la longueur moyenne parcourue par ϕ_4 dans l'entrefer. Le point "O" étant considéré comme origine :

$$\theta_1 = \frac{\beta_s}{2} \quad (\text{B.45})$$

Les coordonnées de B = $(x_3, y_3) = \{R \sin \theta_1, R \cos \theta_1\}$ (B.46)

$$OC = \left(R - e - \frac{h_r}{8} \right) \quad (\text{B.47})$$

$$\theta_8 = \frac{\beta_r (R - e)}{2(R - e - \frac{h_r}{8})} \quad (\text{B.48})$$

$$\theta_9 = \frac{\alpha_r}{2} - \theta_8 \quad (\text{B.49})$$

Les coordonnées de C = $(x_4, y_4) = \{(OC) \sin \theta_9, (OC) \cos \theta_9\}$ (B.50)

$$\text{D'où } BC = l_{e4} = \sqrt{(x_3 - x_4)^2 + (y_3 - y_4)^2} \quad (\text{B.51})$$

- **pole statorique:**

$$A_{s4} = \left(\frac{\beta_s RL}{32} + \frac{1}{4} \frac{h_s}{4} L \right) \quad \text{et} \quad l_{s4} = h_s \quad (\text{B.52})$$

- **pole rotorique:**

$$A_{r4} = \frac{h_r L}{4} \quad \text{et} \quad l_{r4} = \frac{7}{8} h_r \quad (\text{B.53})$$

- **culasse rotorique:**

$$A_{cr4} = A_{cr1} \quad \text{et} \quad l_{cr4} = l_{cr1} \quad (\text{B.54})$$

- **culasse statorique:**

$$A_{cs4} = A_{cs1} \quad \text{et} \quad l_{cs4} = l_{cs1} \quad (\text{B.55})$$

On donne le circuit magnétique équivalent:

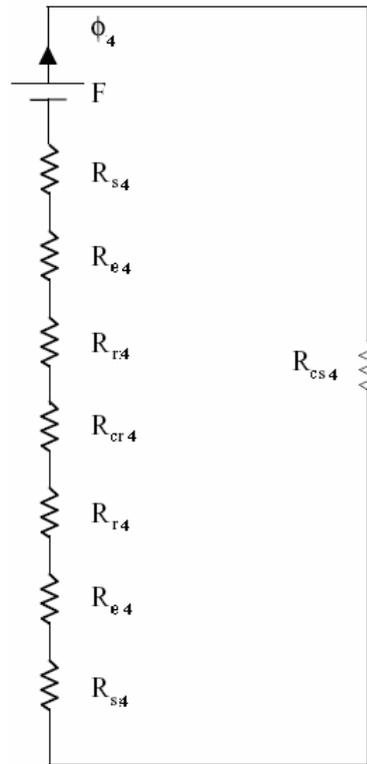


Fig. B.3 Circuit équivalent pour le tube de flux 4

De même l'inductance contribué par ϕ_4 est donnée par:

$$L_{\min 4} = 2 \frac{N_t \cdot \phi_4}{i} = \frac{N_t^2}{[2(R_{s4} + R_{e4} + R_{r4}) + R_{cr4} + R_{cs4}]} \quad (\text{B.56})$$

Tube 5 :

Par raison de symétrie on ne considère qu'une seule ligne au lieu de deux.

Pour ce trajet le tube de flux a une largeur de $\frac{3 h_s}{4}$ à la sortie du pole statorique et seulement $\frac{1}{8}$ de l'arc du pole rotorique à l'entrée du rotor. Ces valeurs sont approuvées par la MEF [34][35].

Comme pour ϕ_3 on calculera les longueurs moyennes et les surfaces traversées par le flux.

• **Au niveau de l'entrefer**

La surface traversée par ϕ_5 est donnée par: $A_{e5} = \frac{A_{s5} + A_{r5}}{2}$ (B.57)

avec A_{s5} et A_{r5} sont données par la suite.

Soit l_{e4} la longueur moyenne parcouru par ϕ_5 dans l'entrefer. Le point "O" étant considéré comme origine $\rightarrow o = (0, 0)$

$$x_5 = AB = R \sin\left(\frac{\beta_s}{2}\right) \quad (B.58)$$

$$y_5 = OA = R \cos\left(\frac{\beta_s}{2}\right) + \frac{5h_s}{32} \quad (B.59)$$

$$\text{Les coordonnées de B sont } (x_5, y_5) = \left(R \sin\left(\frac{\beta_s}{2}\right), \left\{ R \cos\left(\frac{\beta_s}{2}\right) + \frac{5h_s}{32} \right\} \right) \quad (B.60)$$

$$\theta_1 = \tan^{-1}\left(\frac{x_5}{AD}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{x_5}{y_5 - (R - e - h_r)}\right) \quad (B.61)$$

$$OC = (R - e) \quad (B.62)$$

$$\theta_2 = \frac{\alpha_r}{2} - \frac{7}{16}\beta_r \quad (B.63)$$

$$\text{Les coordonnées de C } = (x_6, y_6) = ((OC)\sin\theta_2, (OC)\cos\theta_2) \quad (B.64)$$

$$\text{Les coordonnées de D } = (x_7, y_7) = (0, (R - e - h_r)) \quad (B.65)$$

$$DC = \sqrt{(x_7 - x_6)^2 + (y_7 - y_6)^2} \quad (B.66)$$

$$DB = \sqrt{(x_7 - x_5)^2 + (y_7 - y_5)^2} \quad (\text{B.67})$$

$$\theta_3 = \tan^{-1} \left(\frac{CE}{DE} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{y_6 - y_7}{x_6} \right) \quad (\text{B.68})$$

$$\theta_4 = \frac{\pi}{2} - \theta_3 - \theta_1 \quad (\text{B.69})$$

$$l_{e5} = \frac{1}{2}(DB + DC)\theta_4 \quad (\text{B.70})$$

- **pole statorique:**

$$A_{s5} = \left(\frac{3}{4} \frac{h_s}{4} L \right) \quad \text{et} \quad l_{s5} = h_s + \frac{C}{2} - \frac{3}{8} \left(\frac{h_s}{4} \right) \quad (\text{B.71})$$

- **pole rotorique:**

$$A_{r5} = (R - e) \frac{\beta_r}{8} L \quad \text{et} \quad l_{r5} = h_r \quad (\text{B.72})$$

- **culasse rotorique:**

$$A_{cr5} = A_{cr1} \quad \text{et} \quad l_{cr5} = l_{cr1} \quad (\text{B.73})$$

- **culasse statorique:**

$$A_{cs5} = A_{cs1} \quad \text{et} \quad l_{cs5} = l_{cs1} \quad (\text{B.74})$$

On donne le circuit magnétique équivalent:

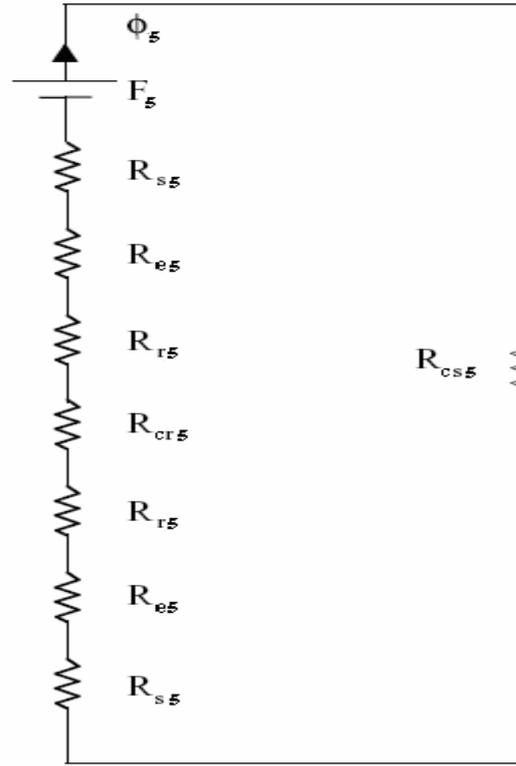


Fig. B.4 Circuit équivalent pour le tube de flux 5

De même, l'inductance contribué par ϕ_5 est donnée par:

$$L_{\text{min}5} = 2 \frac{N_t \cdot \phi_5}{i} = \frac{N_t^2}{[2(R_{s5} + R_{e5} + R_{r5}) + R_{cr5} + R_{cs5}]} \quad (\text{B.75})$$

Tube 6 :

Le trajet de flux peut être considéré comme un arc de cercle de centre O (0,0) en deux parties du

trajet. La largeur du tube est de $\frac{h_s}{4}$ et sa hauteur de $\left(\frac{h_s}{4} + \frac{1}{2} \frac{h_s}{4}\right)$

Il faut noter qu'il y a 4 tubes de flux par phase; où le flux enferme $\frac{3}{8}$ des ampères- tours [34, 35]

Le point "O" étant considéré comme origine $\rightarrow o = (0, 0)$. Les coordonnées de OC sont :

$$x_1 = AC = R \sin\left(\frac{\beta_s}{2}\right) \quad (\text{B.76})$$

$$y_1 = OA = R \cos\left(\frac{\beta_s}{2}\right) + \frac{3h_s}{8} \quad (\text{B.77})$$

$$\theta_1 = \sin^{-1}\left(\frac{x_1}{\sqrt{x_1^2 + y_1^2}}\right) \quad (\text{B.78})$$

$$\theta_2 = \left(\frac{2\pi}{N_s} - 2\theta_1\right) \quad (\text{B.79})$$

- **entrefer :**

D'où la longueur moyenne parcourue dans l'entrefer :

$$l_{e6} = (OC)\theta_2 = \left[\sqrt{x_1^2 + y_1^2}\right]\theta_2 \quad (\text{B.80})$$

Et la surface traversée par ϕ_6 est donnée par:

$$A_{e6} = \frac{h_s}{4} L \quad (\text{B.81})$$

- **pole statorique:**

$$A_{s6} = A_{e6} = \left(\frac{h_s}{4} L\right) \quad \text{et} \quad l_{s6} = \frac{5}{8} h_s + \frac{C}{2} \quad (\text{B.82})$$

- **culasse statorique:**

$$A_{cs6} = A_{cs1} \quad \text{et} \quad l_{cs6} = \left(R + h_s + \frac{C}{4}\right) \left[\frac{2\pi}{N_s} - 2\theta_1\right] \quad (\text{B.83})$$

On donne le circuit magnétique équivalent:

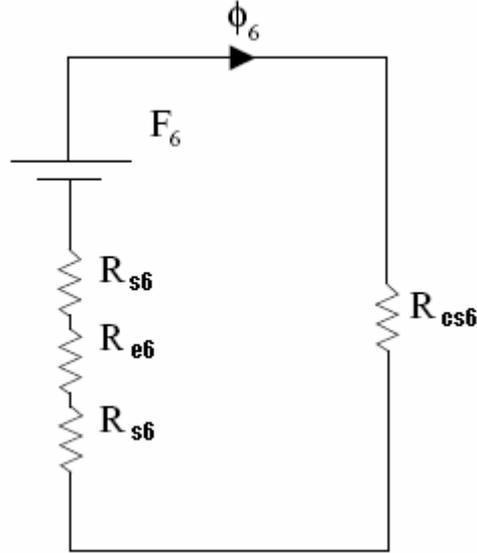


Fig. B.5 Circuit équivalent pour le tube de flux 6

De même l'inductance contribué par ϕ_6 est donnée par:

$$\phi_6 = \frac{F_6}{2R_{s6} + R_{e6} + R_{cs6}} = \frac{\frac{3}{8}(N_t i)}{2R_{s6} + R_{e6} + R_{cs6}} \quad (\text{B.84})$$

D'où l'inductance contribué par ϕ_6 :

$$L_{\min 6} = 4 \frac{\left\{ \frac{3}{8}(N_t \phi_6) \right\}}{i} = \frac{12}{8} \frac{N_t^2}{(2R_{s6} + R_{e6} + R_{cs6})} \quad (\text{B.85})$$

Tube 7 :

Le tube de flux dans ce cas est considéré comme un arc de cercle de centre B et deux segments de droites perpendiculaires en B.

On peut déduire:

$$l_{s7} = \frac{1}{2} \frac{h_s}{2} + \frac{C}{4} \quad \text{et} \quad A_{s7} = \frac{h_s}{2} L \quad (\text{B.86})$$

$$l_{e7} = \left(\frac{1}{4} h_s \right) \frac{\pi}{2} \quad \text{et} \quad A_{e7} = A_{s7} \quad (\text{B.87})$$

$$l_{cs7} = \frac{h_s}{4} \quad \text{et} \quad A_{cs7} = A_{cs1} \quad (\text{B.88})$$

On donne le circuit magnétique équivalent:

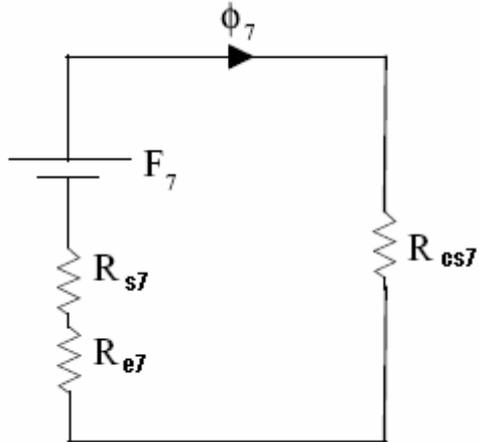


Fig. B.6 Circuit équivalent pour le tube de flux 7

La fmm causant ϕ_7 est égale au quart de la fmm par phase ; d'où:

$$L_{\text{min}7} = 4 \frac{N_i \phi_7}{2i} = 2 \frac{N_i \phi_7}{i} \quad (\text{B.89})$$

Finalement, on peut déterminer l'inductance minimale dite inductance d'opposition d'une phase statorique:

$$L_{\text{min}} = \sum_{j=1}^7 L_{\text{min}j} \quad (\text{B.90})$$

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) : $L_M=2.20 \text{ mH}$

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

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 : $I_{ref}=10\text{A}$

- [1] B. Multon, « Moteurs Pas-a-Pas », E. N.S. Cachan, mai 2004, ISBN : 2-909968-64-2.
- [2] L. Moreau, « Modélisation, Conception et Commande de GRV », Thèse Doctorat, Univ. Nantes, 9 Dec 2005.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] R. Goyet, « Contribution à l'étude des machines à réluctance variable à disques imbriqués », Thèse Doctorat Es Sciences, 23 Juin 1981, Paris 6-11.
- [6] B. Multon, « Optimisation du dimensionnement des alimentations des machines à réluctance variable ». Revue de physique appliquée, N° 22, mai 1987, pp. 339 à 357.
- [7] 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.
- [8] B. Multon, « Cas d'une machine à aimants permanents à f.e.m. trapézoïdales alimentée en courants rectangulaires », Université Paris-Sud / ENS Cachan.
- [9] A. Mailfert, F.M. Sargos, « Machines à Réluctance Variable : Principes des MRV- Machines à Commutation », Techniques de l'Ingénieur, D 3680.
- [10] A. Mailfert, F.M. Sargos, « Machines à Réluctance Variable : Machines polyphasées. Machines excitées », Techniques de l'Ingénieur, D 3681.
- [11] E. Hoang, « Etude, modélisation et mesure des pertes magnétiques dans les moteurs à réluctance variable à double saillance », Thèse ENS Cachan – 1995.
- [12] M. Correvon, « Conversion Electromécanique », CD\SEM\Cours\Chap.2, HEIG-VD, HES-SO, Suisse.

- [13] Y. Deshayes, J.C. Gianduzzo et F. Cazaurang, « Energie Magnétique et Conversion Electromécanique », chap.7 LST3EEA-PEA 503, Université Bordeaux 1.
- [14] O. C. Zienkiewicz , « The Finite Elements Method », Mc Graw-Hill, 3è Ed., 1977.
- [15] M.V.K. Chari and P.P. Silvester , « Finite elements for electrical and magnetic fields problems » , Chichester : John Wiley , 1981.
- [16] P. P. Silvester and R. L. Ferrari, « Finite Elements Method for Electrical Engineers », Cambridge University Press, 2è edition, 1990, Reprinted 1991.
- [17] J. C. Sabonnadière et J. L. Coulomb, « Elements Finis et CAO », Traité des Nouvelles Technologies, Série Assistance Par Ordinateur (XAO), Edition 1986.
- [18] A. Boumahrat et A. Gourdin, « Méthodes numériques appliquées », Ed. OPU, 1993.
- [19] G. Datt et G. Touzot, « Une Présentation de la Méthode des Eléments Finis », Maloine S.A. Editeur Paris, Deuxième édition 1984.
- [20] Flux-2D (version 7.6) commercialisée par Cedrat, Zirst, 38 240 Meylan, France.
- [21] 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.
- [22] A. J. Pires, P. J. Costa Branco, « Obtaining the Magnetic Characteristics of an 8/6 Switched Reluctance Machine: From FEM Analysis to the Experimental Tests », IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL.52, NO.6, December 2005.
- [23] S. Masic, J. Corda, S. Smaka, « Computation of Static, Steady-state and Dynamic Characteristics of the Switched Reluctance Moteur », ISSN 0005-1144, ATKAAF 43(3-4), 109-117 (2002).
- [24] B. Multon, « Possibilités du MRVDS pour la motorisation de véhicules électriques », C-VELEC'95, Grenoble, 1-2 Fevrier 1995.
- [25] Y. Sofiane, « Contribution à l'étude et à la modélisation d'un moteur à réluctance variable à double saillance de type pas à pas », thèse de doctorat, Lille 2001.

- [26] Y. Alhassoun, « Etude et mise en œuvre de machines à aimantation induite fonctionnant à haute vitesse ». Thèse doctorat LEEI, ENSEEH Toulouse, 27/5/2005.
- [27] B. Multon, « Motorisation des Véhicules Electriques ».Techniques Ingénieur, E3996.
- [28] B. Multon, D.Bonot et J.M. Hube, « Conception d'un Moteur à Réductance Autocommuté alimenté en courant », 6^e colloque MOPP, EPFL 4-5 Juillet 90 ;
- [29] B. Multon, « Conception et alimentation électronique des machines à réductance variable à double saillance, Rapport d'habilitation de l'ENS de Cachan (17 mai 1994).
- [30] B. Multon, S. Hassine, J.Y. Le Chenadec, « Pole Arcs Optimization of Vernier Reluctance Motors Supplied with Square Wave Current », Electric Machines and Power Systems, vol.21, No 6, 1993.
- [31] G. Séguier, F. Notelet, « Electrotechnique industrielle », 3^e Edition, Janvier 2006.
- [32] M. Correvon, « pas à pas ch7 », CD\SEM\Cours\Chap07.
- [33] 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.
- [34] R. Krishnan, « Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design & Applications », CRC Press (2001), pp. 351-384.
- [35] 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.
- [36] C.J. van Duijn, « Development of Methods, Algorithms and Software for Optimal Design of Switched Reluctance Drives», 17 januari 2006.
- [37] 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.
- [38] V. Vujcic, 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.
- [40] P.J. Lawrenson, J.M. Stephenson, P.T. Blenkinsop, J. Corda and N.N Fulton « Variable Speed switched reluctance motors », Proc. IEE, vol.127, Pt.B, No 4, July 1980, pp. 253-265.
- [41] T. Raminosa « Optimisation des performances des machines synchro-reluctantes par reseaux de permeances », 5 Octobre 2006.

- [42] F. Daldaban, N. Ustkoyuncu « Analysis of A New Double Sided Linear Switched Reluctance Moto », Erciyes Universitesi Fen Bilimleri Enstitusu Dergisi, 22(1-2) 50-56 (2006).
- [43] T.J.E. Miller, «Brushless PM and Reluctance Motor Drives », Proc. IEE, vol.127, Pt.B, No 4, July 1980, pp. 253-265.
- [44] 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.
- [45] H. Kub, T. Wichert, B. Szymanski, «Design of a high speed Switched Reluctance Motor for spindle drive», 5th International Conference Workshop – CPE 2007
- [46] L. Wenzhe, « Modeling and Control of Switched Reluctance Machines for Electromechanical Brake Systems », 2005.
- [47] P. Laurant, M. Gabsi, B. Multon, «Comparaison of Electromagnetique Perturbations and Switching Losses Between Self-Switching and PWM Mode of Current Control in A Switched Reluctance Motor », LESIR, URA CNRS D1375, ENS de CACHAN 61 Avenue du Pdt Wilson 94325 CACHAN CEDEX FRANCE.
- [48] P. Laurant, B. Multon, E. Hoang, M. Gabsi, « Sensorless Position Measurement Based on PWM Eddy Current Variation For Switched Reluctance Machine», ENS Cachan, 61 Avenue du Pdt Wilson 94325 CACHAN CEDEX FRANCE.
- [49] M. Leroy, « Etude et mise au point de motoventilateurs à hautes performances pour l'aéronautique », Thèse Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, N° d'ordre :2396, 15 Novembre 2006.
- [50] A. Tounsi, « Contribution a la commande vectorielle de machines a reluctance variable », Thèse Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 4 Février 1993.
- [51] F. Soares, B. Costa, «Simulation a 6/4 of motor based on matlab/simulink environment, IEEE Trans.Aerospaceand ElectronicSystems,vol.37, no.3,Jul.2001, pp.989-1009.
- [52] M.G. Rodrigues, W.I. Suemitsu, P. Branco, J.A. Dente, L.G.B. Rolim, « Fuzzy Logic Control of a Switched Reluctance Motor », IEEE Catalog Number: 97TH8280, ISIE'97-Guimaraes, Portugal.

- [53] F.R. Salmani, B. Fahimi, H. Gao, M. Ehsani, « Robust Sensorless Rotor Position Detection in Switched Reluctance Motor for Low Speed Applications», 0-7803-7067-8/01 IEEE,2001.
- [54] I. Husain, M.N. Anwa, « Fault Analyse of Switched Reluctance Motor Drives», 0-7803-5293-9/99, 1999 IEEE.
- [55] H. Le-Huy, P. Brunelle, « A Versatile Nonlinear Switched Reluctance Motor Model in Simulink using Realistic and Analytical Magnetization Characteristics», 0-7803-9252-3/05, 2005 IEEE.
- [56] A. Guettaf, «Contribution à la conception de la machine à reluctance variable, en vue de sa commande», Université Biskra, 2005.