

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

D.E.R de Génie Electrique & Informatique

FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

Mémoire

En vue d'obtenir le diplôme
D'ingénieur d'Etat en ELECTROTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

THEME

MODELISATION D'UNE MACHINE À
RELUCTANCE VARIABLE À DOUBLE
SAILLANCE
(SRM)

Proposé et dirigé par :

Melle H. SAHRAOUI
Mme N.YAKER

Etudié par :

Mr M.DAHMANE
Melle S.HEBA

PROMOTION 1998

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

D.E.R de Génie Electrique & Informatique

FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

Mémoire

En vue d'obtenir le diplôme
D'ingénieur d'Etat en ~~ELECTROTECHNIQUE~~

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة —
BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

THEME

MODELISATION D'UNE MACHINE À
RELUCTANCE VARIABLE À DOUBLE
SAILLANCE
(SRM)

Proposé et dirigé par :

Melle H. SAHRAOUI
Mme YAKER

Etudié par :

Mr M.DAHMANE
Melle S.HEBA

PROMOTION 1998

Dédicace

A la mémoire de mes très chers mère et frère Athmane

A ma très chère Louiza

A mon très cher père

A mes sœurs Fouzia et Assia

A mes frères et mes beaux frères

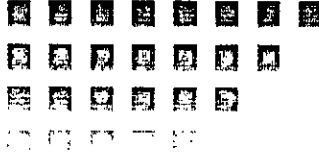
A tous mes amies (Yamina et Rachida) et tous mes collègues.

A Mohamed

A tous les membres du personnel de la bibliothèque

Je dédie ce modeste travail

Souhila



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Dédicace

A ma très chère mère, qu'elle reçoive toute ma gratitude

A mon très cher père

A ma très chère tante

A mon grand père « Mohammed »

A toute la famille « DAHMANE »

A mes frères et sœurs particulièrement « Karima et Yamina ».

A tous mes amis

Je dédie ce modeste travail

Hassan



REMERCIEMENTS

Au terme de ce travail, nous tenons à remercier vivement nos promoteurs, Melle H.Sahraoui, Mme N.Yaker, ainsi que Mme Djema, Mr O.Touhami, Mr Tahi, et Mr Zerouki nous profitons de l'occasion, qui nous est offerte, pour leurs exprimer toute notre gratitude pour leurs apports scientifiques précieux, et pour les conseils judicieux, et l'encouragement constant qu'ils n'ont cessé de nous prodiguer tout au long de ce travail.

Nous sommes très reconnaissant aux honorables membres de jury, pour l'intérêt qu'il ont témoigné pour notre travail, en acceptant de le lire et de le juger, en y apportant leurs compétences.

Toutes nos reconnaissances et nos remerciements à tout ceux qui nous ont aidé et contribué à la réalisation de ce mémoire.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

SOMMAIRE

SOMMAIRE



INTRODUCTION GÉNÉRALE

CHAPITRE I : *PRESENTATION DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE A DOUBLE DENTURE ASSOCIÉE À SON CONVERTISSEUR*

Introduction

1- Structures et principe des M.R.V. classiques	1
1-1 M.R.V. à stator lisse.	2
machines heteropolaires	2
machines homopolaires	2
1-2 M.R.V. à double denture :	3
machines à enroulements repartis	3
machines à plots dentés ou vernier	3
2- M.R.V. à double denture à grosses dents	4
2-1 principe de fonctionnement	4
2-2 alimentation	5
2-2-1 principe d'alimentation	5
2-2-2 structures des convertisseurs :	6
première structure	6
deuxième structure	7
troisième structure	7
quatrième structure	8
Conclusion	8

CHAPITRE II : *MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE DE LA M.R.V.*

Introduction	9
1- structure et modèle d'étude	9
2- modélisation électromagnétique	10
2-1 formulation du problème à résoudre	10
équations de Maxwell	11
conditions aux limites	11
2-2 méthode de résolution	11
2-3 discretisation du domaine	12
2-4 assemblage et résolution	13
3- résultats et exploitation	14
3-1 la carte du flux magnétique	14
3-2 flux magnétique	15
3-3 calcul des inductances propres	16
3-4 calcul des inductances mutuelles	18
3-5 couple statique	19
conclusion	

conclusion

21

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASSICIEE AU CONVERTISSEUR EN REGIME LINEAIRE

Introduction	22
1- choix du convertisseur	22
2- modélisation de la M.R.V en régime linéaire	24
2-1 modèle numérique de l'inductance	25
2-2 modèle analytique	26
3- modélisation de la machine associée au convertisseur	27
4- simulation des performances de la M.R.V en régime permanent	30
4-1 simulation du modèle numérique de l'inductance	30
4-1-1 alimentation en tension (en pleine onde)	30
4-1-2 alimentation courant	34
4-2 simulation du modèle analytique de l'inductance	36
Conclusion	38

CHAPITRE IV : MODELISATION DE LA MACHINE EN RÉGIME SATURE

Introduction	39
1- modélisation de la machine	39
2- modélisation de la machine associée au convertisseur	41
3- simulations	42
3-1 méthode de résolution	42
3-2 détermination des caractéristiques $L(\theta, i)$	43
3-3 alimentation en pleine onde	44
3-4 alimentation courant	46
Conclusion	48

CONCLUSION GÉNÉRALE	49
---------------------	----

NOTATIONS

Ω (rad/s)	: vitesse de rotation
θ (rad)	: position du rotor
Γ (N.m)	: couple électromagnétique
ϕ (wb)	: flux à travers le bobinage de la phase excitée
Z_r	: nombre de dents rotoriques
Z_s	: nombre de dents statoriques
J (A/m)	: densité du courant
H (H/m)	: champ d'excitation magnétique
B (T)	: induction magnétique
ν (m/H)	: réluctivité
L (H)	: inductance
R (Ω)	: résistance d'une phase
μ (H/m)	: perméabilité
V (V)	: tension d'alimentation de la phase
U_c (V)	: tension aux bornes de la capacité
i (A)	: courant de phase
A (Wb/m)	: potentiel vecteur
A_i (Wb/m)	: potentiel vecteur au nœud i
P	: nombre de paires de pôles
ω (rad/s)	: pulsation de la source statorique
L_{\max} (H)	: la valeur maximale d'inductance
L_0 (H)	: la valeur minimale d'inductance
M (H)	: mutuelle inductance
W (J)	: énergie électrique
W' (J)	: coénergie magnétique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale :

La conception des MRV à double saillance à commutation forcée a été inspirée de celle des moteurs pas à pas à réluctance variable qui ont été développés à la fin du siècle dernier. Ces machines sont de structure simple et ne présentent aucune forme d'excitation au rotor ce qui rend inutile l'utilisation des bagues et des balais ; de plus, ces machines tolèrent des températures élevées et de rudes conditions de fonctionnement. [1]

En dépit de tous ces avantages par rapport aux autres machines (machines à courant continu, machines à aimants permanents, machines asynchrones), ces machines n'ont été largement utilisées que ces dernières années. En effet, les progrès enregistrés dans la conception de la machine et des topologies des convertisseurs de commande ont rendu les systèmes à MRV à double saillance utilisés dans des applications variées tel que : le positionnement, la traction, l'industrie automobile, etc... [1,2,3,4,5]

Nous proposons dans ce travail, une modélisation d'un système de commande à MRV à double saillance dans le but d'étudier ses performances en régime permanent.

Deux modèles de la machine sont établis :

Un modèle linéaire et un modèle non linéaire décrivant le fonctionnement de la machine en régime saturé.

Ce travail est partagé en quatre chapitres :

Le chapitre I est consacré à la présentation de la MRV à double saillance. Au second chapitre, un modèle électromagnétique utilisant une caractéristique magnétique non linéaire est proposé. Pour cela, la méthode des éléments finis à formulation variationnelle est utilisée.

Au chapitre III, un modèle linéaire basé sur les variations d'inductance en fonction de la position de la machine associée au convertisseur est établi. Une approximation trapézoïdale de l'inductance nous permet d'établir un modèle analytique de la machine.

Les performances en régime permanent du système machine - convertisseur sont étudiées pour une alimentation tension et courant.

Au chapitre IV, nous tiendrons compte des non - linéarités introduites par la saturation. Pour cela, un modèle basé la connaissance des caractéristiques non linéaires $L(\theta, i)$ déterminées numériquement est proposé.

Les performances du système sont étudiées en régime permanent pour une alimentation tension et courant.

CHAPITRE I

**PRESENTATION DE LA MACHINE
A RELUCTANCE VARIABLE A
DOUBLE SAILLANCE
ASSOCIEE A SON
CONVERTISSEUR**

CHAPITRE I

PRÉSENTATION DE LA MACHINE A RÉLUCTANCE VARIABLE A DOUBLE DENTURE ASSOCIÉE A SON CONVERTISSEUR

Dans ce chapitre, nous présentons brièvement différentes structures de machines a réluctances variables classiques.

Nous décrivons particulièrement, celle faisant l'objet de notre étude :c'est une machine à réluctance variable à double denture à grosse dents à commutation forcée, pour laquelle nous donnons le principe de fonctionnement et d'alimentation.

Différentes structures des convertisseurs utilisées dans les alimentations de ce type de machine sont également présentées ; celles-ci nous permettent d'effectuer un choix adéquat pour l'alimentation de notre machine au chapitre III.

1- Structures et principe des MRV classiques :

La plupart des MRV classiques présentent un rotor denté. La structure du stator permet de définir deux grandes familles de MRV.[6,7]

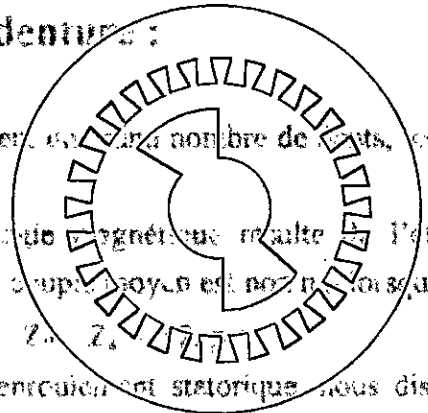
1-1 MRV à stator lisse :

Ce sont des machines présentant un stator dans lequel sont creusées des encoches destinées a loger les conducteurs. Les isthmes d'encoches ont une faible largeur au niveau de l'entrefer de sorte que le stator est considéré lisse (Figure I-1).

Elles conviennent particulièrement aux fonctionnements à grande vitesse de rotation, le stator est alimenté à la pulsation ω pour un système à p pairs de pôles. [1]

$$\Omega = \frac{\omega}{Z_R} \quad (I-4)$$

I-1 MRV à double denture :



Le stator et le rotor présentent un même nombre de dents, les enroulements d'excitation sont placés au stator.

La variation de la coénergie magnétique résulte de l'effet constant des dents statoriques et rotoriques. Le couple moyen est non nul lorsque :

$$Z_s = Z_r \quad (I-5)$$

Suivant la géométrie de l'entrefer on distingue deux principaux types de machines :

Figure I-1 MRV à stator lisse

• Machines à enroulements répartis :

Où les encoches statoriques sont toutes identiques (Figure I-2-a)

On distingue les machines hétéropolaires des machines homopolaires.

• Machines à plots dentés ou vernier :

La vitesse de rotation pour une machine non excitée est toujours donnée par :

• Machines hétéropolaires :

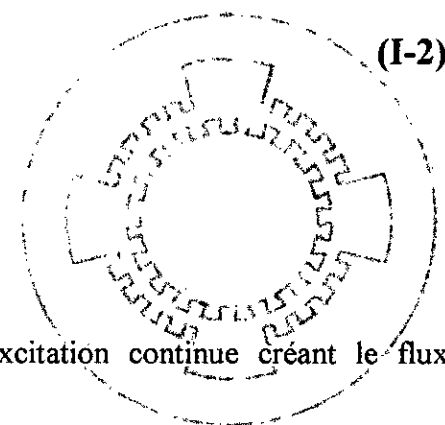
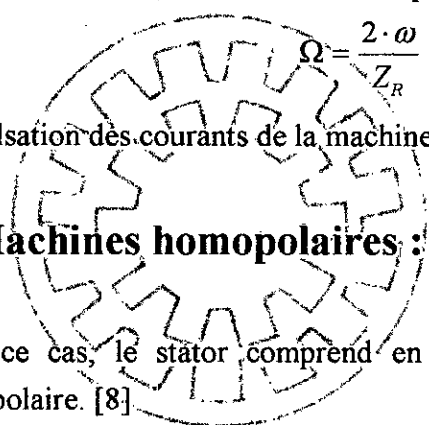
$$\Omega = \frac{2 \cdot \omega}{Z_R} \quad (I-6)$$

Le couple synchrone résulte de la variation de la coénergie magnétique de la machine en fonction de la position ; sa valeur moyenne est non nulle lorsque le nombre de dents rotoriques vérifie la condition :

$$\Omega = \frac{\omega}{Z_r} \quad (I-7)$$

$$Z_R = 2 \cdot p \quad (I-1)$$

La vitesse de rotation est alors donnée par (I-2-b)



$$\Omega = \frac{2 \cdot \omega}{Z_R} \quad (I-2)$$

ω : pulsation des courants de la machine.

• Machines homopolaires :

Dans ce cas, le stator comprend en plus, une excitation continue créant le flux homopolaire. [8]

La valeur moyenne du couple est non nulle lorsque :

Figure I-1-a MRV à dents $Z_R = \pm p$ Figure I-1-b : machine vernier **(I-3)**

Et la vitesse de rotation est :

Ce type de machine permet d'obtenir des couples sinusoïdaux à faible vitesse [1-2]

2- MRV à double denture à grosses dents :

Ce type de machines est analogue aux machines à double denture présentées précédemment, cependant celles présentent un nombre de dents plus faible peuvent être utilisées à grandes vitesses avec un couple important. Ces caractéristiques sont intéressantes dans les applications de positionnement. [1,2,3,4,5]

2-1 Principe de fonctionnement :

Le principe de fonctionnement de la machine à réluctance variable à commutation forcée est illustré par un exemple donné sur la figure (I-3).

C'est une MRV triphasée à 6 dents statoriques et 4 dents rotoriques.

L'excitation de la phase A conduit au déplacement du rotor de telle sorte que les dents rotoriques et statoriques les plus proches tendent à s'aligner (réluctance minimale) (figure I-3-b). Le même phénomène se produit lors de l'excitation de la phase B (figures I-3-c et I-3-d) et de la phase C.

Pour assurer un déplacement continu, les séquences d'excitation des phases A, B et C doivent se répéter toutes les 90°. L'angle de pas serait alors, de 30°. [3]

Le couple développé par la machine est donné par :

$$\Gamma = \frac{\partial W'}{\partial \theta} \quad (\text{I-8})$$

avec :

$$W' = \int_0^i \Phi(\theta, i) \cdot di \quad (\text{I-9})$$

ou en d'autre terme :

$$W' = \int_0^i L(\theta, i) \cdot i \cdot di \quad (\text{I-10})$$

et le couple devient :

$$\Gamma = \int_0^i \frac{\partial L(\theta, i) \cdot i \cdot di}{\partial \theta} \quad (\text{I-11})$$

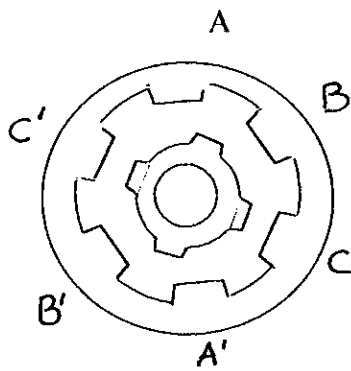


Figure I-3-a

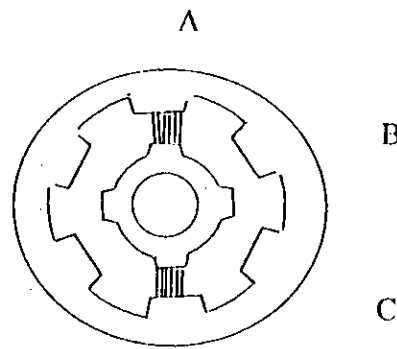


Figure I-3-b

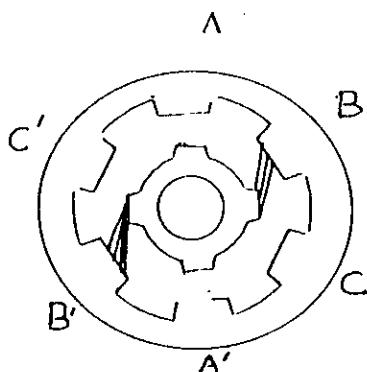


Figure I-3-b

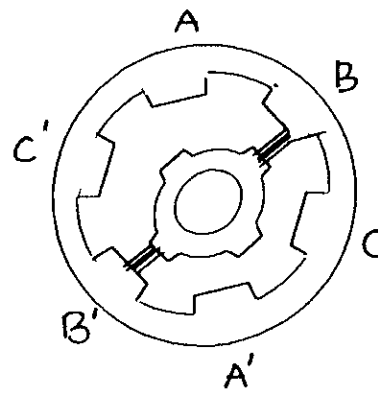


Figure I-3-d

2-2-Alimentation :

2-2-1 Principe d'alimentation :

Le couple est independant de la direction du courant, sa direction depend seulement du signe de $dL/d\theta$. La forme ideale de l'inductance est donnée sur la figure (I-4-a).

Lorsque la dents rotorique approche la position d'alignement, ce couple produit est positif quelque soit le sens du courant. Lorsque la dent rotorique quitte la position d'alignement le couple produit est negatif quelque soit le sens du courant d'alimentation aussi. Ainsi, la forme ideale du courant doit être rectangulaire et doit apparaître au moment de l'augmentation de $dL/d\theta$ et disparaître au moment de la décroissance de $dL/d\theta$ figure(I-4-b). [1,2,3,4]

Le régime des convertisseurs présenté ci-dessus, nous permet de définir un point assure la commutation des phases et l'autre pour limiter le courant.

Deux diodes sont la récupération de la charge et la commutation dans la phase en la

deuxième structure :

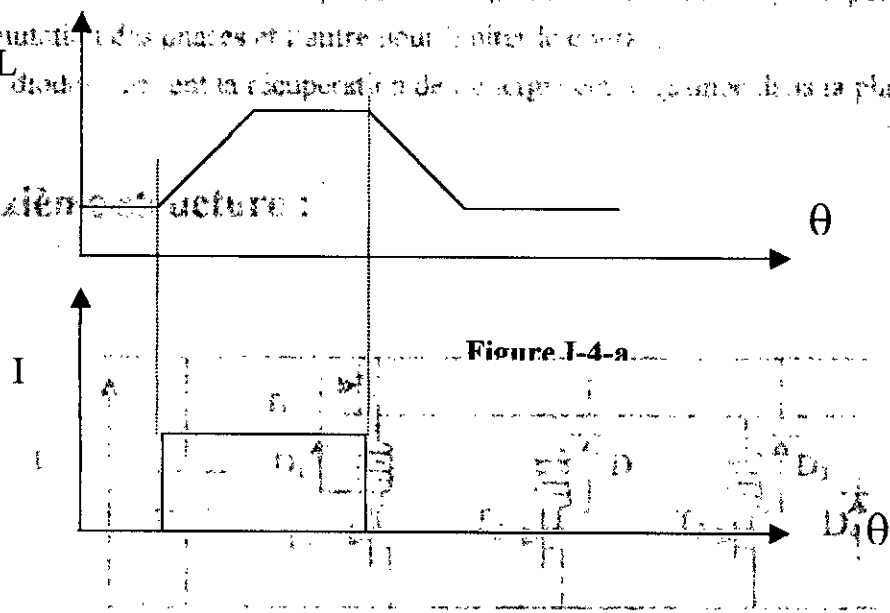


Figure I-4-a

Figure I-4-b

Figure I-5-b

2-2-2 Structures des convertisseurs:

Le convertisseur est identique à celui décrit ci-dessus, sauf que les bras ont une fréquence différente. Différentes structures des convertisseurs peuvent être utilisées pour l'alimentation de la machine à R.V. Nous présentons dans ce cas, les principales structures : [1,2,3]

Première structure:

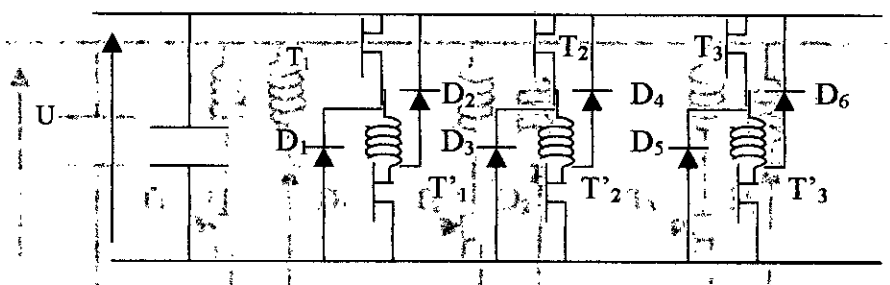


Figure I-5-a

Figure I-5-b

Ce convertisseur est spécialement utilisé pour les machines ayant sur chaque pôle deux bobinages concentriques (les extrémités sont accessibles).

Ces deux enroulements forment un primaire conçu pour le fonctionnement de la machine, et un secondaire conçu pour la récupération de l'énergie à la commutation (à l'ouverture des transistors). Ce montage permet un gain des semi-conducteurs.

quatrième structure :

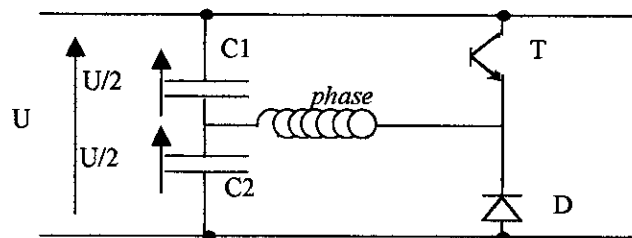


Figure I-5-d

Un seul bras du convertisseur est représenté sur la figure (I-5-d).

ce type de convertisseur est utilisé pour diminuer le temps de commutation de courant des phases par l'application d'une tension inverse pour forcer le courant à s'éteindre plus rapidement. Ce montage permet aussi une économie de semi-conducteurs.

L'alimentation de cette machine nécessite la connaissance de l'inductance à chaque instant. Ces convertisseurs sont alors, associés à des capteurs de position permettant de générer des signaux de commande.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principales structures de MRV aussi bien que le principe de fonctionnement.

Nous nous sommes intéressés particulièrement à la MRV à double denture à grosses dents à commutation forcée.

Le principe d'alimentation de cette machine est aussi présenté ainsi que les différentes structures de convertisseurs que l'on peut lui associer. Un choix adéquat du convertisseur sera fait au chapitre III.

CHAPITRE II
MODELISATAION
ELECTROMAGNETIQUE
DE LA MRV

CHAPITRE II

MODÉLISATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE DE LA MRV

Dans ce chapitre nous présentons un modèle d'une MRV à double dentures en tenant compte de la saturation. A partir d'une structure de MRV connue et des sources d'excitation définies, nous avons exploité un logiciel de calcul du champ magnétique basé sur la méthode des éléments finis appliqué aux systèmes bidimensionnels. Nous nous intéressons particulièrement à la détermination des caractéristiques du flux ainsi que celles des inductances propres et mutuelles en fonction de la position du rotor et de l'excitation de la machine.

Par ailleurs, nous calculons le couple statique que nous comparons à celui obtenu expérimentalement par G.E.Dawson A.R.Easthman et J.Mizia [9]

1- Structure et modèle d'étude :

Cette machine est une MRV tétraphasée à double denture.

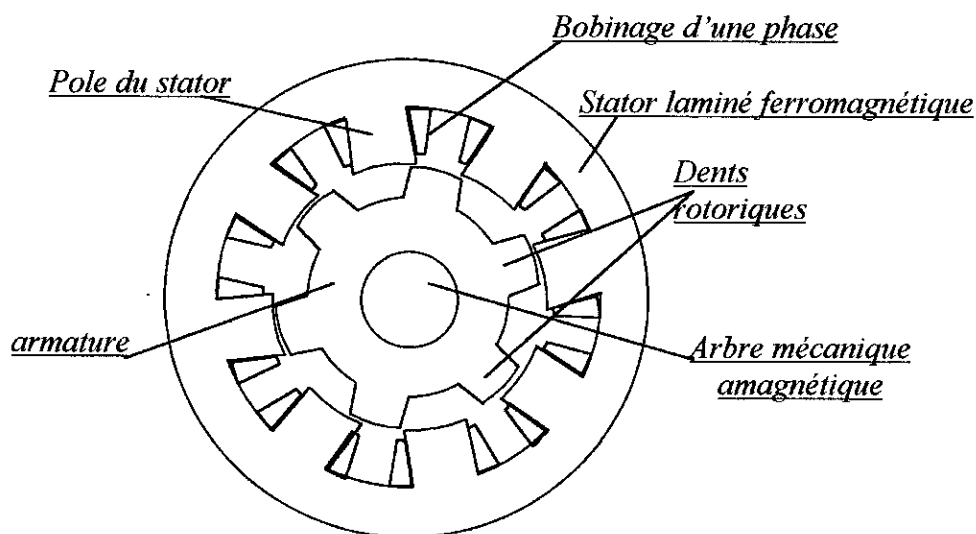


Figure II-1 structure de la MRV étudiée

Elle est constituée essentiellement :

- D'un stator à huit dents.
- D'un rotor à six dents.

Le rotor et le stator sont formés de tôles feuilletées en matériau ferromagnétique dont la caractéristique est donnée en annexe 1. [9]

Les paramètres géométriques de la machine sont présentés en annexe 2. [9]

2- Modélisation électromagnétique :

nous posons les hypothèses suivantes :

- courants de FOUCAULT négligeables (matériaux du rotor et stator feuilletés).
- Hysteresis négligeable
- Effet de peau négligeable
- Les quatre phases du moteur sont identiques

2-1 Formulation du problème à résoudre :

Pour la constitution du modèle d'étude, nous considérons toute la machine ainsi qu'une couche d'air cylindrique l'entourant (figure II-2).

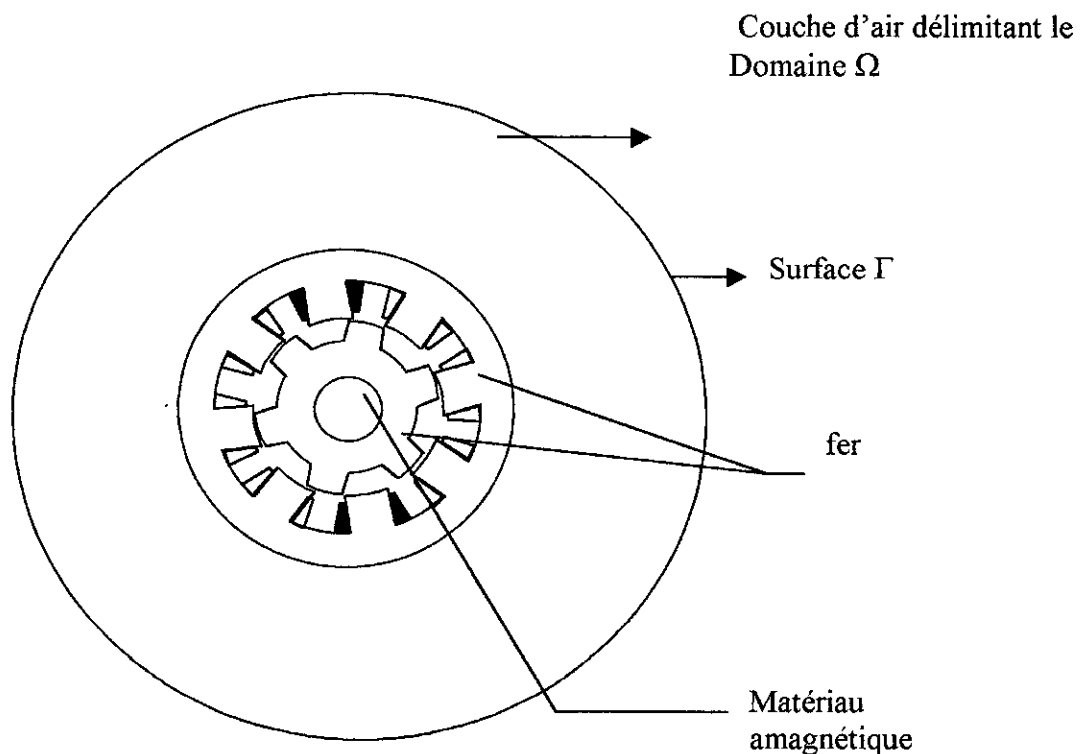


Figure II-2 modèle de la machine

Nous nous intéressons à la détermination du potentiel vecteur A . Pour cela nous résolvons les équations de Maxwell auxquelles nous associons des conditions aux limites.

• Équations de Maxwell :

Les équations de Maxwell utilisées dans le cas de notre problème sont données par les expressions suivantes : [10]

$$\text{rot}\vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II-1})$$

$$\text{div}\vec{B} = 0 \quad (\text{II-2})$$

$$\vec{H} = \nu(\vec{B})\vec{B} \quad (\text{II-3})$$

En considérant la longueur de la machine très grande devant son diamètre, nous pouvons ramener le problème à un problème bidimensionnel. Ainsi résoudre les équations (II-1),(II-2) et (II-3) revient à résoudre l'équation de poisson dans le domaine Ω .

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\nu \frac{\partial A}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(\nu \frac{\partial A}{\partial y}\right) = -J \quad (\text{II-4})$$

où :

J : densité de courant en A/m^2 .

ν : réductivité magnétique inverse de la perméabilité.

• Condition aux limites :

Dans le cas du domaine adopté (figure II-2) seule la condition sur la surface Γ entourant le domaine Ω est considérée ; elle est donnée par :

$$A=0$$

2-2 Méthode de résolution :

La résolution de l'équation (II-4) est effectuée numériquement à l'aide d'un logiciel de calcul du champ magnétique en deux dimensions basé sur la méthode des éléments finis.

Ce logiciel utilise la formulation variationnelle dont le principe consiste à minimiser la fonctionnelle énergie. [6,7,11,12,13,14]

Dans le cas de notre domaine, où il n'y a ni courant de FOUCAULT ni source superficielle, la fonctionnelle est donnée par :

$$\mathfrak{S} = \iint_{\Omega} \left[\int_0^B \nu(b) \cdot b \cdot db - JA \right] \cdot d\Omega \quad (\text{II-5})$$

2-3 Discrétisation du domaine :

L'application de la méthode des éléments finis nécessite la discrétisation du domaine étudié en sous domaines ou éléments finis. Cette opération est appelée maillage.

Tout d'abord, le maillage est effectué en divisant le domaine en différents blocs en tenant compte de la géométrie réelle de la machine ainsi que des propriétés des matériaux la constituant (air, fer et conducteurs). Ensuite ces blocs sont divisés en éléments triangulaires à trois nœuds dont le nombre résulte d'un compromis entre la précision désirée et les limites du logiciel.

Le maillage effectué est représenté sur la figure (II-3-a) avec son zoom sur la figure (II-3-b).

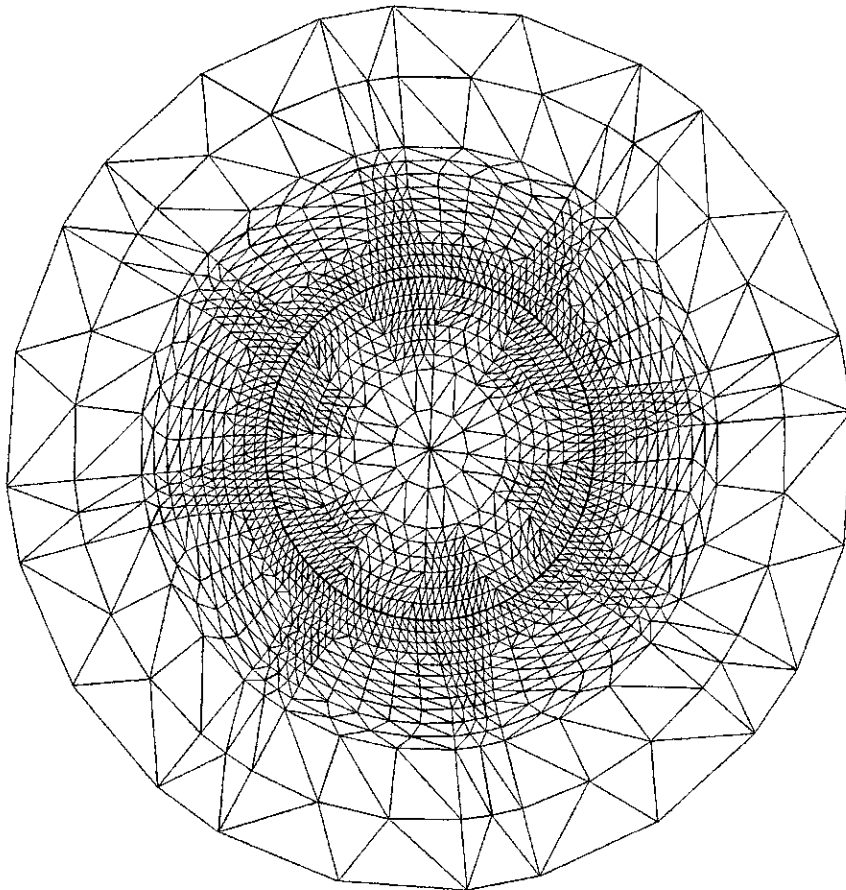


Figure II-3-a

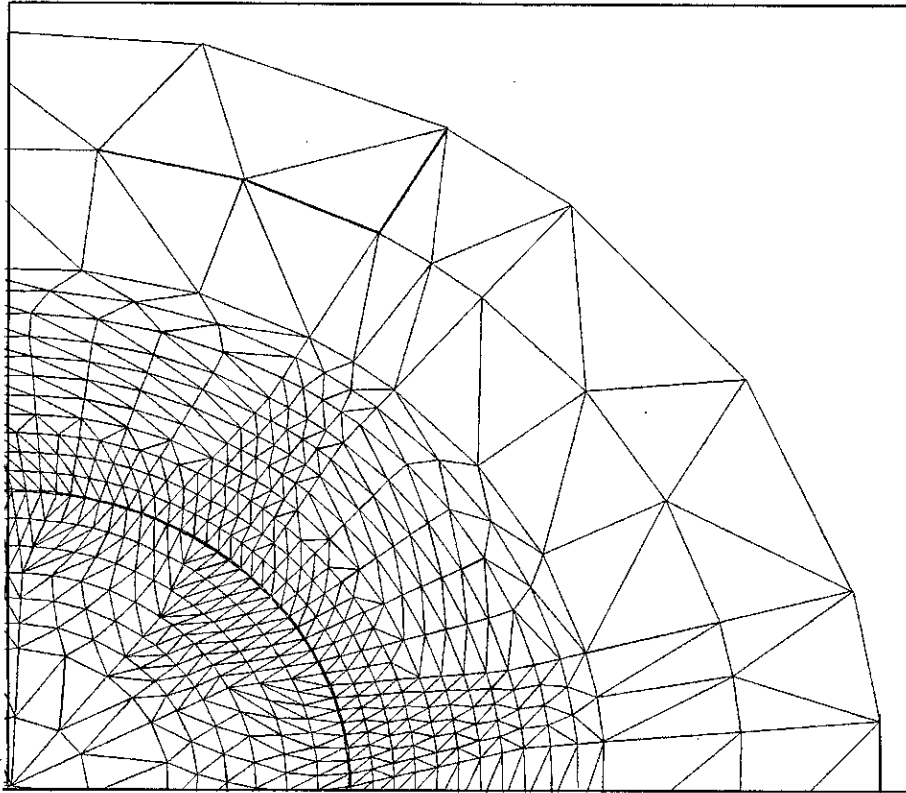


Figure II-3-b zoom sur le maillage

2-4 Assemblage et résolution :

a chaque élément e correspond une fonctionnelle \mathfrak{F}^e telle que la fonctionnelle \mathfrak{F} définie par II-5 s'écrit : [11,12,14]

$$\mathfrak{F} = \sum_{e=1}^n \mathfrak{F}^e \quad (\text{II-6})$$

Où n désigne le nombre d'éléments du domaine Ω .

Dans chaque élément le potentiel vecteur $A^e(x,y)$ peut être approximé par :

$$A^e(x,y) = \sum_{k=1}^3 \alpha_k(x,y) A_k^e \quad (\text{II-7})$$

A_k^e désigne le potentiel au nœud k de l'élément e et $\alpha_k(x,y)$ dépendent des coordonnées des nœuds.

Minimiser la fonctionnelle \mathfrak{F} revient donc à écrire :

$$\frac{\partial \mathfrak{F}}{\partial A_i} = \sum_{e=1}^n \frac{\partial \mathfrak{F}^e}{\partial A_i} = 0 \quad (\text{II-8})$$

dont l'écriture matricielle est donnée par : [14]

$$[S][A]=[J] \quad (\text{II-9})$$

où :

[S] : Matrice dépendant de la géométrie et des coordonnées des nœuds.

[A] : Vecteur potentiel à déterminer.

[J] : Vecteur excitation.

La résolution du système (II-9) nous permet de calculer les potentiels vecteurs aux différents nœuds du domaine. [8]

3- Résultats et exploitation :

La connaissance du potentiel vecteur nous permet de déterminer la carte du champ magnétique, l'énergie et la coénergie de la machine.

3-1 La carte du flux magnétique :

Nous représentons sur les figures (II-4-a), (II-4-b) et (II-4-c), la carte de flux pour trois positions différentes. Nous constatons une déformation des lignes de flux lorsque le rotor se déplace. Pour la position de conjonction figure (1-4-a), le flux est maximal et le circuit magnétique est bien saturé. Pour la position d'opposition figure (1-4-b), les lignes de flux se subdivisent entre les dents les plus proches et le circuit magnétique rotorique sature moins. Ceci sera traduit par la caractéristique de flux $\phi(\theta, i)$ que l'on présentera ultérieurement.

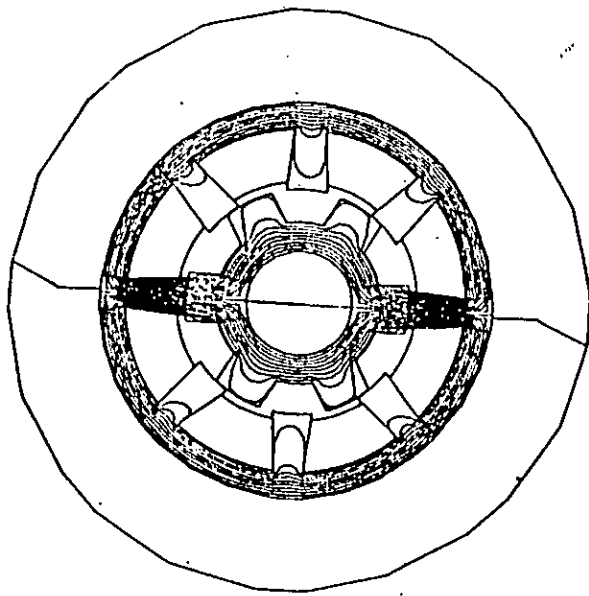


Figure (I-4-a)

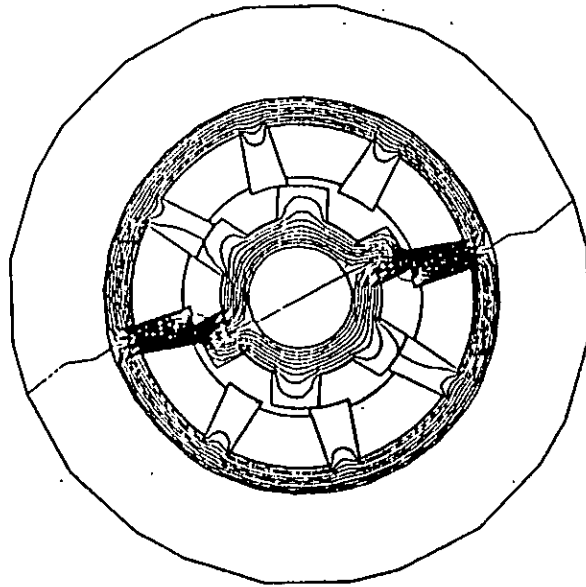


Figure (I-4-b)

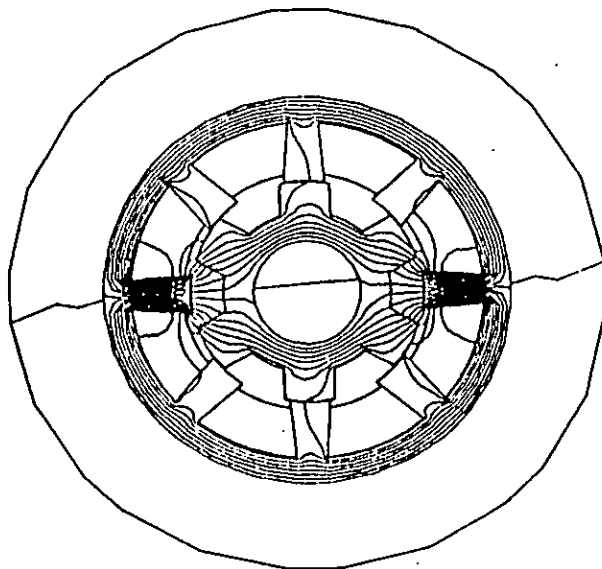


Figure (I-4-c)

3-2- Le flux magnétique :

le flux est calculé directement par le logiciel en choisissant deux points au niveau de la dent statorique comprenant les bobines excitées.

Le calcul se fait selon les relations :

$$\vec{B} = \overline{rot} \vec{A} \quad (\text{II-10})$$

$$\Phi = \int \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (\text{II-11})$$

Pour différentes positions et pour différents courants d'excitation.

les résultats sont représentés sur la (figure II-5-a).

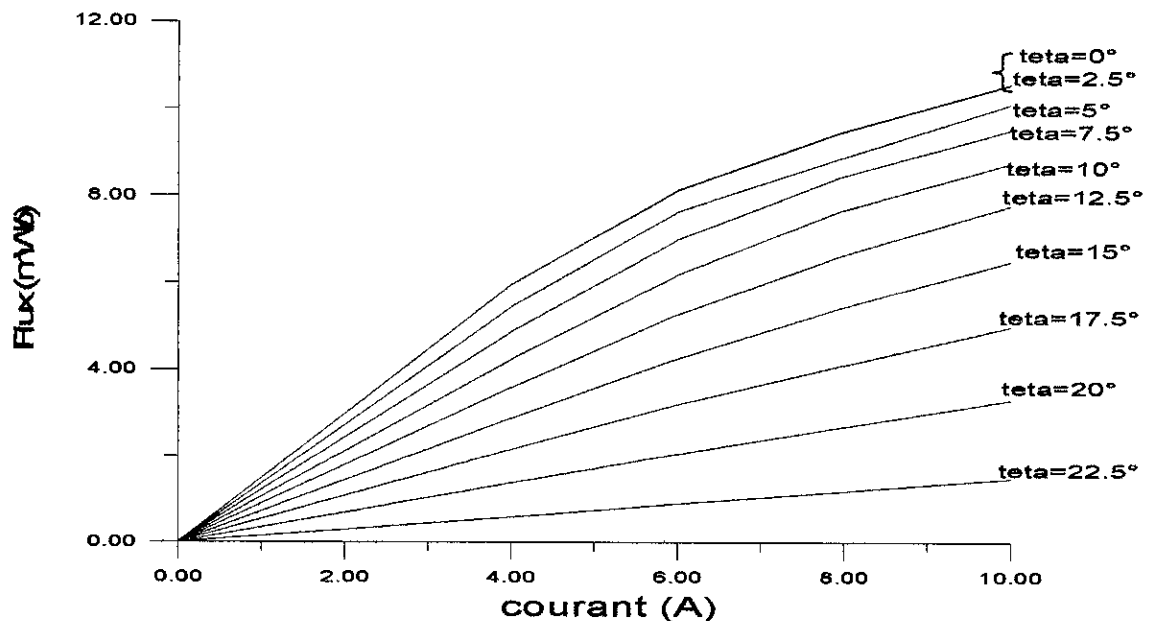


Figure II-5 flux en fonction du courant pour différentes positions

Pour des courants inférieurs à 4 A le flux varie linéairement en fonction de la position et du courant.

Pour des courants supérieurs à 4 A, le flux varie linéairement en fonction du courant pour des positions correspondant à des angles $\theta > 17.5^\circ$; ces positions se rapprochent de la position d'opposition.

Pour des angles $\theta < 17.5^\circ$, le flux n'est plus une fonction linéaire du courant ; ces positions se rapprochent de la position de conjonction, dans ces cas, la machine fonctionne en régime saturé.

3-3- Calcul des inductances propres :

L'inductance propre est calculée à partir de l'énergie magnétique donnée par l'expression : [15]

$$W = \int_0^B H(b) \cdot db \quad (\text{II-12})$$

telle que:

$$L = \frac{2 \cdot W}{I^2} \quad (\text{II-13})$$

ces inductances sont représentées en fonction de la position pour différents courants sur la figure II-6-a et sont représentée en fonction descourant pour différentes positions sur la figure II-6-b.

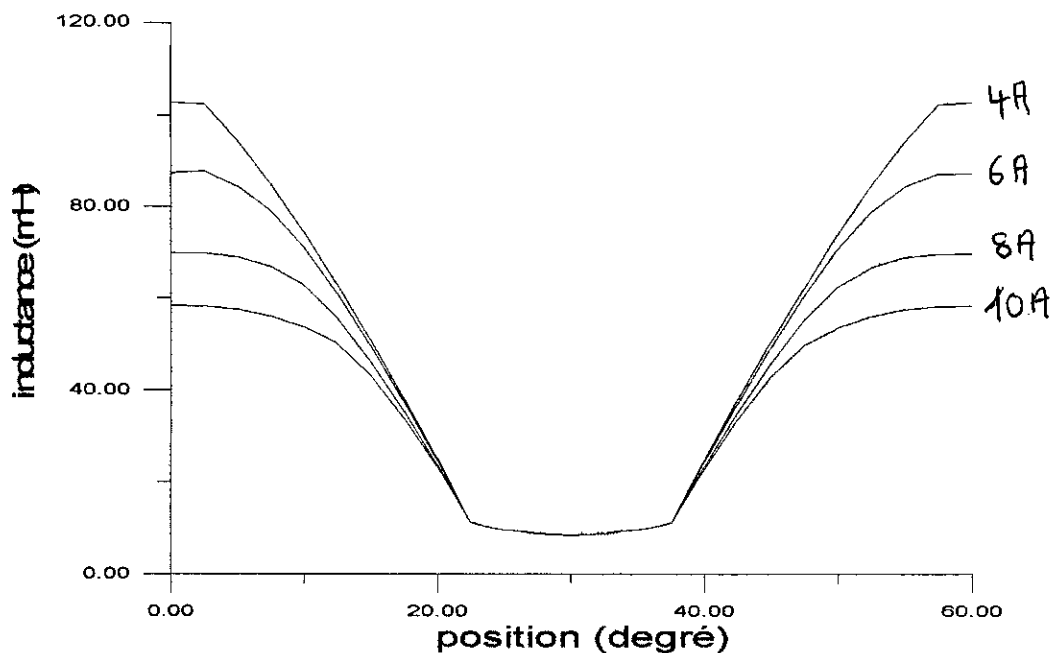


Figure II-6-a inductances propres en fonction de la position

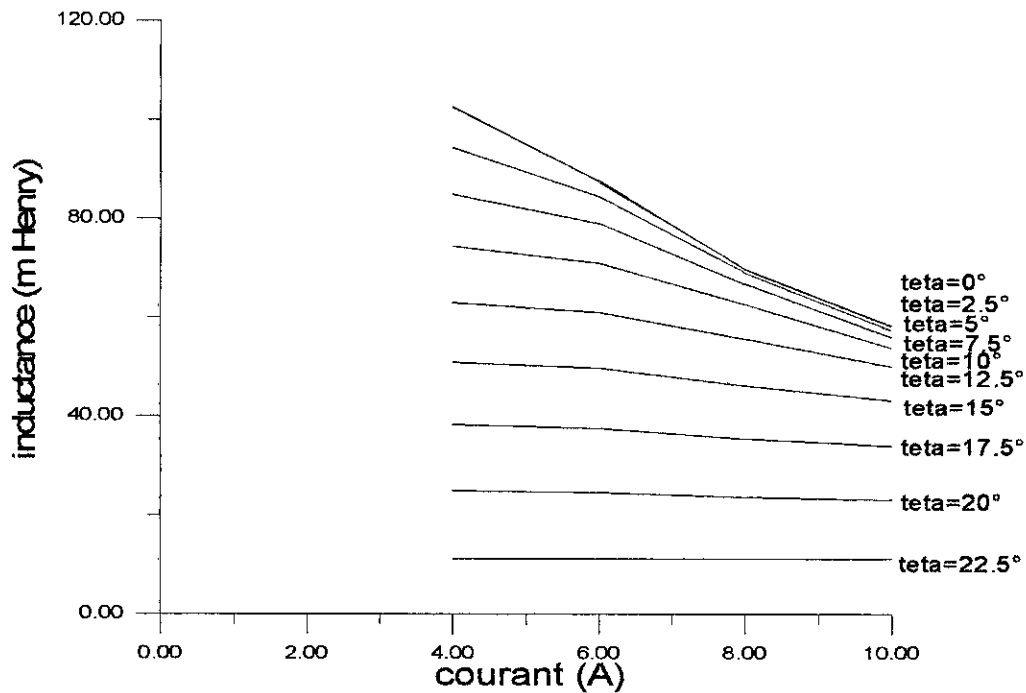


Figure II-6-b inductance en fonction du courant

L'analyse de cette figure (II-4) conduit :

- Les inductances propres sont périodiques de période $T=60^\circ$ mécanique qui correspond exactement au pas dentaire rotorique.
- Le décalage entre deux inductances propres de deux phases successives est de 15° mécanique qui correspond à $\tau = \tau_s - \tau_r$ qui est l'angle de pas.
- L'inductance est maximale pour les positions correspondantes à l'alignement du rotor et du stator, et elle est minimale pour les positions d'opposition
- L'augmentation du courant entraîne une diminution ou augmentation de l'inductance suivant le fonctionnement de la machine, particulièrement aux positions d'alignement où la variation de l'inductance devient non linéaire.
- La forme de l'inductance est plus ou moins trapézoïdale ce qui justifiera notre approximation au chapitre suivant.

3-4 Calcul des inductances mutuelles :

Les inductances mutuelles entre deux phases successives sont également calculées en utilisant la méthode suivante :

L'énergie est calculée lorsqu'on alimente dans un même sens les deux phases est donnée par : [15]

$$W_{e1} = \frac{1}{2}(L_{11}I_1^2 + M_{12}I_1I_2 + M_{21}I_2I_1 + L_{22}I_2^2) \quad (\text{II-14})$$

Si le courant est inversé dans l'une des bobines l'énergie devient alors :

$$W_{e2} = \frac{1}{2}(L_{11}I_1^2 - M_{12}I_1I_2 - M_{21}I_2I_1 + L_{22}I_2^2) \quad (\text{II-15})$$

en soustrayant (II-13) de (II-14) pour $I_1=I_2$ on aura :

$$M_{12} + M_{21} = \frac{W_{e1} - W_{e2}}{I_1I_2} \quad (\text{II-16})$$

En considérant $M_{12}=M_{21}=M$ la mutuelle inductance entre ces deux phases est donnée par l'expression : [15]

$$M = \frac{W_{e1} - W_{e2}}{2I_1I_2} \quad (\text{II-17})$$

Les résultats sont représentés sur la figure (II-7).

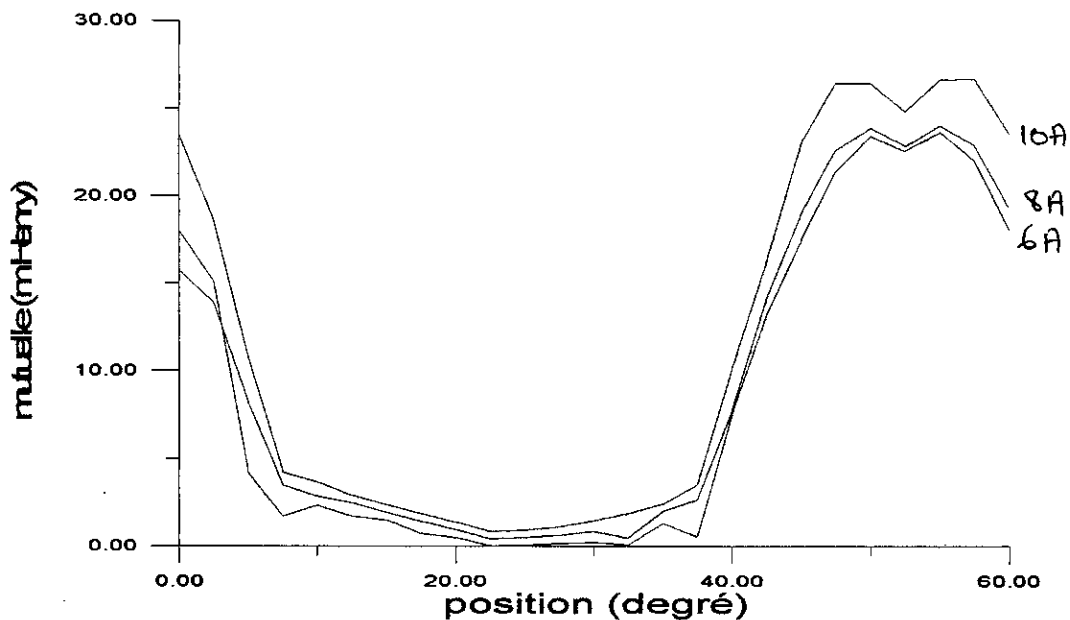


Figure II-7 mutuelle inductance en fonction des positions rotoriques

Les inductances mutuelles présentent des valeurs assez faibles par rapport aux inductances propres (un rapport de 1/5).

- Ces inductances mutuelles présentent la même périodicité spatiale que les inductances propres (60° mec).
- Les inductances mutuelles sont maximales pour les positions correspondantes à l'alignement, et elles sont minimales pour les positions d'oppositions.
- L'augmentation du courant entraîne une augmentation ou une diminution de l'inductance mutuelle suivant le fonctionnement de la machine.

3-5 Le couple statique :

Le calcul du couple statique est effectué par la méthode des travaux virtuels qui nécessite la connaissance de la coénergie magnétique emmagasinée dans la structure pour chaque position du rotor. Elle est donnée par l'expression : [16]

$$W = \int_0^H B \cdot dH \quad (\text{II-18})$$

le couple est déterminé entre deux positions à partir de l'expression :

$$\Gamma = \frac{W'_2 - W'_1}{\Delta\theta} \quad (\text{II-19})$$

où :

W'_1 : est la coénergie dans la position 1.

W'_2 : est la coénergie dans la position 2.

Les résultats sont représentés sur la figure II-8.

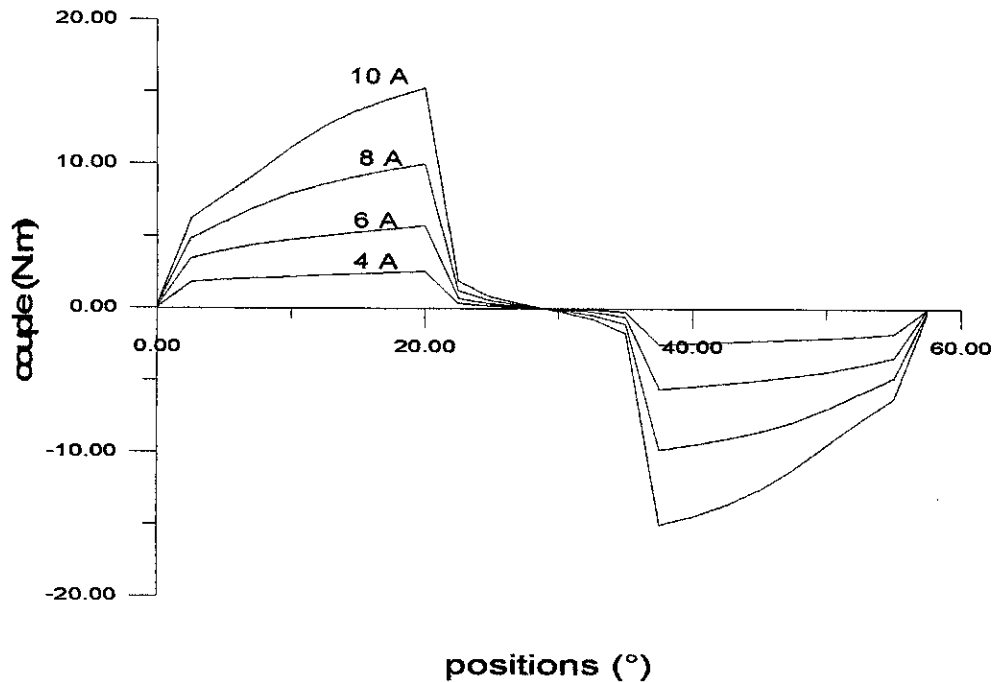


Figure II-8 couple statique en fonction de la position

Sur la figure II-8, on voit clairement que la machine fonctionne en deux modes :

- Fonctionnement en moteur pour les positions correspondantes à une variation d'inductance négative
- Fonctionnement générateur pour des positions correspondantes à une variation d'inductance positive.
- Aussi, on remarque que pour un fonctionnement donné le couple augmente en valeur absolue en fonction du courant d'alimentation pour différentes positions du rotor.

La caractéristique du couple statique calculée pour 10A est comparée à celle déterminée expérimentalement par M^{rs} Dawson, Eastman et Mizia et sont représentées sur la figure II-9.

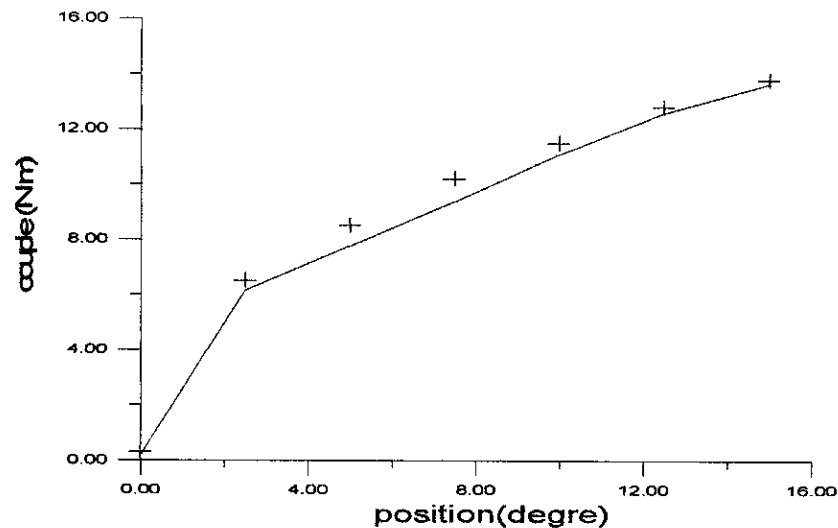


Figure II-9

La courbe (-) : est la courbe calculée.

La courbe (+) : est la courbe expérimentale. [9]

La caractéristique de couple statique en fonction de la position pour un courant d'excitation de 10 A est représentée sur la même figure que celle déterminée expérimentalement par Dawson [7]. Nous concluons une légère différence entre les deux caractéristiques.

Conclusion :

Dans ce chapitre, un modèle électromagnétique d'une MRV à double denture a été proposé. La saturation a été prise en considération en prenant une caractéristique réelle d'un matériau constituant la machine.

Ce modèle nous a permis de déterminer les cartes de champs magnétiques, les caractéristiques de flux, d'inductances propres et mutuelles en fonction de la position du rotor et courant d'excitation. L'allure de ces caractéristiques a mis en évidence les valeurs de courants pour lesquelles la machine fonctionne en régime saturé.

Ces résultats nous ont, aussi, permis de caractériser la machine par ses inductances en fonction de la position et du courant, qui sont importantes pour la conception et l'optimisation de la commande de la machine.

La caractéristique du couple statique en fonction de la position pour différents courants a été aussi déterminée ; celle-ci coïncide avec celles obtenues expérimentalement. Ce résultat nous permet de valider ainsi, le modèle électromagnétique proposé.

CHAPITRE III

**MODELISATION DE LA
MACHINE ASSOCIEE AU
CONVERTISSEUR EN
REGIME LINEAIRE**

CHAPITRE III

MODELISATION DE LA MACHINE ASSOCIÉE AU CONVERTISSEUR EN REGIME LINEAIRE

Dans ce chapitre nous effectuerons une modélisation de la MRV en régime linéaire, celle-ci est basée sur un modèle de l'inductance déterminée précédemment : deux modèles de l'inductance sont considérés, un modèle numérique déterminé partir des flux calculés par la méthode des éléments finis, et un modèle analytique représentant l'approximation trapézoïdale du modèle numérique.

Après un choix adéquat du convertisseur en vue d'une alimentation tension et d'une alimentation courant,¹ une modélisation de l'ensemble convertisseur-machine en tenant compte de la commutation est aussi effectuée.

Une simulation en régime permanent du comportement de la machine nous permettra d'analyser les performances de cette machine associée à son convertisseur en alimentation tension et courant.

1- Choix du convertisseur :

Désirant étudier les performances de la MRV en alimentation tension et courant, un choix de structure de convertisseur est effectué. Il est basé sur l'étude présentée au chapitre I :

ce choix est lié à la structure et à la puissance de la machine étudiée :

Le convertisseur doit comprendre autant de bras que de phases de la machine.

Les semi-conducteurs doivent être dimensionnés en fonction de la puissance de la machine.

Nous avons, ainsi, choisi la configuration présentée sur la figure (1-6-a) dont le schéma pratique pour une phase est donné par la figure (III-1). [16,17]

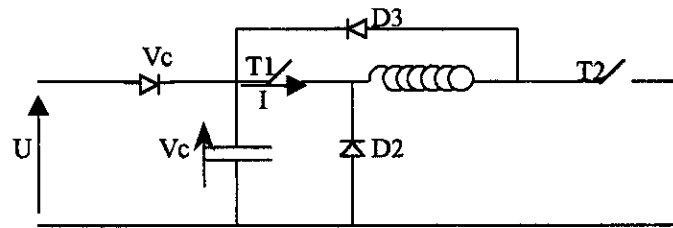


Figure III-1. Schéma équivalent d'une phase du moteur associée à son bras d'alimentation

Ce convertisseur est constitué de deux transistors T_1 , T_2 ; pour la commutation d'une phase à une autre.

Les diodes D_2 et D_3 sont des diodes de roue libre. Elles permettent, la dissipation de l'énergie emmagasinée dans la bobine excitée, au moment de l'extinction.

La diode D_1 est introduite pour protéger notre source contre un éventuel retour du courant.

La commande des transistors de phases est assurée en utilisant un capteur de position qui permet de générer des impulsions de commande aux instants désirés. Cette commande est décrite par le schéma bloc de la figure (III-2)[13] :

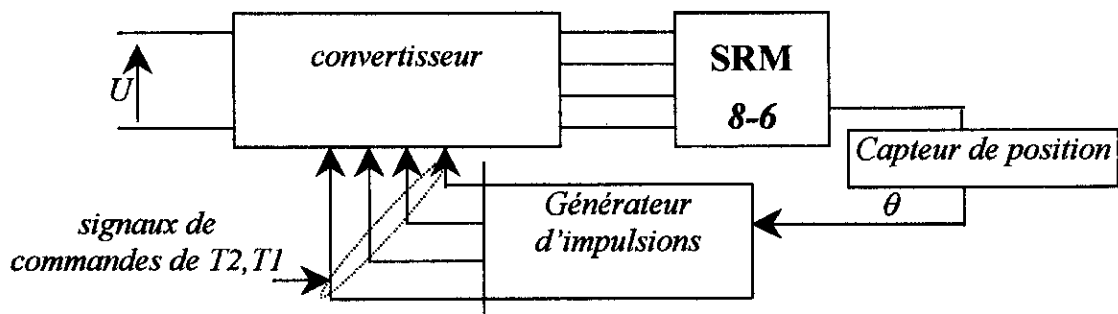


Figure III-2. bloc de commande en pleine onde(alimentation tension).

Pour l'alimentation en courant, la régulation du courant est nécessaire. Nous utilisons dans notre cas une régulation par hystérésis , la mesure du courant à chaque instant est alors nécessaire et le schéma bloc de la commande devient (III-3).

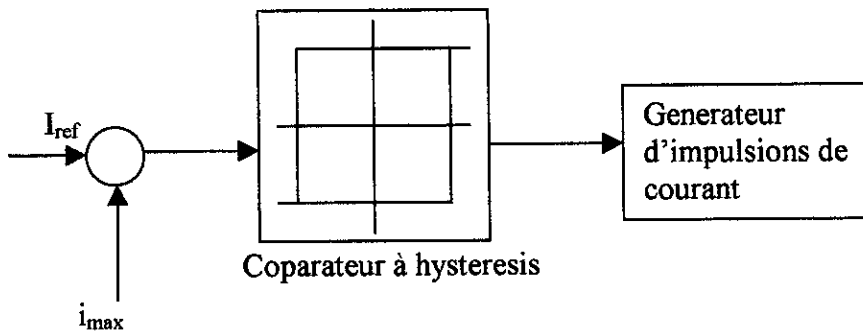


Figure III-3. bloc de commande en utilisant une MLI (alimentation courant)

2. Modélisation de la MRV en régime linéaire :

La modélisation de la MRV en régime linéaire nous conduit à négliger la saturation. De plus le modèle que nous développons ne tiendra pas compte de l'effet de la mutuelle. [16,17] lorsqu'une phase est alimentée, l'équation électrique de la phase est donnée par :

$$V = R \cdot i + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{III-1})$$

$$\phi = L(\theta) \cdot i \quad (\text{III-2})$$

Pour un fonctionnement en régime permanent nous avons :

$$\Omega = C^{te} \quad (\text{III-3})$$

L'équation (III-1) en combinaison avec (III-2) nous permet d'écrire

$$V = R \cdot i + L(\theta) \frac{di}{dt} + \Omega i \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (\text{III-4})$$

Pour tenir compte de la commutation nous devons considérer deux phases : la phase excitée et la phase déséxcitée. Le modèle de la machine peut alors s'exprimer par :

$$\begin{bmatrix} V_k \\ V_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_k + \Omega \frac{dL_k(\theta)}{d\theta} & 0 \\ 0 & R_j + \Omega \frac{dL_j(\theta)}{d\theta} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_k \\ i_j \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_k(\theta) & 0 \\ 0 & L_j(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_k}{dt} \\ \frac{di_j}{dt} \end{bmatrix} \quad (\text{III-5})$$

Avec :

$\left\{ \begin{array}{l} k \text{ indique la phase qui vient d'être excitée.} \\ j \text{ indique la phase en cours d'extinction.} \end{array} \right.$

et le modèle devient

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{V_k - i_k \left(R + \Omega \frac{dL_k(\theta)}{d\theta} \right)}{L_k(\theta)} \quad (\text{III-6})$$

Le couple électromagnétique développé par la machine est donné par :

Avec

$$\Gamma_e = \frac{\partial W'}{\partial \theta} \quad (\text{III-7})$$

où W' est la coénergie de circuit magnétique :
comme on a négligé la saturation on pourra donc écrire :

$$W' = W = \frac{1}{2} L(\theta) i^2 \quad (\text{III-8})$$

Donc l'équation (III-8), en tenant compte des deux phases se met sous la forme :

$$\Gamma_e = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \cdot i_k^2 + \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \cdot i_j^2 \right) \quad (\text{III-9})$$

2-1 Modèle numérique de l'inductance :

Pour établir un modèle linéaire de la machine, nous avons considéré que les caractéristiques de l'inductance propre en fonction de la position rotorique pour différents courants d'excitation, toutes confondues avec celle obtenue pour $I=4$ A correspondant à un régime linéaire,

celle-ci est représentée par la figure (III-4).

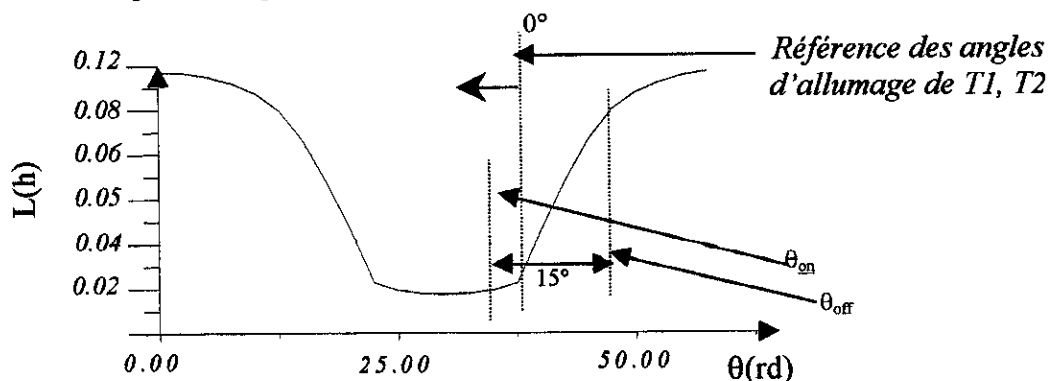


Figure III-4. inductance propre d'une phase

2-2. Modèle analytique de l'inductance :

La forme de l'inductance en fonction de la position obtenue (III-4) nous incite à l'approximer à une forme trapézoïdale que l'on représente sur la figure (III-5).

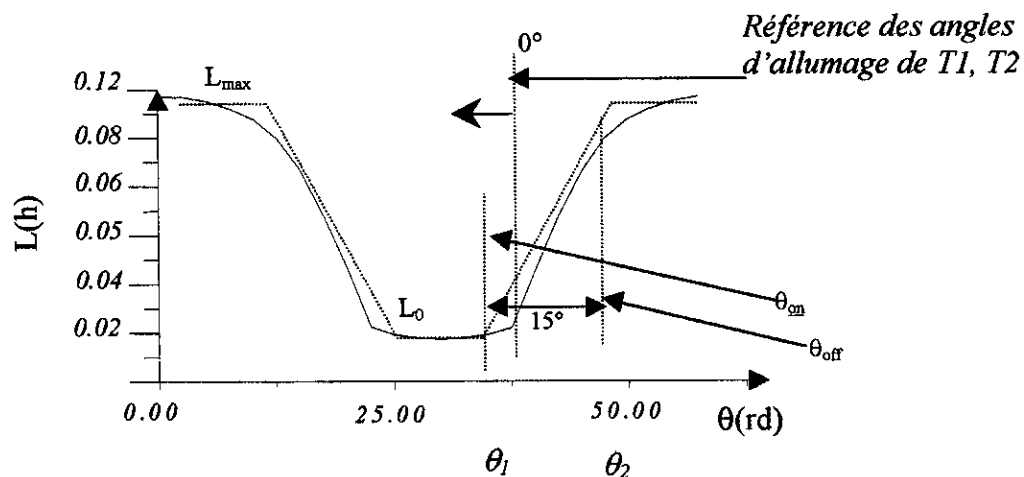


Figure III-5.L'inductance analytique en négligeant la saturation

Ceci nous permet d'établir un modèle analytique de l'inductance : [18]

Intervalle d'opposition :

Dans cet intervalle l'inductance est constante :

$$L(\theta) = C^{te} = L_0 \quad (\text{III-10})$$

Intervalle de croissance de l'inductance : $\theta_1 < \theta < \theta_2$.

Dans cet intervalle, l'inductance est régie par :

$$L(\theta) = L_0 + L_v \cdot (\theta - \theta_1) \quad (\text{III-11})$$

Avec :

$$L_v = \frac{L_{\max} - L_0}{\theta_2 - \theta_1} \quad (\text{III-12})$$

Intervalle de conjonction :

Dans cet intervalle on a :

$$L(\theta) = C^{te} = L_{\max} \quad (\text{III-13})$$

3. Modélisation de la machine associée au convertisseur :

La simulation des performances de la machine nécessite la modélisation de l'ensemble machine-convertisseur en fonction des étapes de l'alimentation représentées sous les configurations suivantes : [18]

Dans un premier temps, nous allons expliquer le fonctionnement du convertisseur lorsque les interrupteurs commutent simultanément. Le schéma électrique du convertisseur est représenté par la figure (III-1).

- **Première configuration :**

A l'instant T_{on} correspondant à θ_{on} ou commence l'excitation de la phase, la diode D1 et les deux interrupteurs T1, T2 sont fermés, le circuit électrique équivalent est le suivant (Figure III-6).

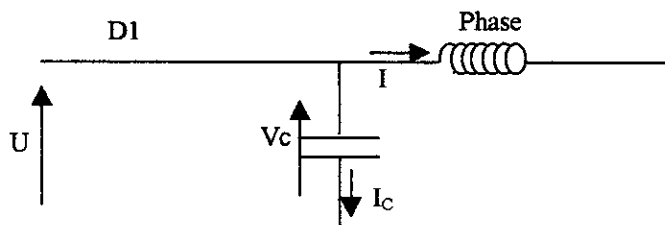


Figure III-6

Pendant cette phase de conduction, le condensateur se charge quasi instantanément à la tension $V_c=U$. les équations électriques qui régissent cette phase sont :

$$V_c = U \quad (\text{III-14})$$

$$U = (R + \Omega \frac{dL(\theta)}{d\theta}) \cdot i + L(\theta) \frac{di}{dt} \quad (\text{III-15})$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{U - i(R + \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot \Omega)}{L(\theta)} \quad (\text{III-16})$$

• **Seconde configuration :**

Cette phase commence à l'ouverture des interrupteurs T1, T2, à cet instant la diode D1 se bloque, les diodes D2, D3 se mettent à conduire et restent passantes jusqu'à l'annulation du courant i ou à la fermeture des interrupteurs T1, T2. Le montage équivalent devient donc (Figure III-7) :

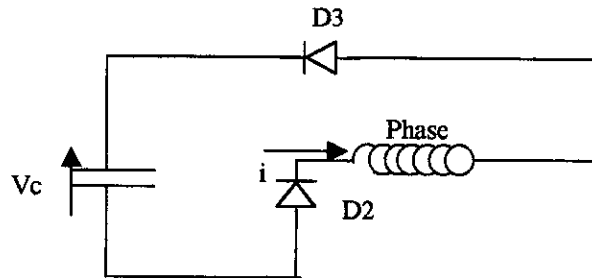


Figure III-7

Dans cette étape le condensateur se charge à l'aide du courant induit par l'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique de la machine, cette phase est régie par les équations suivantes : [15]

$$V_c = \frac{Q}{C} \quad i = \frac{dQ}{dt} \quad (\text{III-17,18})$$

$$V_c = -(R + \Omega \frac{dL(\theta)}{d\theta}) \cdot i - L(\theta) \frac{di}{dt} \quad (\text{III-19})$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_C - i(R + \frac{dL(\theta)}{d\theta}\Omega)}{L(\theta)} \quad (\text{III-20})$$

• **Troisième configuration :**

On ferme les interrupteurs T1, T2. La tension V_C est supérieure à la tension d'alimentation U . D1 est donc bloquée et le condensateur se décharge dans la bobine jusqu'à ce que sa tension devienne égale à U . le circuit électrique équivalent est (Figure III-8). [15,16]

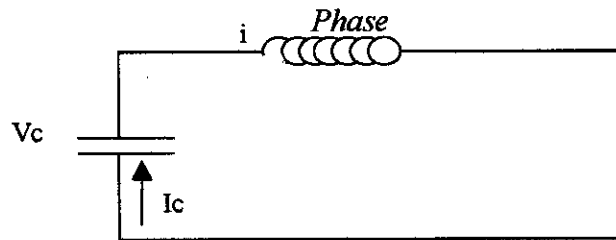


Figure III-8

L'équation qui régit le circuit est donnée par :

$$V_C = -(R + \Omega \frac{dL(\theta)}{d\theta})i + L(\theta) \frac{di}{dt} \quad (\text{III-21})$$

Pour un fonctionnement en courant, nous utiliserons le montage de la figure (III-1) en changeant seulement la stratégie de commande, du semi-conducteur T1 durant la première étape décrite ci-dessus, en utilisant le retour du courant de la phase qui sera fixé entre deux limites comprenant le courant maximal (ou désiré), les instants de commande de l'interrupteur T1 sont définis par les instants d'intersection du signal avec les limites de référence.

Cette stratégie permet de contrôler le courant, en basculant la tension d'alimentation à chaque dépassement des deux limites, en ouvrant et en fermant l'interrupteur T1, les fréquences de commutations sont donc déterminées par la vitesse de rotation et la largeur de la bande d'hystérésis.

$$(R + \Omega \frac{dL(\theta)}{d\theta})i + L(\theta) \frac{di}{dt} = 0 \quad (\text{III-22})$$

Le schéma électrique équivalent est représenté par la figure (III-9).

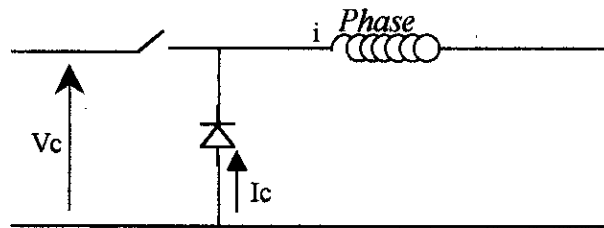


Figure III-9

4. Simulation des performances de la MRV en régime permanent :

Dans cette partie nous présentons les résultats obtenus pour deux différents types d'alimentations (courant et tension), pour les mêmes conditions de fonctionnements.

4-1 Simulations du modèle numérique de l'inductance :

La caractéristique de l'inductance est introduite numériquement dans le modèle de la machine. Le principe de résolution adopté consiste à numériser cette inductance et sa dérivée sur une période mécanique avec un pas de 2.5° et les stocker dans un tableau $[\theta, L(\theta), \frac{dL(\theta)}{d\theta}]$,

Nous ferons une approximation linéaire entre chaque deux points, nous obtenons l'inductance représentée dans la figure (III-4).

La tension maximale vue par l'interrupteur est égale à celle vue par l'enroulement, les interrupteurs sont ainsi dimensionnés pour une tension égale à celle de la source U_c .

4-1-1 Alimentation en pleine onde :

Ces simulations ont été faites pour une vitesse de 2600 tours/min. et une tension de 680 V. Nous présentons au début les formes des courants et du couple électromagnétique en fonction du temps, pour trois angles d'allumages ($2.5^\circ, 5^\circ, 7.5^\circ$) puis nous présentons la caractéristique du couple moyen en fonction des décalages θ_{on} .

La tension d'alimentation d'une phase est représentée dans la figure (III-10).

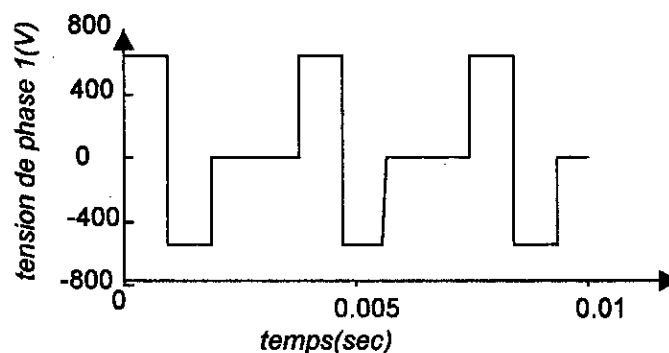


Figure III-10. tension de la phase

Pour cette tension on a obtenu les caractéristiques suivantes en fonction θ_{on} .

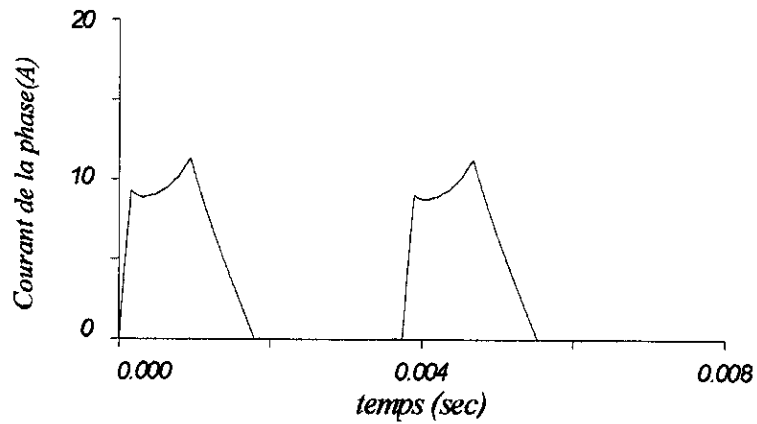


Figure III-11. courant de la phase ($\theta_{on}=2.5^\circ$)

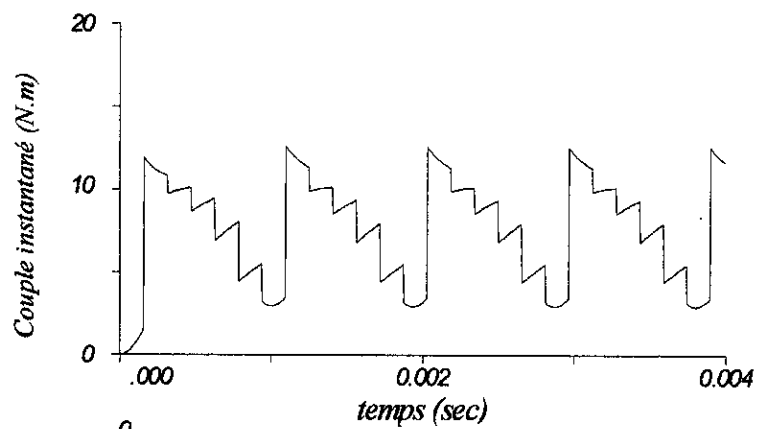


Figure III-12. couple instantané ($\theta_{on}=2.5^\circ$)

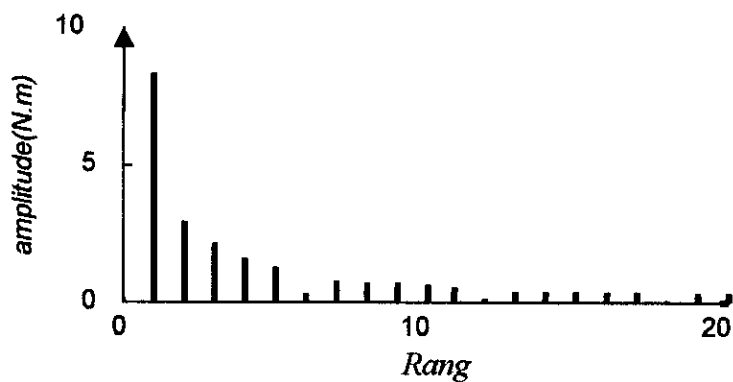


Figure III-13. analyse harmonique du couple

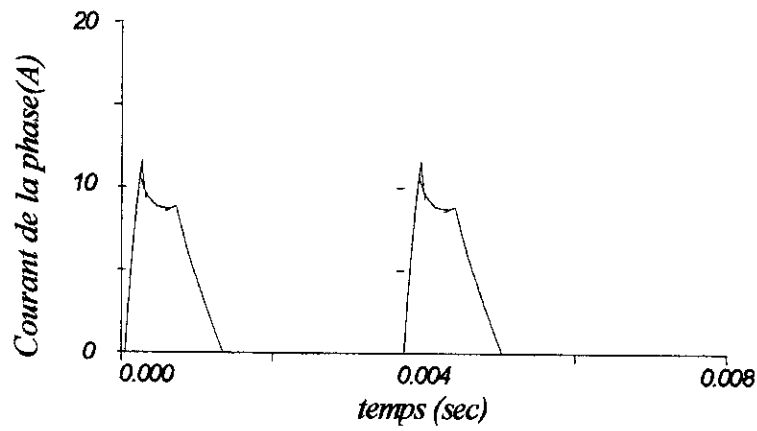


Figure III-14 courant de phase pour ($\theta_{on}=5^\circ$)

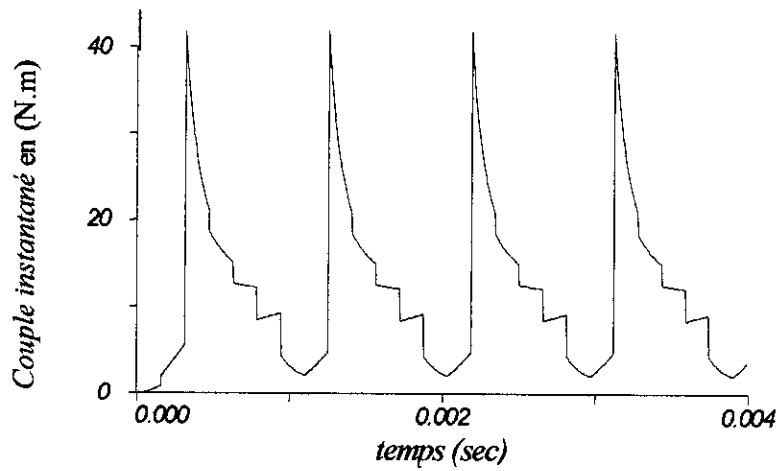


Figure III-15 couple instantané en fonction du temps pour $\theta_{on}=5^\circ$

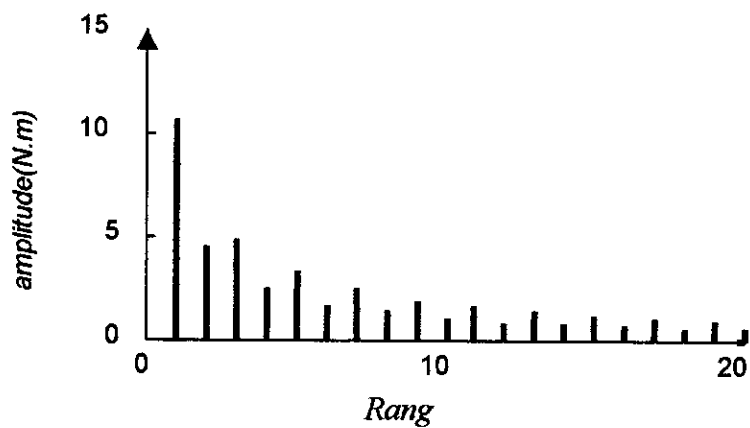


Figure III-16. analyse harmonique du couple ($\theta_{on}=5$)

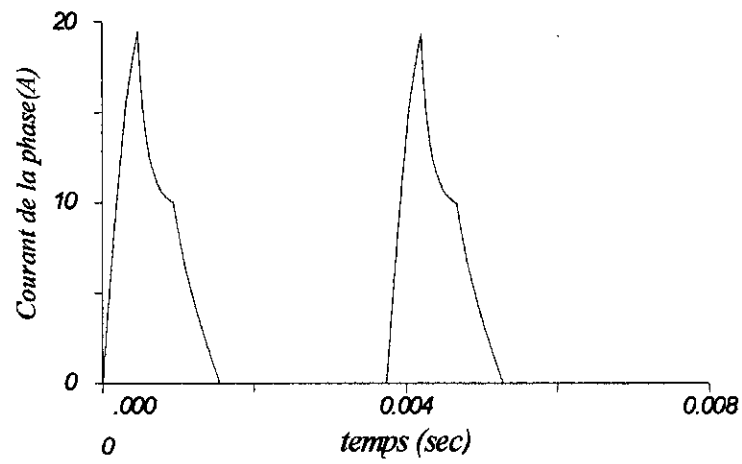


Figure III-17. courant de la phase 1 (A) $\theta_{on}=7.5^\circ$

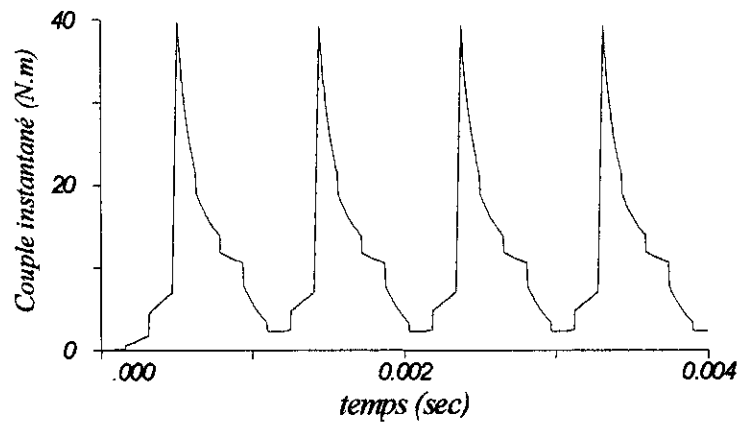


Figure III-18. couple instantané (N.m) $\theta_{on}=7.5^\circ$

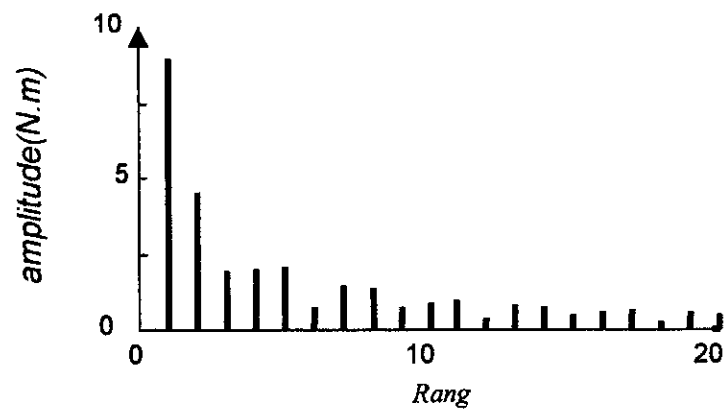


Figure III-19. amplitude du couple pour $\theta_{on}=7.5^\circ$

Les graphes présentés ci-dessus montrent clairement l'influence des instants d'allumages des semi-conducteurs sur les formes des courants absorbés et du couple électromagnétique développé par la machine.

Le pic de courant augmente en passant de $\theta_{on}=2.5^\circ$ à 5° et encore plus de 5° à 7.5° .

Le sens d'évolution du courant change en passant de 2.5° à 5° .

Une analyse harmonique du couple est effectuée. Elle est présentée sur la figure (III-13 III-16 et III-19) pour les trois angles d'allumage proposés. L'évolution du couple moyen en fonction de θ_{on} est représentée sur la figure (III-20).

On constate que la valeur moyenne du couple varie avec l'angle d'allumage. Elle est maximale pour une valeur de $\theta_{on}=6^\circ$.

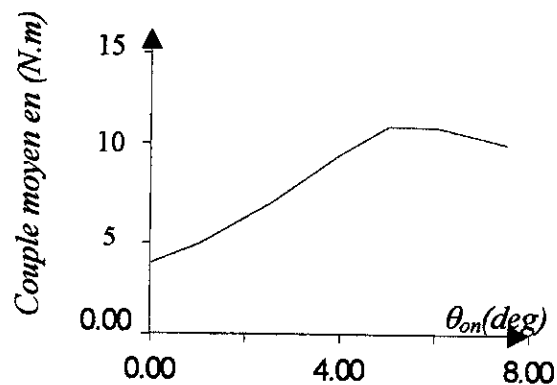


Figure III-20. le couple moyen en fonction de θ_{on}

4-1-2 Alimentation courant par hystérésis :

Une simulation du comportement de la machine en régime permanent est effectuée en alimentation courant, pour cela une alimentation à hysteresis a été utilisée. Nous avons fixé $\Delta I=1A$.

La forme de la tension obtenue aux bornes de la phase une est représentée dans la figure (III-21)

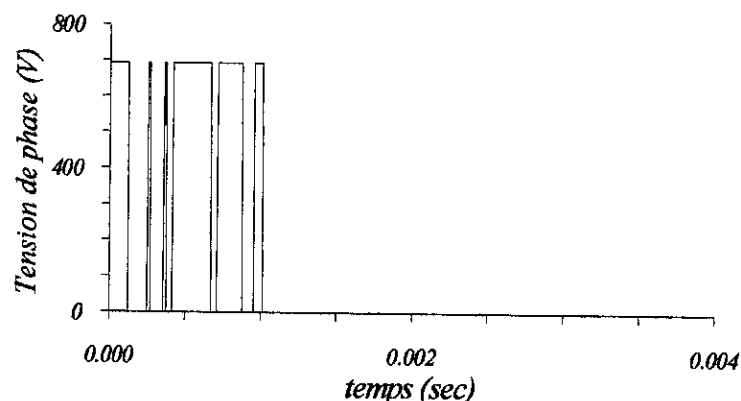


Figure III-21. Tension appliquée à une phase

Les fréquences de commutation de T1 sont déterminées par les trois paramètres suivants .

- La vitesse de rotation de la machine.
- La largeur de la bande de la limitation du courant.
- Le décalage θ_{on} .

Les variation de courants et de couple en fonction du temps sont déterminées pour différents angles d'allumages et sont représentées sur les figures ci-dessous :

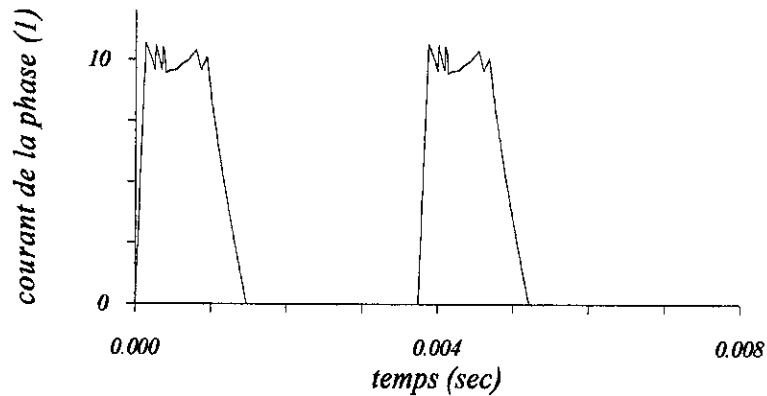


Figure III-22. courant de la phase $\theta_{on}=5^\circ$

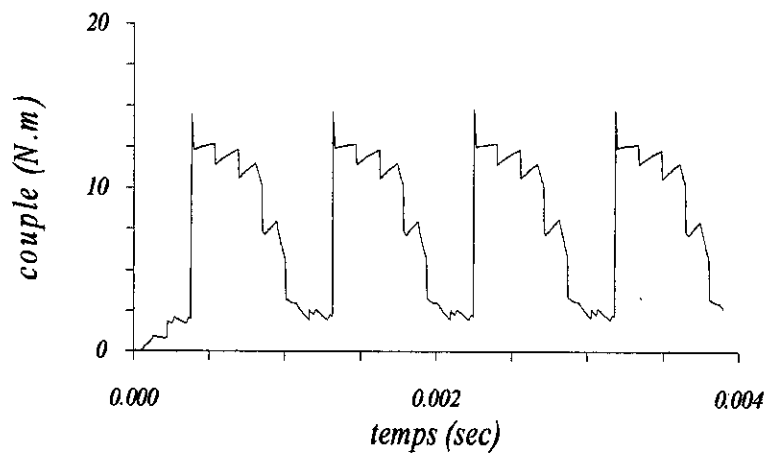


Figure III-23. couple instantané $\theta_{on}=5^\circ$

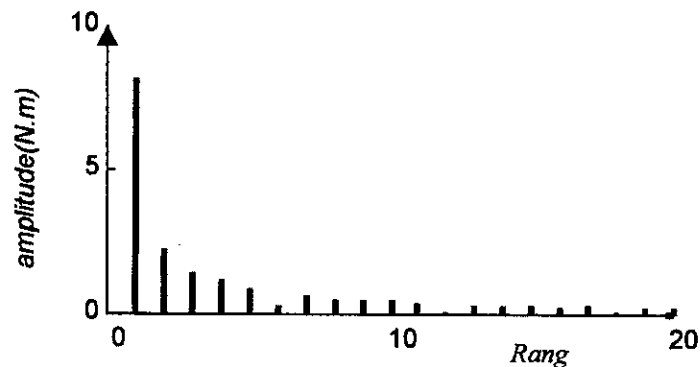


Figure III-24. analyse harmonique du couple $\theta_{on}=5^\circ$

En comparant ces formes de courant avec celles obtenues en alimentation tension, nous remarquons que le temps d'établissement du courant de la phase est plus faible et nous constatons la disparition du pic.

La forme du couple est moins ondulée que celle obtenue précédemment, ceci est bien illustré par l'analyse harmonique donnée sur la figure III-24.

Les variations du couple moyen en fonction de θ_{on} ont été déterminées et représentées en même temps que celle obtenue précédemment sur la figure III-25.

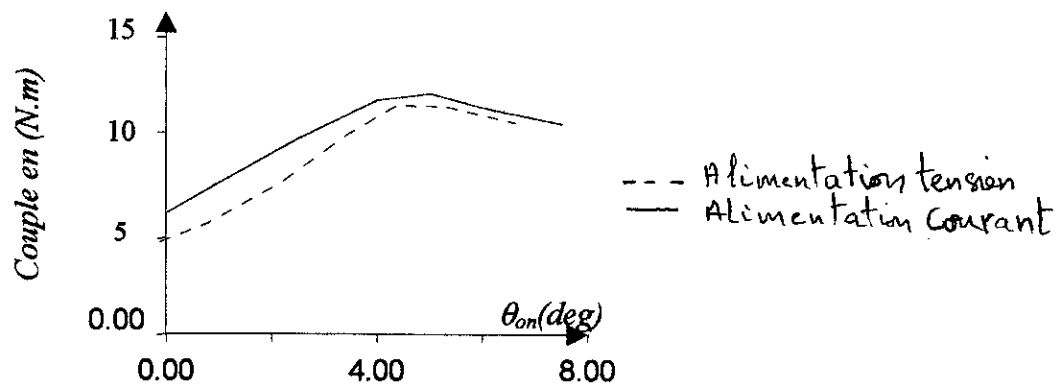


Figure III-25. le couple moyen en fonction de θ_{on}

4-2 Simulations du modèle analytique de l'inductance :

Afin de valider le modèle analytique de l'inductance par rapport au modèle numérique, nous effectuerons des simulations dans les mêmes conditions de fonctionnement que les précédentes. Nous allons comparer les formes des courants absorbés et du couple électromagnétique développé par la machine avec ceux obtenus avec le premier modèle de l'inductance numérisée.

Nous résolvons analytiquement l'équation (III-5) par intervalle de θ et nous déduisons pour chaque cas l'expression adéquate du couple.

Intervalle d'opposition :

L'équation (III-6) est donc à paramètres constants. Elle a pour solution .

$$i(\theta) = \frac{V}{R} \left(1 - e^{-\frac{R(\theta - \theta_{on})}{\Omega L_0}} \right) \quad \text{(III-23)}$$

$$\Gamma_e = 0$$

Intervalle de croissance de l'inductance : $\theta_1 < \theta < \theta_2$.

Après le développement des solutions associées au régime libre et forcé, on aboutit à la solution suivante : [14]

$$i(\theta) = \left[\left(\frac{L_0}{L(\theta)} \right)^{\left(1 + \frac{R}{\Omega L_v} \right)} \cdot \left(i(\theta_1) - \frac{V}{R + \Omega L_v} \right) \right] + \frac{V}{R + \Omega L_v} \quad (\text{III-24})$$

$$\Gamma_e = \frac{1}{2} \cdot i^2 L_v \quad (\text{III-25})$$

Intervalle de conjonction :

L'expression du courant est donc sous la forme : [14]

$$i(\theta) = \frac{-U}{R} + \left[i(\theta_2) + \frac{U}{R} \right] \cdot e^{-\frac{R \cdot (\theta - \theta_2)}{\Omega L_v}} \quad (\text{III-26})$$

$$\Gamma_e = 0$$

Pour $\theta_{on} = 5^\circ$ les caractéristiques de courant et de couple en fonction du temps sont représentées sur les figures III-26 et III-27 en même temps que celles déterminées par le modèle numérique

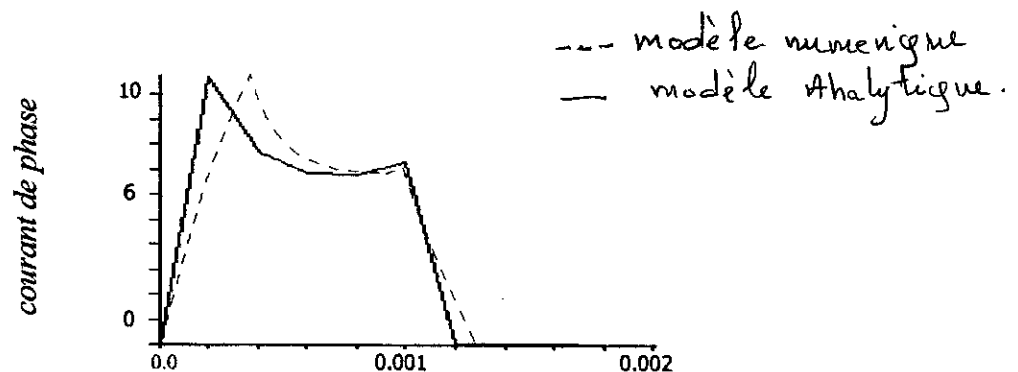


Figure III-26. courant de la phase 1 (A) $\theta_{on} = 5^\circ$

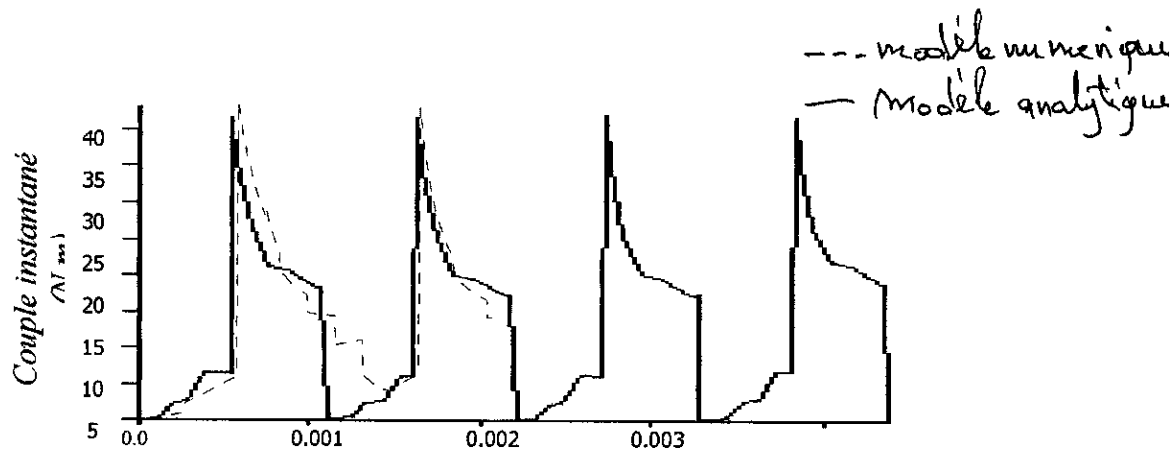


Figure III-27 couple électromagnétique pour $\theta_{on}=5^\circ$

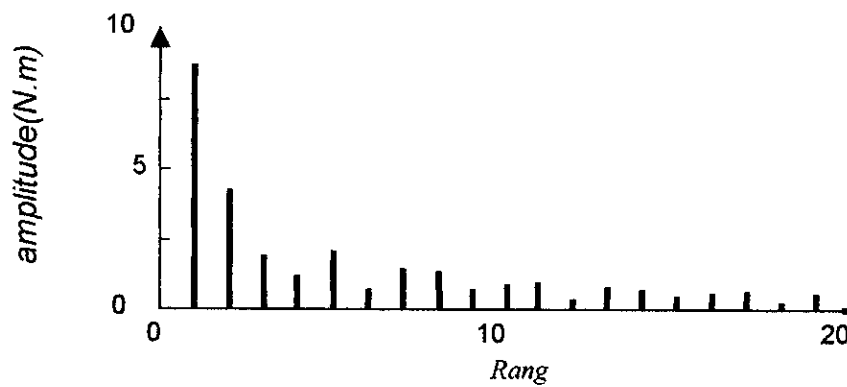


Figure III-28 amplitude du couple pour $\theta_{on}=5^\circ$

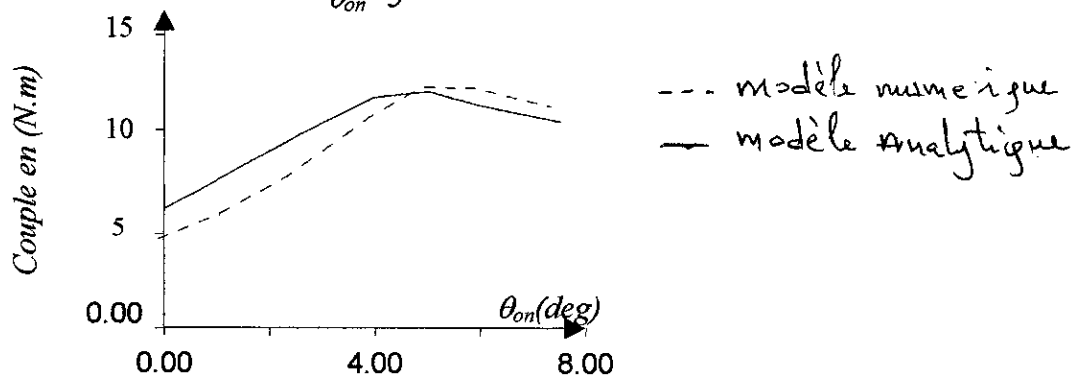


Figure III-25. le couple moyen en fonction de θ_{on}

Nous constatons que les formes obtenues sont légèrement décalées. Les formes restent cependant les même.

Conclusion :

Dans ce chapitre, un modèle linéaire de la machine est présenté ; celui-ci utilise les variations d'inductances en fonction de la position déterminées numériquement. Une approximation trapézoïdale de l'inductance nous a permis de proposer un modèle analytique

Ces modèles nous ont permis de simuler les performances de la machine associée au convertisseur pour une alimentation tension et courant

La comparaison des résultats obtenus entre le modèle numérique et analytique a montré :

- Que le modèle analytique peut être utilisé en régime linéaire.
- La supériorité de l'alimentation courant sur l'alimentation tension.

CHAPITRE IV
MODELISATION DE LA
MACHINE EN REGIME
SATURE

CHAPITRE IV

MODÉLISATION DE LA MACHINE EN REGIME SATURE

Nous présentons dans ce chapitre le modèle complet de la machine associée au convertisseur ; ce modèle tiendra compte de l'effet de la saturation sur la machine. Une simulation du comportement de la machine en régime permanent est effectuée, pour une alimentation tension et courant. [4,15]

1- Modélisation de la machine :

Dans ce cas les flux par pôle dans la machine dépendent en même temps du courant et de la position (figure II-5).

Le modèle de la machine peut être donc représenté comme suit :

$$V = R \cdot i + \frac{d\phi(\theta, i)}{dt} \quad (\text{IV-1})$$

$$V = R \cdot i + \frac{d\phi}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\phi}{di} \cdot \frac{di}{dt} \quad (\text{IV-2})$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{(V - R \cdot i - \frac{d\phi}{d\theta} \cdot \Omega)}{\frac{d\phi}{di}} \quad (\text{IV-3})$$

De plus, en introduisant la self L par : $\phi = L(\theta, i)$. Ainsi nous pouvons écrire :

$$\phi(\theta, i) = L(\theta, i) \cdot i(t) \quad (\text{IV-4})$$

$$V = R \cdot i + \frac{d(L(\theta, i) \cdot i(t))}{dt} \quad (\text{IV-5})$$

$$\frac{d\Phi}{dt} = i \cdot \frac{dL(i, \theta)}{d\theta} \cdot \Omega + \left[L(i, \theta) + i \cdot \frac{dL(\theta, i)}{di} \right] \cdot \frac{di}{dt} \quad (\text{IV-6})$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{V - i \left(R + \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \cdot \Omega \right)}{L(\theta, i) + \frac{dL(\theta, i)}{di} \cdot i} \quad (\text{IV-7})$$

Cette dernière formulation du modèle est utilisée dans la simulation .

Nous supposons que la machine est en régime établi (pleine charge et vitesse constante).

$$\begin{bmatrix} V_k \\ V_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_k & 0 \\ 0 & R_j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_k \\ i_j \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\phi_k}{dt} \\ \frac{d\phi_j}{dt} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-8})$$

Avec :

$$\begin{cases} k : \text{indique la phase qui vient d'être excitée.} \\ J : \text{indique la phase en cours d'extinction.} \end{cases}$$

Le couple électromagnétique, en tenant compte de la saturation, ne peut être calculé qu'à partir de la coénergie, il est donné par l'équation (IV-9) : [3,15]

$$\Gamma_e = \frac{\partial W'}{\partial \theta} \quad (\text{IV-9})$$

$$\text{Avec} \quad : W' = \int_0^i \phi(i, \theta) \cdot di \quad (\text{IV-10})$$

$$\text{Ce qui donne :} \quad \Gamma_e = \int_0^i \frac{\partial \phi(i, \theta)}{\partial \theta} \cdot di \quad (\text{IV-11})$$

$$\text{Donc} \quad \Gamma_e = f(L, \theta, i) \quad (\text{IV-12})$$

Et la forme numérique s'écrit sous cette forme :

$$\Gamma_e = \sum_{k=1}^n \frac{\Delta L(\theta(k), i(k))}{\Delta \theta} \cdot i(k) \cdot \Delta i(k) \quad (\text{IV-13})$$

2- Modélisation de la machine associée au convertisseur :

Pour les différents états du convertisseur les équations de la machine associée au convertisseur seront les suivantes : [15]

- **Première configuration** : T1, T2 fermés et D1 passant :

$$V_C = U \quad (\text{IV-14})$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{U - i(R + \frac{dL(\theta,i)}{d\theta} \cdot \Omega)}{L(\theta,i) + \frac{dL(\theta,i)}{di} \cdot i} \quad (\text{IV-15})$$

- **Seconde configuration** : T1, T2 fermés et D1 ouverte :

Dans cette étape on a les équations suivantes :

$$\frac{dV_C}{dt} = -\frac{i}{C} \quad (\text{IV-16})$$

Ce qui conduit à :

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_C - i(R + \frac{dL(\theta,i)}{d\theta} \cdot \Omega)}{L(\theta,i) + \frac{dL(\theta,i)}{di} \cdot i} \quad (\text{IV-17})$$

- **Troisième configuration** : T1, T2 ouverts et D1 fermée :

Dans ce cas L'équation est :

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_C - i(R + \frac{dL(\theta,i)}{d\theta} \cdot \Omega)}{L(\theta,i) + \frac{dL(\theta,i)}{di} \cdot i} \quad (\text{IV-18})$$

- **Quatrième configuration** : T1, T2 fermés et D1 ouverte :

$$\frac{di}{dt} = \frac{-i(R + \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \Omega)}{L(\theta, i) + \frac{dL(\theta, i)}{di} i} \quad (\text{IV-19})$$

3- Simulations :

Pour la modélisation du système machine - convertisseur on aura besoin de générer à chaque pas de calcul une caractéristique d'inductance pour chaque valeur de i . Pour cela nous avons utilisé une méthode d'interpolation numérique basée sur les réseaux de neurones.

3-1 Méthode de résolution :

Ce modèle d'inductance $L(\theta, i)$ est approximé par une fonction bidimensionnelle sur tous les intervalles de courant et de position, en exploitant un réseau de neurones appelé RBF[15] à 64 neurones. Ce réseau représenté sur la figure (IV-1) est conçu pour l'interpolation de la fonction à deux variables de l'espace (i, θ) à l'intérieur des intervalles $[4 \ 10]$ (A) et $[0 \ 37.5]$ (deg) respectivement.

Cette opération consiste à reconstruire la fonction échantillonnée L [19]

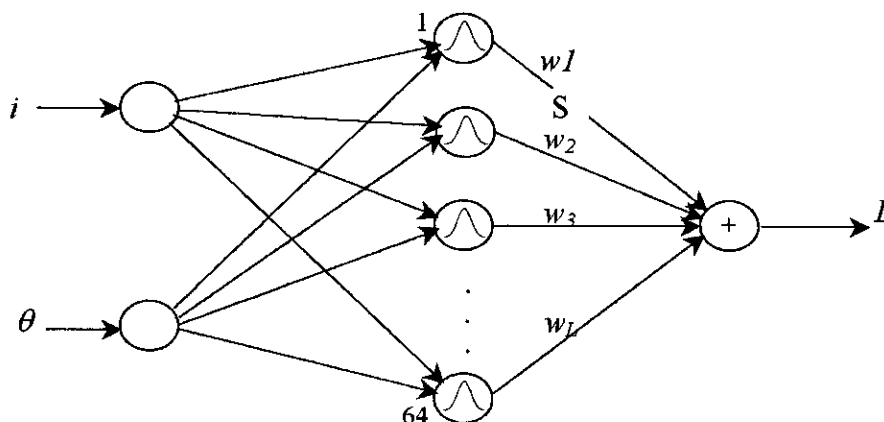


Figure IV-1 Architecture du réseau RBF

Tel que
$$L = \sum_1^{64} w_i \cdot S_i \quad (\text{IV-19})$$

$$S_i = \exp\left(-\sum_{j=1}^2 \frac{(x_j - c(i,j))^2}{\sigma(i,j)^2}\right) \quad (\text{IV-18})$$

où x est le vecteur (i, θ) , $c(i,j)$ est le centre de la gaussienne S et σ est sa variance.

3-2 Détermination des caractéristiques $L(\theta, i)$:

l'erreur finale après l'apprentissage du réseau est de l'ordre 10^{-06}

Pour les courants dépassant 10A nous prenons comme approximation $L(i, \theta) = L(10, \theta)$.

Les résultats obtenus de cette interpolation sont représentés sur la figure (IV-2,IV-3), ainsi on pourra exprimer les dérivées partielles de $L(i, \theta)$ de petits Δi et $\Delta \theta$ en deux matrices permettant une meilleure précision dans les calculs numériques.

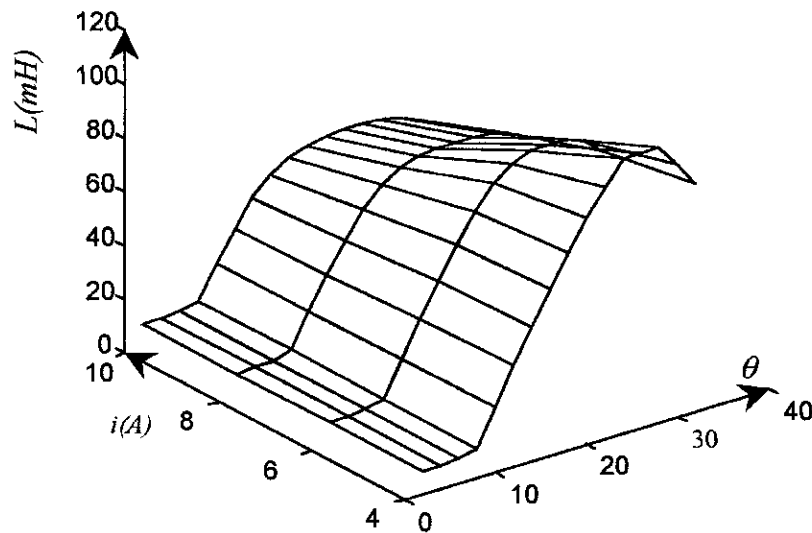


Figure IV-2. répartition spatiale de l'inductance en fonction de θ et i

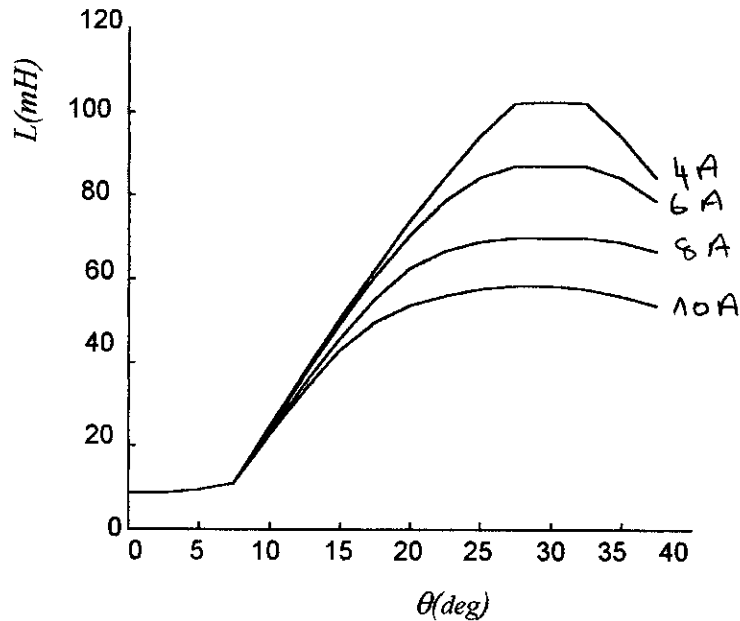


Figure IV-3. inductances relatives aux courants des calculs statiques

Nous présentons des simulations du modèle de l'ensemble convertisseur-machine en tenant compte de la saturation, pour un fonctionnement nominal.

Le calcul du couple électromagnétique développé par la machine a été fait numériquement à l'aide d'une intégration numérique de la formule (IV-11), en choisissant un pas de calcul suffisamment petit.

3-3 Alimentation en pleine onde :

Pour des conditions de fonctionnement nominal (680V 2600 tr/min et une charge de 10A) et pour une alimentation en pleine onde on a obtenu les caractéristiques suivantes :

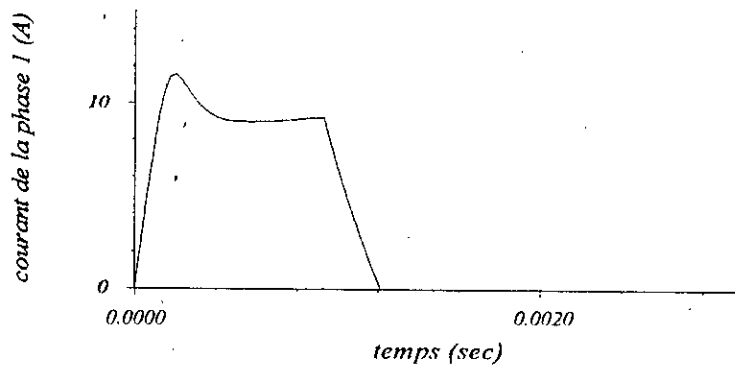


Figure IV-4. le courant absorbé pour $\theta_{on}=5^\circ$

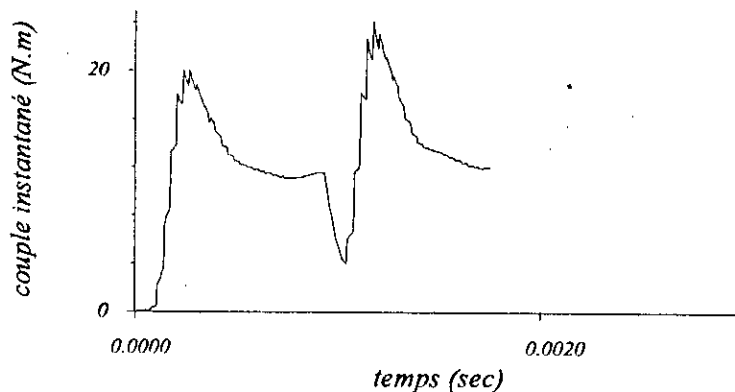


Figure IV-5. le couple développé $\theta_{on}=5^\circ$

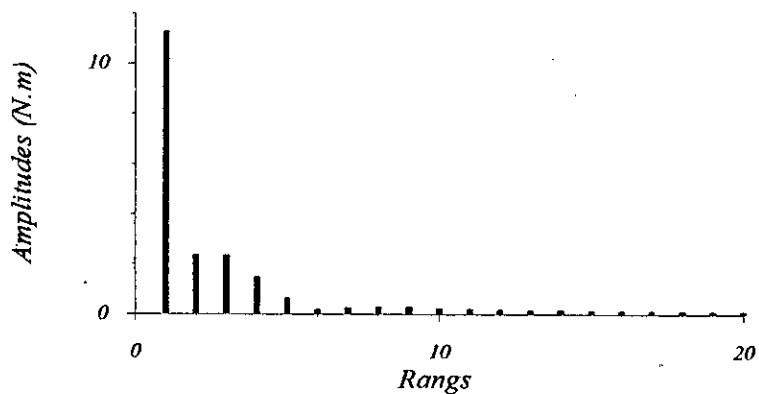


Figure IV-6. l'analyse harmonique du couple $\theta_{on}=5^\circ$

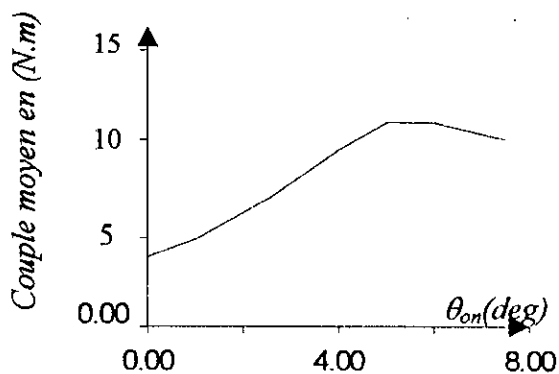


Figure IV-7. le couple moyen en fonction de θ_{on}

3-4 Alimentation en courant:

Nous avons fait les mêmes simulations en utilisant une alimentation par hysteresis dans les mêmes conditions de fonctionnement [$\Delta I=1A$] et nous avons obtenu les caractéristiques suivantes :

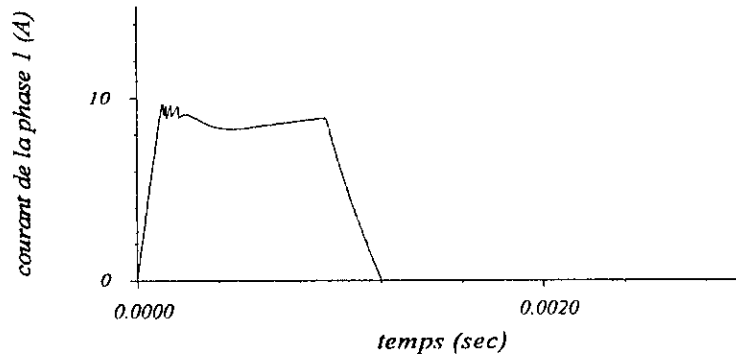


Figure IV-8. le courant absorbé pour $\theta_{on}=5^\circ$

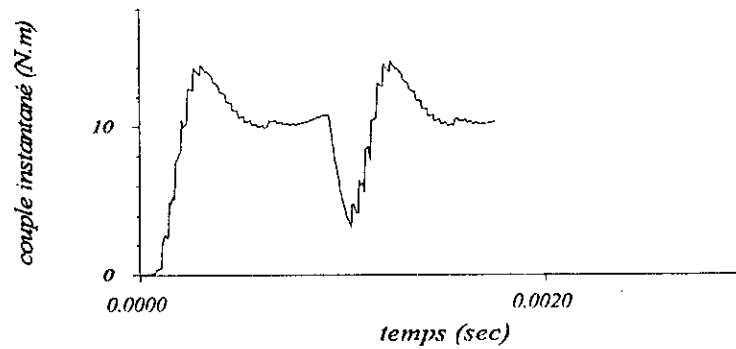


Figure IV-9. le couple développé $\theta_{on}=5^\circ$

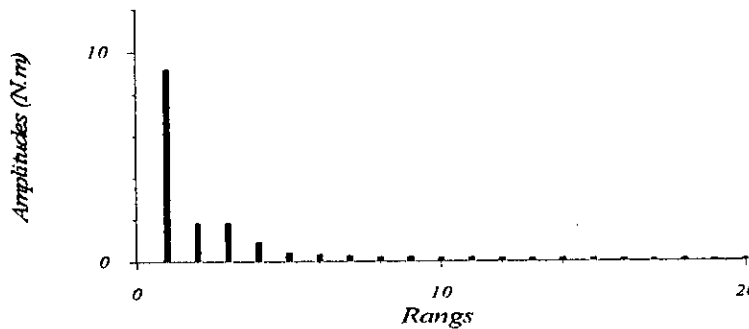


Figure IV-10. l'analyse harmonique du couple $\theta_{on}=5^\circ$

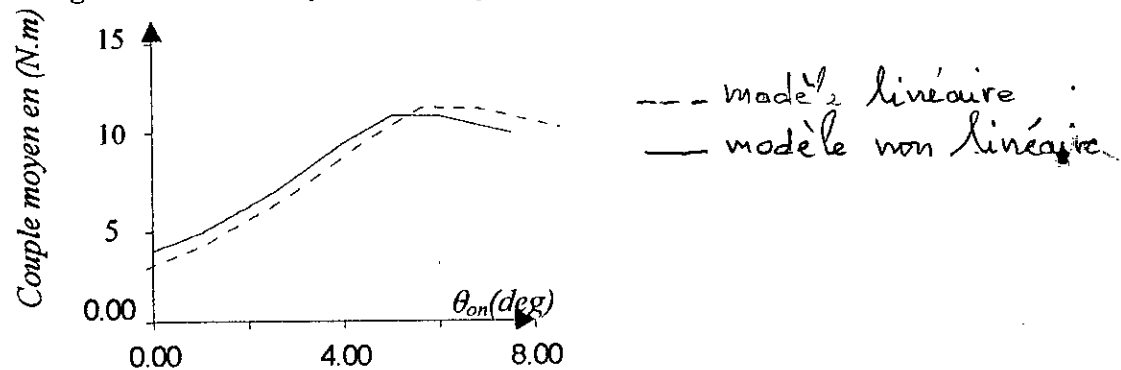


Figure IV-11. le couple moyen en fonction de θ_{on}

Les variations du courant et du couple en fonction du temps sont calculées et représentées sur les figures (IV-4 et IV-5).

La forme du courant est différente de celle obtenue par le modèle linéaire : dans ce cas les pics de courant sont atténués et la suppression du courant dans la phase se fait plus lentement. Par ailleurs, la forme du couple est moins ondulée, ce qui est traduit par les amplitudes des harmoniques plus faibles que celles obtenues dans le cas linéaire. [15]

La même simulation a été effectuée en alimentation courant, celle-ci a donné les résultats représentés sur les figures (IV-8, IV-9, IV-10).

Nous constatons dans ce cas, que l'alimentation courant n'a pas d'apport particulier sur les caractéristiques de la machine : on obtient pratiquement les mêmes résultats.

Le couple moyen développé dans le cas d'une alimentation en pleine onde est supérieur à celui développé par la machine avec le contrôle du courant, cela revient au fait que la limitation du courant fait diminuer le pic du couple instantané.

Nous remarquons aussi que les formes des courants obtenus sont moins ondulées relativement aux formes obtenues dans les simulations du régime linéaire.

Conclusion :

Dans ce travail, nous avons tenu compte de la saturation en proposant un modèle non linéaire de la machine. Les résultats nous ont permis de caractériser la machine dans son fonctionnement normal.

De plus, nous avons montré qu'un modèle linéaire n'était pas suffisant.

Par ailleurs, l'utilisation d'une MLI pour le fonctionnement normal n'est pas nécessaire puisque la limitation de courant se fait naturellement. Cependant, celle-ci pourrait être utilisée pour la commande du couple par la régulation du courant, pour d'autres régimes de fonctionnement.

Les instants d'allumage des semi-conducteurs influent directement sur la manière dont le courant évolue dans la machine, il s'éteint et évolue différemment selon les valeurs de l'inductance balayées par le courant, ces valeurs sont déterminées par le décalage θ_{on} (qui est à l'origine des pics du courant comme le montre la figure (IV-4).

Les spectres des couples électromagnétiques développés par la machine montrent que les harmoniques des rangs élevés sont très faibles, on peut donc dire que la saturation joue un rôle de filtre



**CONCLUSION
ET
PERSPECTIVES**

Conclusion générale :

Nous nous sommes intéressés, dans ce travail à la modélisation d'une MRV à double saillance associée à un convertisseur.

A cet effet, nous avons proposé un modèle électromagnétique qui nous a permis de déterminer les caractéristiques d'inductance en fonction de la position et du courant en utilisant la méthode des éléments finis.

Par ailleurs, après un choix adéquat du convertisseur, deux modèles de l'ensemble machine – convertisseur sont présentés : un modèle linéaire et un modèle non linéaire tenant compte de la saturation.

Pour le modèle linéaire, nous avons proposé un modèle numérique de l'inductance et un modèle analytique. Les résultats obtenus pour les deux modèles étant analogues, le modèle analytique a été retenu pour sa simplicité et sa facilité de résolution.

Pour le modèle non linéaire, un modèle numérique de l'inductance est proposé. Ce modèle nous a permis de caractériser la machine dans son fonctionnement nominal, et de montrer l'insuffisance du modèle linéaire.

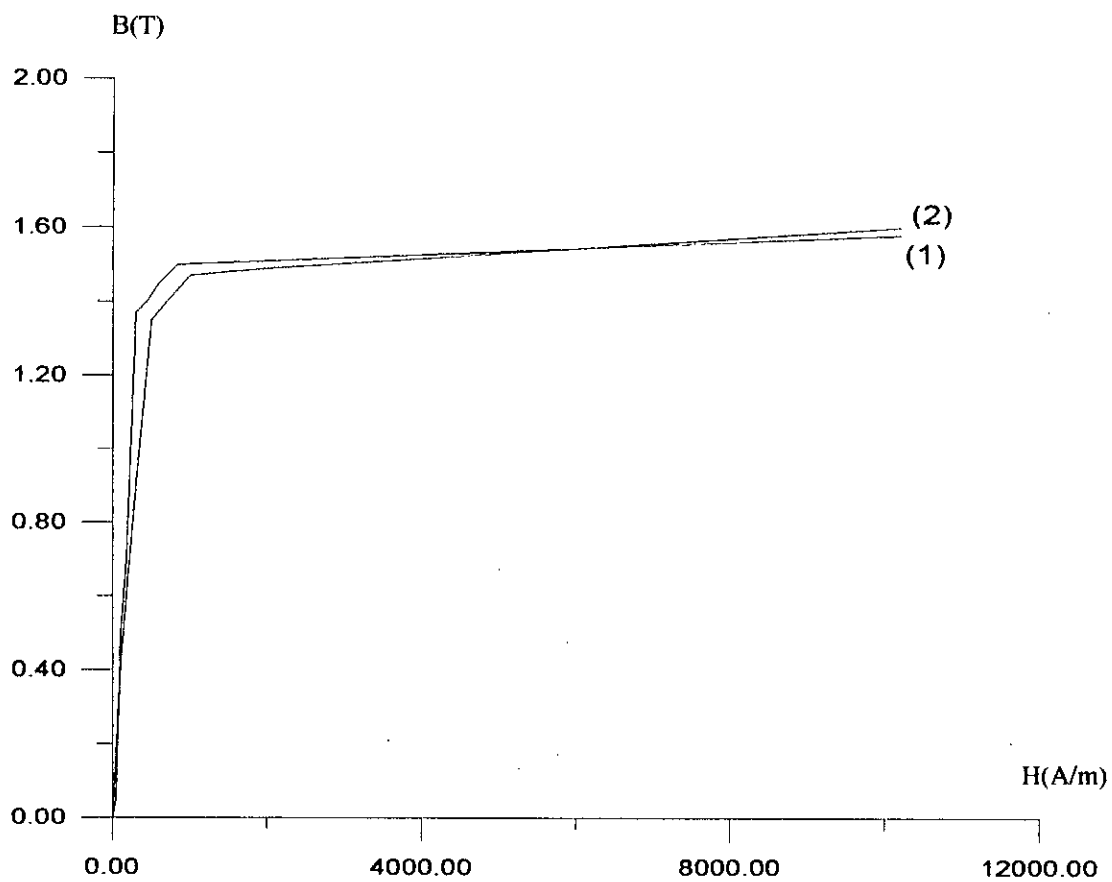
Une optimisation des performances de cette machine serait une perspective d'un travail futur. Celle-ci pourrait intervenir sur :

- La structure de la machine, en agissant sur la géométrie des dents rotoriques par rapport aux dents statoriques. Ceci est effectué dans le but d'augmenter le couple maximal.

Nous pouvons agir également sur la forme des dents dans le but de réduire les ondulations de couple qui sont assez importantes dans le cas de ces machines.

- L'alimentation, en optimisant les angles d'ouverture et de fermeture des transistors de commutation de phase.

ANNEXES



(1) Caractéristique magnétique utilisée dans le calcul

(2) Caractéristique magnétique réelle du matériau

PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES DE LA MACHINE :

1. Nombre de dents statoriques :	$Z_s=8$
2. Nombre de dents rotoriques :	$Z_r=6$
3. Pas dentaire statorique :	$\alpha_s=45^\circ$
4. Pas dentaire rotorique :	$\alpha_r=60^\circ$
5. Ouverture de l'encoche statorique :	$\alpha_{se}=20^\circ$
6. Ouverture de l'encoche rotorique :	$\alpha_{re}=25^\circ$
7. Rayon extérieur du rotor :	$R_{in}=58.04 \text{ mm}$
8. Rayon intérieur du stator :	$R_{ext}=58.40 \text{ mm}$
9. Rayon extérieur de la machine :	$R=150 \text{ mm}$
10. Profondeur des encoches rotoriques et statoriques :	$h=30.2 \text{ mm}$
11. Épaisseur de l'entrefer :	$e=0.36 \text{ mm}$
12. Longueur de la machine :	$L=171 \text{ mm}$
13. puissance de la machine	$P=7.5 \text{ kW}$
14. nombre de spires par phases	59

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **L.Xu and E.Ruckstadler** « Direct modeling of switched reluctance by coupled field circuit method » IEEE transaction on energy conversion, Vol.10, N°3, Septembre 1995
- [2] **J.Lawrenson** « Switched reluctance drive » A perspective, ICEM 96, pp 12- 21, Paris, France.
- [3] **A.A.Arkadan** « Switched réluctance motor drives », performance prediction of electric machine and drives systems, IEEE Milwaukee section seminar, Saturday, May 15, 1993.
- [4] **W.F.Ray and R.M.Davis** « inverter drive for doubly salient reluctance machine : its performental behaviour, linear analysis and cost applications » electric power application, Decembre 1979, Vol2,N°6..
- [6] **S.Djema** « Etude numerique des efforts electromagnetiques dans les machines à reluctance variable polydiscoides » These Docteur – Ingenieur, Université Pierre et Marie Curie, Paris 6-1982.
- [7] **N.Yaker** « Effet de courbures dans les machines à reluctance variable à stator lisse » These de Magister, ENP 08 Juillet 1992.
- [8] **S.Tahi** « Etude de la machine à reluctance variable à rotor massif » ENP Juin 1985
- [9] **G.E.Dawson, A.R.Eastman et J.Mizia** « Switched reluctance motor torsue characteristics : Finite element analysis and test results » conference record of the 1986 Industrie application Socially annual meeting part I 1986 pp 864-869.
- [10] **R.Jufer** « Transducteurs elemagnetiques » ed Dunod
- [11] **Touzot et Dhatt** « presentation de la méthode des éléments finis » Ed Dunod
- [12] **P.Rafindjad** « Adaptation de la méthode des éléments finis à la modelisation des systemes electromagnetiques de conversion d'energie » These de Doctorat, INPG, Grenoble 1977.
- [13] **K.Alitouche** « Optimisation du couple d'une machine synchrone à aimants par la méthode des éléments finis » ,These de Magister, ENP, Juillet 1992.
- [14] **W.Thomas, N.A .O.Demerdash** « Finite element- State space modeling environnements for electric motors drives » research and environnement, Clarkson University 1996.
- [15] **T.Harned, S.R.Prina** « Finite element analysis of electro-mechanical devices » IMCSD .87.

[5]

[16] P.Roy, M.E.Zaim, K.Dakhouché « dimensionnement et modélisation d'une machine à reluctance variable à double saillance » ICEA, Batna '97.

[17] P.Roy « Etude d'un moteur à reluctance variable à double saillance » DEA d'électronique, option Génie électrique, Université de Nantes, Nantes, St Nazaire, Sept 1997.

[18] H.Yahia, H.Hassine, R.Dhifaoui, B.Multon « Possibilités de fonctionnement à puissance maximale des machines à reluctance variable à double saillance(MRVDS) » colloque Maghrebin sur les modèles numériques, Maroc. 1995 pp 1-3