

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

THESE

Présentée au

Département de Génie - Electrique
en vue de l'obtention du

**Grade de MAGISTER
EN ELECTROTECHNIQUE**

Option: MACHINES ELECTRIQUES

par

M^r Bachir FIALA

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de l'ENP

THEME

***CALCUL ET DIMENSIONNEMENT D'UNE
MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE A STATOR
LISSE***

Soutenue le 24 juin 1996 devant le jury d'examen composé de:

MM. O. Touhami
M.E. Zaim
R. Ibtouen
S. Mekhtoub
S. Tahi

President
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

*à ma mère,
à ma femme,
à ma famille et mes amis*

AVANT - PROPOS

الدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Ce travail a été effectué au Laboratoire des Machines Electriques de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur M.E. ZAIM, Maître de Conférence à l'E.N.P pour ses excellents conseils et ses encouragements , je lui suis reconnaissant également pour avoir accepté d'être mon directeur de thèse et pour la confiance qu'il me témoigne.

Que Monsieur R. IBTIOUENE, Maître de Conférence à l'E.N.P trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour sa contribution à l'amélioration de ce travail, ainsi que le soutien, la compréhension et les encouragements qu'il su toujours m'apporter.

Je remercie très vivement Monsieur O. TOUHAMI, Maître de Conférence à l'E.N.P, pour ces conseils, et pour avoir accepté d'examiner mon travail en présidant le jury.

Je remercie très vivement Messieurs S. MEKHTOUB, Chargé de cours à l'E.N.P et S. TAHI, Chargé de cours à l'U.S.T.H.B, pour leur participation à l'amélioration de ce travail, et pour la confiance qu'ils m'ont accordé en acceptant d'examiner ce travail en participant à mon jury.

Je tiens à remercier tout le personnel de la bibliothèque de l'E.N.P. Ainsi que Messieurs F. GUEDOUANI et A. YOUNES, pour leurs aides à la finalisation de ce travail.

Je tiens également à remercier mes collègues, A. LAIFA, M. BOUDOUR, M. HASNI, L. HADJOUT, L. OURARI, R. KESSASRA, S. ARIF, E. BERKOUK, M. LOUDINI, A. NAIT-SGHIR, S.TOUATI, A. NESBA, A. DEHBI, A. BOUMEDIENE, A. TEGGAR, H. METICHE, ainsi que M^{elles} L. BARAZANE, A. BOUKHLIFA, F. GUERBAS et N. KHALECHE pour leurs aides inestimables tout le long de ce travail.

NOMENCLATURE



- X_d : Réactance synchrone d'axe direct
 X_q : Réactance synchrone d'axe en quadrature
 R : Résistance par phase statorique
 l_s : Inductance de fuites statoriques par phase
 ω : pulsation des courants statoriques
 p : Nombre de paires de pôles
 Z_r : Nombre de dents rotoriques
 Z_s : Nombre de dents statoriques
 Ω : Vitesse mécanique de rotation
 θ_s : Position angulaire électrique relative au stator
 θ_r : Position angulaire électrique relative au rotor
 θ : Position angulaire électrique du rotor relative au stator
 i_{abc} : Courants de phases statoriques
 J_s : Densité superficielle du courant statorique
 K_b : Coefficient de bobinage statorique
 $I_{d,q}$: Courant respectivement suivant l'axe d et l'axe q
 $V_{d,q}$: Tension respectivement suivant l'axe d et l'axe q
 Ψ_d : Flux total suivant l'axe direct
 Ψ_q : Flux total suivant l'axe en quadrature
 ψ_l : Flux total à travers le bobinage d'une phase statorique
 Ψ_l : Fondamental du flux d'entrefer
 Ψ : fondamental du flux total à travers le bobinage d'une phase statorique
 \vec{E} : Champ électrique
 \vec{H} : Champ magnétique
 \vec{B} : Induction magnétique
 H_t : Composante tangentielle du champ magnétique
 B_n : Composante radiale de l'induction magnétique
 f_{mm} : Force magnétomotrice statorique
 \vec{E} : f.e.m de saillance
 e : Forcé contre électromotrice (f.c.e.m)
 ϕ : Déphasage tension - courant
 Φ : Déphasage f.c.e.m - courant
 δ : Déphasage tension - f.e.m de saillance
 γ : Déphasage de l'axe direct par rapport à la fmm
 P_a : Puissance active absorbée
 Q : Puissance réactive absorbée
 S : Puissance apparente absorbée
 P_l : Puissance électromagnétique
 I_m : Amplitude des courants de phases
 I : Valeur efficace des courants de phases
 I_n : Courant nominal
 V_m : Amplitude des tensions de phases

V	: Tension simple efficace
U	: Tension composée efficace
U_n	: Tension composée nominale
Γ	: Couple électromagnétique
Γ_c	: Couple électromagnétique du fondamental
e_1	: Epaisseur du petit entrefer
e_2	: Epaisseur du grand entrefer
β	: Ouverture de la dent rotorique (angle électrique)
τ	: Pas dentaire rotorique
τ_d	: Pas dentaire statorique
l	: Longueur du fer utile
T	: Potentiel magnétique scalaire
\vec{A}	: Potentiel vecteur magnétique
μ	: Perméabilité
ν	: Conductivité
n	: Nombre de spires en série par phase
N	: Nombre de conducteurs par pôle et par phase
f	: Fréquence d'alimentation
e_d	: Largeur de l'épanouissement des dents statoriques
H_c	: Hauteur de l'épanouissement des dents statoriques
L_c	: Largeur du fer statorique entre deux encoches successives
H_d	: Profondeur des encoches statoriques
∇	: Opérateur gradient
Δ	: Opérateur Laplacien

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I:

**MODELISATION DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE
A STATOR LISSE EN REGIME LINEAIRE**

I.1 INTRODUCTION	2
I.2 STRUCTURES DES MRV	2
I.2.1 Les MRV à stator lisse	2
I.2.2 Les machines à double denture	3
I.3 DESCRIPTION DE LA MACHINE ETUDIEE ET EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT	5
I.3.1 Fonctionnement à courant fixé	8
I.3.2 Fonctionnement à tension fixée	9
I.4 CALCUL ANALYTIQUE DES REACTANCES SYNCHRONES	11
I.4.1 Première méthode	12
I.4.1.1. Modèle d'étude	12
I.4.1.2. Champ magnétique suivant l'axe q	12
I.4.1.3 Champ magnétique suivant l'axe d	14
I.4.2 Deuxième méthode	14
I.4.2.1 Potentiel magnétique scalaire suivant l'axe d	14
I.4.2.2 Détermination de l'induction à la surface du stator	16
I.4.2.3 Potentiel magnétique scalaire suivant l'axe q	17
I.4.2.4 Calcul des inductances synchrones	17
I.4 CONCLUSION	18

CHAPITRE II:

**CALCUL NUMERIQUE DE LA MRV ALIMENTEE EN COURANT
EN REGIME LINEAIRE**

II.1 INTRODUCTION	19
II.2 CALCUL DE LA MRV EN UTILISANT UN CODE NUMERIQUE	19
II.2.1 Equations du champ électromagnétique	19
II.2.1.1 Formulation en terme du champ	19

II.2.2 Présentation du code numérique utilisé	21
II.2.2.1 Problèmes traités	21
II.2.2.2 Structure du code	21
II.2.3 Modélisation bidimensionnelle de la structure étudiée	22
II.3 CALCUL DES INDUCTANCES SYNCHRONES	22
II.3.1 Inductance directe	23
II.3.1.1 Répartition de l'induction radiale	24
II.3.1.2 Détermination de l'inductance directe	26
II.3.1.2.1 Calcul du flux	26
II.3.1.2.2 Influence des dents statoriques	26
II.3.2 Inductance en quadrature	27
II.3.2.1 Répartition de l'induction radiale	28
II.3.2.2 Détermination de L'inductance en quadrature	30
II.3.3 Variations des inductances en fonction des paramètres géométriques	30
II.4 CALCUL DU COUPLE RELUCTANT	33
II.5 CALCUL DU FACTEUR DE PUISSANCE	36
II.6 CONCLUSION	37

CHAPITRE III:**CALCUL NUMERIQUE DE LA MRV ALIMENTEE EN COURANT EN
REGIME SATURE**

III.1 INTRODUCTION	38
III.2 CALCUL DU CHAMP EN REGIME SATURE	38
III.2.1 Caractéristiques magnétiques	38
III.2.2 Procédus de résolution	40
III.3 FLUX MAGNETIQUE EN REGIME SATURE	41
III.3.1 Calcul du flux	41
III.3.2 Harmoniques de flux	43
III.3.2.1 Origines des harmoniques	43
III.3.2.2 Effets des harmoniques	43
III.3.2.3 Influence de l'ouverture de la dent rotorique	43
III.3.2.4 Influence des dents statoriques	45
III.4 COUPLE EN REGIME SATURE	45

المدرسة الوطنية المتعددة الفنون
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

Les grandes vitesses de rotation imposent un rotor massif non bobiné [1, 2, 3, 4]: Les machines à rotor massif sont d'un entretien et d'une utilisation faciles. Leur utilisation est en effet rendue possible par le développement des convertisseurs de l'électronique de puissance, fiables et délivrant des fréquences relativement élevées.

Parmi ces machines, nous citons la machine asynchrone à rotor massif [5,6,7] ainsi que la machine synchrone à réluctance variable à stator lisse qui fait l'objet de notre étude. Cette machine a été déjà calculée pour des alimentations en courant en utilisant des méthodes analytiques et semi-analytiques [1,4,8].

L'objet de notre travail est de calculer une MRV à stator lisse plus particulièrement en régime saturé en exploitant un code numérique de calcul du champ [9], basé sur la méthode des différences finies.

Au niveau du premier chapitre, nous montrons qu'en se limitant au fondamental de la densité superficielle de courant au stator, on peut ramener l'étude de la MRV à stator lisse à celle d'une machine synchrone classique à pôles saillants dépourvue d'enroulement d'excitation. Les performances d'une telle machine sont déterminées lorsque les réactances synchrones X_d et X_q sont connues. Nous présentons ensuite deux modèles de calcul analytique de ces réactances.

Dans le chapitre II, nous utilisons le code numérique cité pour calculer la répartition de l'induction magnétique dans l'entrefer en régime non saturé et en tenant compte de la denture statorique. Cette répartition est ensuite utilisée pour un calcul analytique des inductances synchrones et des performances telles que le couple et le facteur de puissance lorsque la machine est alimentée par une source de courant.

Au niveau du chapitres III et IV, nous abordons l'étude du circuit magnétique en régime saturé. Nous présentons successivement les cas d'une alimentation en courant puis en tension.

Le calcul des performances nous permettra d'optimiser l'ouverture rotorique sous les critères du couple et facteur de puissance maximaux et d'étudier l'influence de la denture statorique. Enfin, il nous permettra également la vérification de la validité du modèle théorique adapté au chapitre I, pour les deux cas d'alimentation cités ci-dessus.

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE A STATOR LISSE EN REGIME LINEAIRE

1.1 INTRODUCTION

Dans ce premier chapitre, Nous présentons brièvement les différents types de MRV à structure cylindrique. Nous décrivons celle faisant l'objet de notre travail qui est une MRV à stator lisse destinée aux entraînements à grande vitesse. Nous effectuons, en régime linéaire, sa mise en équations en fonction de ses réactances synchrones, pour les deux cas d'alimentation en courant et en tension. Nous présentons enfin, deux modèles analytiques permettant la détermination de ces réactances à partir du calcul du flux d'entrefer.

1.2 STRUCTURES DES MRV

Les structures des MRV sont variées, nous nous intéressons aux MRV à structure cylindrique. Selon la géométrie du stator on peut les classer en deux familles:

- Les machines à simple denture, ou à stator lisse
- Les machines à double denture.

1.2.1 Les MRV à stator lisse

Elles conviennent particulièrement aux entraînements à grandes vitesses (≥ 10000 tr/min) et à puissances élevées (de l'ordre du méga Watt) [10]. Leur stator est lisse, son bobinage, alimenté à la pulsation ω , comporte p paires de pôles. Leur rotor non bobiné, comporte un faible nombre de dents (Z_r). Dans ce type de machines, on distingue les machines hétéropolaires des machines homopolaires.

La machine hétéropolaire (Figure 1.1) se comporte comme une machine synchrone à pôles saillants dépourvue du circuit d'excitation. Le couple synchrone résulte de la variation des inductances propres du stator en fonction de la position du rotor. Sa valeur moyenne est non nulle lorsque

$$Z_r = 2p \quad (1.1)$$

tandis que la vitesse de rotation est:

$$\Omega = \frac{2\omega}{Z_r} \quad (1.2)$$

Dans le cas des machines homopolaires le stator comporte en plus une excitation continue créant un flux homopolaire afin d'améliorer le facteur de puissance. Une culasse externe est alors nécessaire à la fermeture du flux [1]. Le couple résulte de la variation des inductances propres et des mutuelles entre les deux circuits cités; sa valeur moyenne est non nulle lorsque

$$Z_r = p \quad (1.3)$$

Le rotor dans ce cas tourne à la vitesse

$$\Omega = \frac{\omega}{Z_r} \quad (\text{I.4})$$

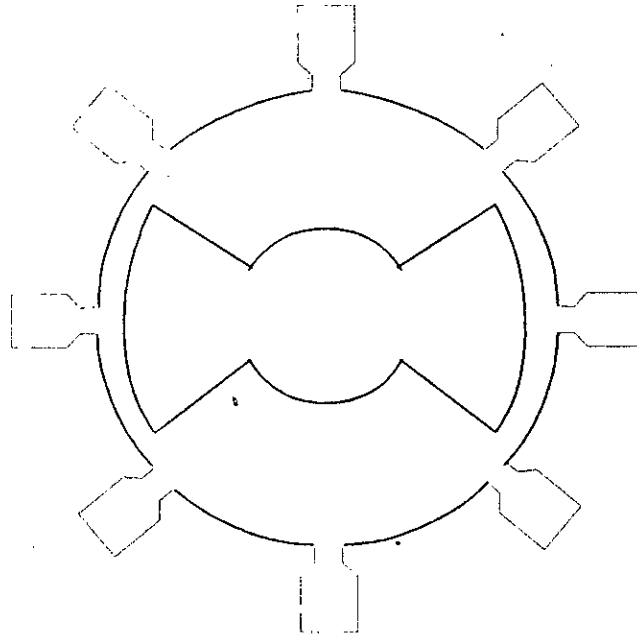


Figure I.1 Machine Hétéropolaire

A fréquence statorique donnée, la machine hétéropolaire conduit donc à une vitesse double de celle développée par la machine homopolaire, elle présente en outre une simplicité de réalisation, mais elle possède toutefois un facteur de puissance faible (inférieur à 0.7) [1,3].

1.2.2 Les machines à double denture

Le stator et le rotor présentent un grand nombre de dents. Les enroulements sont bobinés au stator. Suivant la géométrie de ce dernier, on distingue deux principaux types de machines:

- Les machines à denture répartie (ou à effet de moiré)
- Les machines dentées à plots.

Dans la machine à denture répartie (Figure I.2), le rotor et le stator ont des pas dentaires différents

$$Z_r \neq Z_s$$

Par effet d'interférence entre les deux dentures, on observe dans l'entrefer une onde de perméance dont le nombre de maximums est

$$|Z_r - Z_s|$$

Dans le cas de la machine non excitée, ce système est équivalent à une MRV à stator lisse si on dispose au stator des enroulements ayant une polarité p définie par:

$$|Z_r - Z_s| = 2p \quad (\text{I.5})$$

En régime synchrone, l'onde de perméance tourne à la vitesse

$$\Omega' = \frac{\omega}{p} = \frac{2\omega}{Z_r - Z_s} \quad (\text{I.6})$$

tandis que le rotor tourne à la vitesse

$$\Omega = \frac{2\omega}{Z_r} \quad (\text{I.7})$$

Dans le cas de la machine excitée, ces équations deviennent :

$$\Omega' = \frac{\omega}{Z_r - Z_s} \quad (\text{I.8})$$

$$\Omega = \frac{\omega}{Z_r} \quad (\text{I.9})$$

Lorsque le nombre de dents devient important, il est préférable d'utiliser des machines dentées à plots (Figure I.3). Ces machines possèdent au stator des plots munis de dents dont la période est identique à la période des dents au rotor.

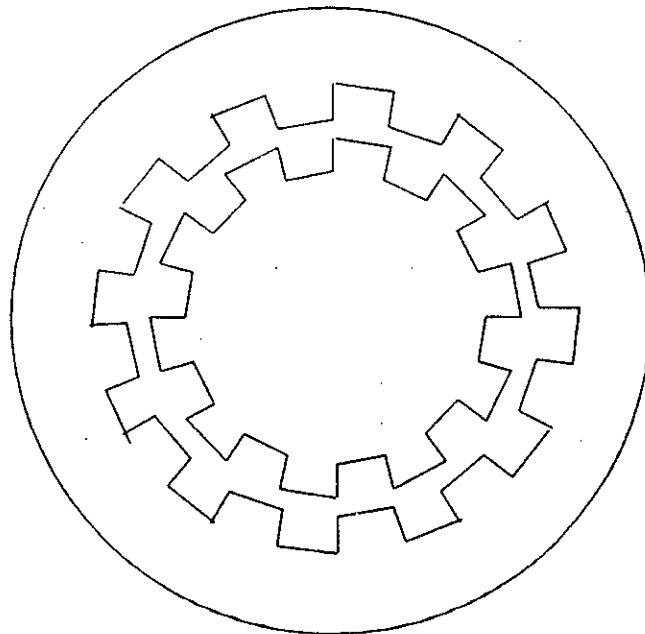


Figure I.2 Machine à denture répartie

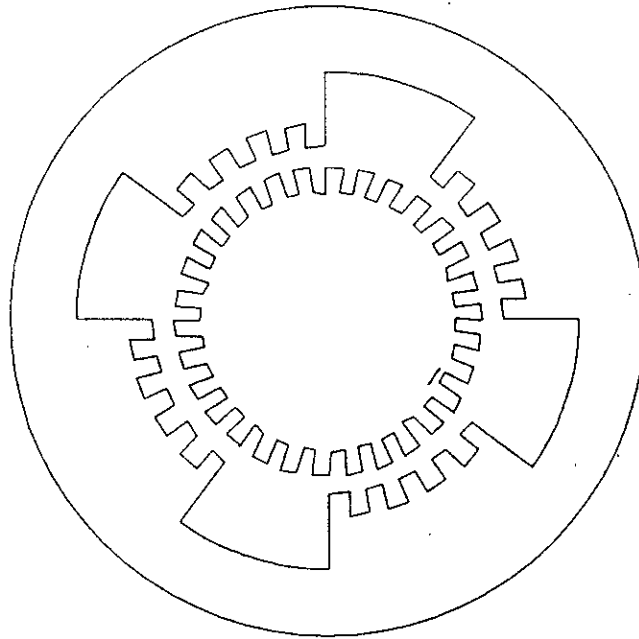


Figure I.3 Machine dentée à plots

Pour des dimensions identiques, les machines à plots ont un couple plus élevé (de l'ordre de 25 %) que les machines à denture répartie.

Les machines à double denture qui produisent un couple élevé avec un facteur de puissance faible (0.3 à 0.4) sont utilisées soit comme des moteurs à faible vitesse, soit comme des moteurs pas à pas.

I.3 DESCRIPTION DE LA MACHINE ETUDIÉE ET EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT

La structure retenue est adaptée au entraînements à grande vitesse. C'est une machine à réluctance variable à stator lisse (figure I.4). Elle est constituée d'un rotor en acier massif à quatre dents et d'un stator en tôles ordinaires portant un bobinage triphasé identique à celui d'une machine asynchrone classique. Les caractéristiques du prototype utilisé sont les suivantes:

-Nombre de paires de pôles	$p=2$
-Puissance nominale	3.7 kW
-Tension nominale	220/380 V
-Courant nominal	8/13.9 A
-Fréquence d'alimentation	50 Hz
-Nombre d'encoches au stator	36
-Nombre de conducteurs par encoche	40
-Alésage intérieur du stator	122.8 mm
-Double épaisseur de l'entrefer	1.2 mm
-Épaisseur du grand entrefer	19.6 mm

- Longueur du fer utile 108.6 mm
- Résistance d'une phase statorique 1.6 Ω

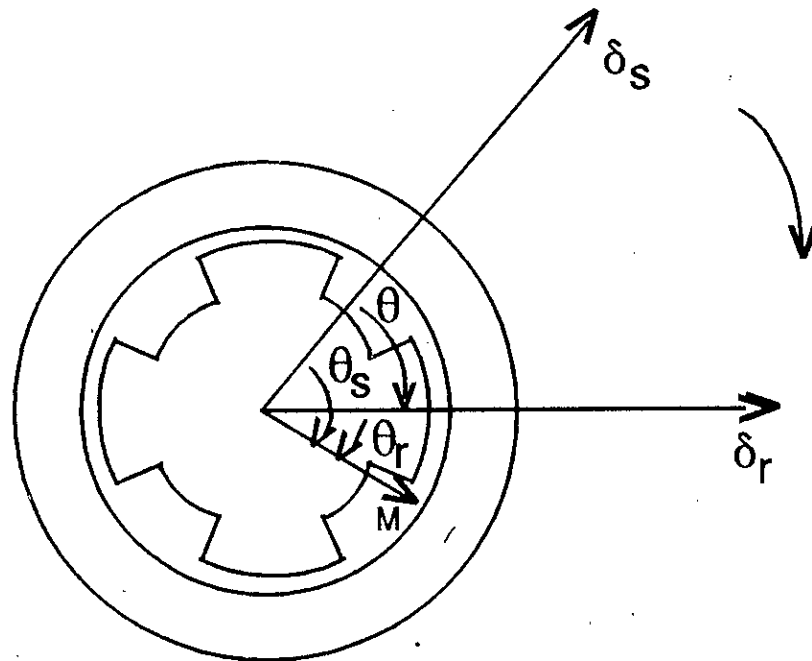


Figure I.4 Structure de la machine étudiée

Considérons les axes δ_s et δ_r sur la figure I.4, liés respectivement au stator et au rotor où δ_s est l'axe de symétrie de la première phase statorique et δ_r représente l'axe de symétrie d'une dent du rotor. La position du rotor par rapport au stator est définie par l'angle électrique θ séparant les deux axes.

Tout point M de l'entrefer est repéré par les angles électriques θ_s et θ_r par rapport aux axes δ_s et δ_r avec $\theta_s = \theta + \theta_r$.

Lorsque les trois phases statoriques sont alimentées par les courants i_a , i_b et i_c , le fondamental de la répartition de la densité superficielle du courant à la surface statorique est exprimé par l'expression suivante [11,12,13,14]:

$$J_s = \frac{2}{\tau} K_b N [i_a \sin \theta_s + i_b \sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) + i_c \sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3})] \quad (\text{I.10})$$

En admettant que la machine fonctionne en régime non saturé, son étude peut se ramener à celle d'une machine classique synchrone à pôles saillants dépourvue d'enroulement d'excitation. En effet, en se limitant aux fondamentaux des développements en séries de Fourier des inductances et en transformant la machine triphasée en une machine diphasée équivalente au moyen de la transformation de Concordia, puis en exprimant les courants, tensions et les flux dans un repère d,q lié au rotor à l'aide de la transformation de Park [1,15], on obtient l'expression de J_s dans le système d-q:

$$J_s = \frac{2}{\tau} K'_b N' [I_d \sin \theta_r + I_q \cos \theta_r] \quad (\text{I.11})$$

K'_b et N' sont les valeurs du coefficient de bobinage et du nombre de conducteurs par pôle et par phase de la machine biphasée équivalente. La conservation de J_s en tout point M de l'entrefer impose:

$$K'_b N' = \sqrt{\frac{3}{2}} K_b N$$

Dans ces conditions, le flux s'exprime par:

$$\begin{pmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} \quad (\text{I.12})$$

En régime permanent synchrone et pour une alimentation à courants et tensions sinusoïdaux, les équations électriques en convention moteur s'écrivent:

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R & -L_q \omega \\ L_d \omega & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} \quad (\text{I.13})$$

En complexe, les courants et les tensions s'écrivent:

$$\begin{aligned} \bar{V} &= V_d + jV_q \\ \bar{I} &= I_d + jI_q \end{aligned} \quad (\text{I.14})$$

Le système (I.13) peut s'écrire:

$$\bar{V} = (R + jX_q) \bar{I} + \bar{E} \quad (\text{I.15})$$

\bar{E} représente la f.e.m de saillance (Figure I.5) tel que

$$\bar{E} = j(X_d - X_q) I_d \quad (\text{I.16})$$

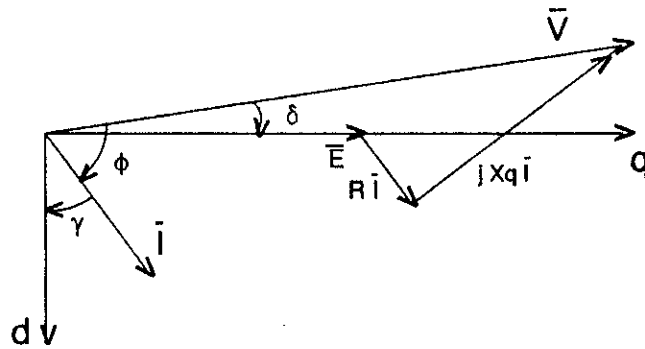


Figure I.5 Représentation vectorielle des grandeurs électriques

La puissance apparente est donnée par:

$$\bar{S} = \bar{V} \bar{I}^* \quad (1.17)$$

d'où les puissances active et réactive :

$$P_a = \Re(\bar{S}) = V_d I_d + V_q I_q \quad (1.18)$$

$$Q = \Im(\bar{S}) = V_q I_d - V_d I_q$$

I.3.1 Fonctionnement à courant fixé

A courant constant, les puissances active et réactive peuvent être exprimées en fonction de l'angle γ qui définit le décalage de l'axe direct rotorique (d) par rapport au maximum de la fmm produite par les courants statoriques (Figure I.5).

Ces puissances s'écrivent:

$$P_a = R i^2 - \frac{X_d - X_q}{2} i^2 \sin 2\gamma \quad (1.19)$$

$$Q = \frac{X_d + X_q}{2} i^2 + \frac{X_d - X_q}{2} i^2 \cos 2\gamma \quad (1.20)$$

avec: $i = \sqrt{3/2} I_m$

A courant fixé, l'image de la puissance apparente S dans le plan complexe décrit un cercle de rayon $\frac{(X_d - X_q)}{2} i^2$ et centré en $(R i^2, \frac{(X_d + X_q)}{2} i^2)$.

La Figure I.6 représente le diagramme des puissances à courant fixé lorsque γ varie.

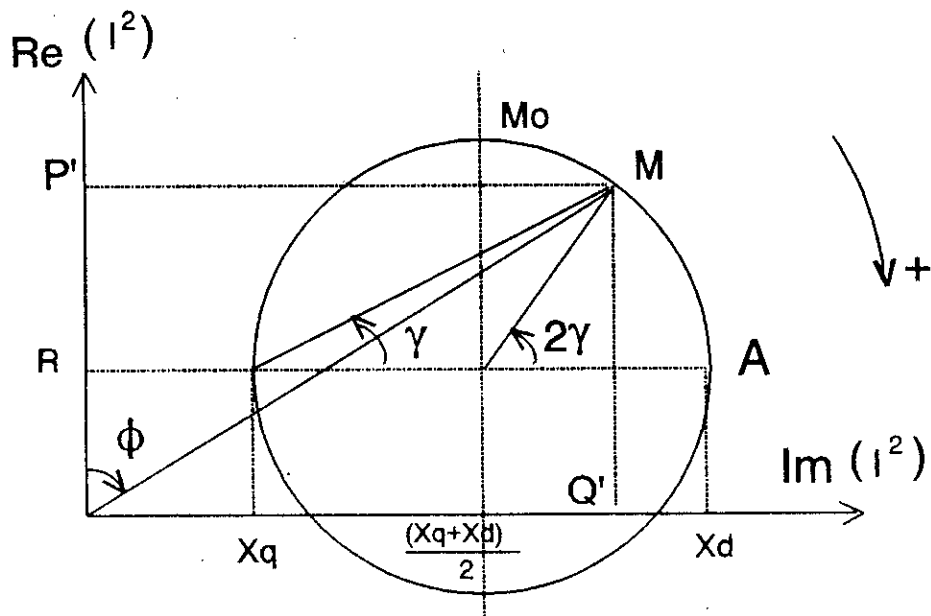


Figure I.6 Diagramme des puissances à courant fixé

Les puissances active et réactive sont données par la mesure des segments MP' et MQ' . Le fonctionnement moteur pour une telle machine, est obtenu lorsque la puissance interne donnée par $P_t = -\frac{X_d - X_q}{2} i^2 \sin 2\gamma$ est positive. Il faut donc $\sin 2\gamma < 0$, d'où le couple électromagnétique:

$$\Gamma = \frac{P}{\omega} \cdot P_t = -\frac{P}{2} (L_d - L_q) i^2 \sin 2\gamma \quad (I.21)$$

La zone de stabilité en fonctionnement moteur est située entre les points $A(\gamma = 0)$ et $M_0(\gamma = -\pi/4)$.

Au point M_0 (limite de stabilité), la puissance active est maximale. Le facteur de puissance correspondant vaut:

$$(\cos \phi)_{M_0} = \frac{X_d - X_q + 2R}{\sqrt{2(X_d^2 + X_q^2) + 4R(X_d - X_q) + 4R^2}} \quad (I.22)$$

Pour les machines de grande puissance, la résistance statorique R est négligeable devant les réactances synchrones X_d et X_q , et ce facteur de puissance est inférieur à $1/\sqrt{2}$ [1,4].

I.3.2 Fonctionnement à tension fixée

Dans ce mode de fonctionnement le paramètre de réglage est l'angle interne δ qui définit le décalage entre la tension de phase \bar{V} et la f.e.m de saillance \bar{E} (Figure I.5).

Les expressions des puissances active et réactive sont les suivantes:

$$P_a = \frac{v^2/2}{R^2 + X_d X_q} [2R - (X_d - X_q) \sin 2\delta] \quad (I.23)$$

$$Q = \frac{v^2/2}{R^2 + X_d X_q} [(X_d + X_q) - (X_d - X_q) \cos 2\delta] \quad (I.24)$$

avec $v = V_m \sqrt{3}/2$

Le diagramme des puissances est donc un cercle centré en $(R \frac{v^2}{R^2 + X_d X_q}, \frac{X_d + X_q}{2} \frac{v^2}{R^2 + X_d X_q})$ et de rayon $\frac{X_d - X_q}{2} \frac{v^2}{R^2 + X_d X_q}$.
La puissance transmise P_t est donnée par:

$$\begin{aligned} P_t &= P_a - R(I_d^2 + I_q^2) \\ &= \frac{v^2 (X_d - X_q)}{(R^2 + X_d X_q)^2} [(R^2 - X_d X_q) \sin 2\delta \\ &\quad + R(X_d + X_q) \cos 2\delta - R(X_d - X_q)] \end{aligned} \quad (I.25)$$

Le couple électromagnétique est donc:

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{P v^2 (X_d - X_q)}{\omega (R^2 + X_d X_q)^2} [(R^2 - X_d X_q) \sin 2\delta \\ &\quad + R(X_d + X_q) \cos 2\delta - R(X_d - X_q)] \end{aligned} \quad (I.26)$$

La figure I.7 représente le diagramme des puissances à tension fixée lorsque δ varie.

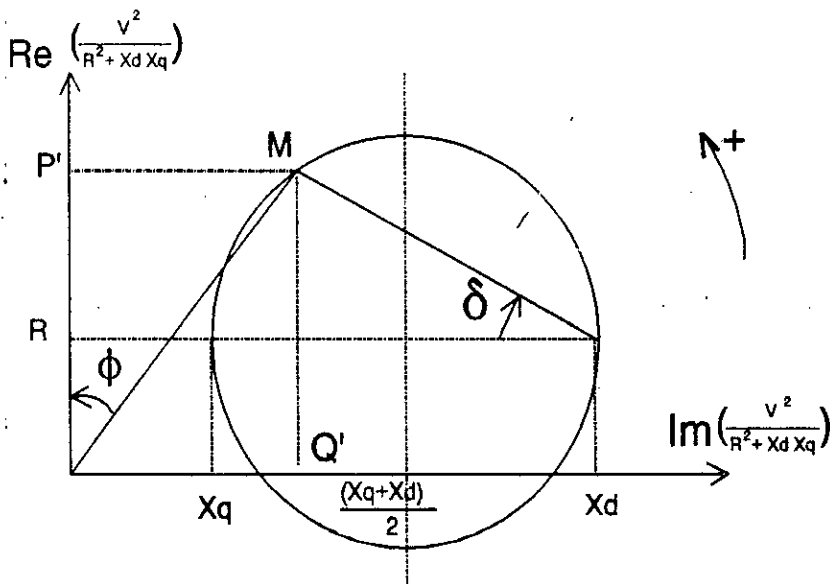


Figure I.7 Diagramme des puissances à tension fixée

machine présentant une symétrie cylindrique, en négligeant les ré reluctances du fer statorique et rotorique et les effets des extrémités.

Nous nous limitons au fondamental de la densité de courant à la surface du stator. Nous étudions la machine sur une structure développée (x,y) en admettant que son rayon de courbure est très grand. Cette hypothèse conduit à des erreurs acceptables tant que l'épaisseur de l'entrefer e_1 est négligeable devant le rayon de la machine [1,18].

Lorsque le rotor se place suivant les positions longitudinale ou transversale, il y a symétrie de la densité de courant et des lignes de champ par rapport aux axes d et q. Dans ce cas, nous pouvons alors limiter le domaine d'étude à l'intervalle de l'entrefer délimité par ces deux axes (Figure 1.9).

1.4.1 Première méthode

Cette méthode consiste à déterminer le champ magnétique radial dans les régions à faible et à grand entrefer pour les deux positions directe et en quadrature [18,19].

1.4.1.1. Modèle d'étude

compte tenu des hypothèses précédentes, le modèle d'étude est représenté sur la Figure 1.9.

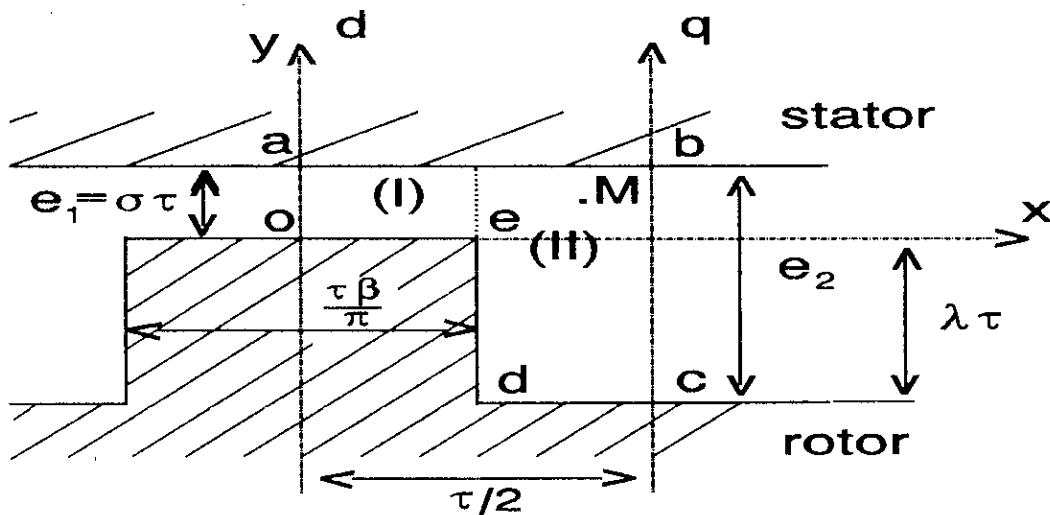


Figure 1.9 Modèle d'étude

1.4.1.2. Champ magnétique suivant l'axe q

En position q, le courant I_d est nul, la répartition du fondamental de la densité superficielle du courant est donc:

$$J_s = \frac{2}{\tau} K'_b N' I_q \cos\left(\frac{\pi x}{\tau}\right) \quad (I.29)$$

La fmm dans l'entrefer est maximale sur l'axe q. Elle est donnée par:

$$F_q(x) = \int J_s dx = \frac{2}{\pi} k_b' N' I_q \sin\left(\pi \frac{x}{\tau}\right) \quad (\text{I.30})$$

En négligeant les réductances statorique et rotorique, la composante normale du champ magnétique en un point M de l'entrefer peut être obtenue en appliquant le théorème d'Ampère au contour abcda de la figure I.10 passant par le point M et le point M' de l'entrefer tel que $MM' = \tau$.

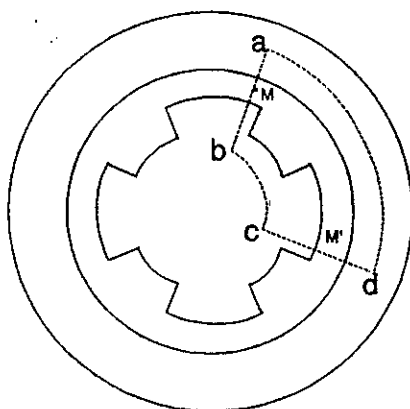


Figure I.10

1) Région I : $0 < x < \tau\beta/2\pi$

La composante radiale du champ le long de l'entrefer est approximée par:

$$H_y(x) = \frac{F_q(x)}{e_1} \quad (\text{I.31})$$

2) Région II : $\tau\beta/2\pi < x < \tau/2$

Dans cette zone H_y est approximé par:

$$H_y(x) = \frac{F_q(x)}{e_2} \quad (\text{I.32})$$

La connaissance de la composante normale de \vec{H} en tous point de l'entrefer permet le calcul du flux total du bobinage q.

$$\Psi_q = p N' l \mu_o \int_0^\tau H_y(x) dx \quad (\text{I.33})$$

Nous calculons donc ce flux et nous obtenons la valeur de L_q :

$$L_q = \frac{\Psi_q}{I_q} = \frac{4}{\pi^2} p k_b N'^2 l \tau \mu_o \left[\frac{1}{e_1} - \left(\frac{1}{e_1} - \frac{1}{e_2} \right) \cos \frac{\beta}{2} \right] \quad (\text{I.34})$$

1.4.1.3 Champ magnétique suivant l'axe d

Dans la position d, nous pouvons négliger le champ dans le grand entrefer. La composante normale de H dans le petit entrefer peut être calculée par:

$$H_y(x) = \frac{F_d(x)}{e_1} \quad (\text{I.35})$$

avec:

$$F_d(x) = \frac{2}{\pi} K'_b N' I_d \cos \pi \frac{x}{\tau} \quad (\text{I.36})$$

Dans cette position le flux magnétique total est calculé par:

$$\Psi_d = p N' l \mu_0 \int_{-\beta\tau/2\pi}^{\beta\tau/2\pi} H_y(x) dx \quad (\text{I.37})$$

L'inductance directe est ensuite obtenue par :

$$L_d = \frac{\Psi_d}{I_d} = \frac{4}{\pi^2} p K_b N'^2 l \tau \mu_0 \frac{1}{e_1} \sin \frac{\beta}{2} \quad (\text{I.38})$$

Cette première méthode néglige les flux harmoniques introduits par l'anisotropie du rotor, comme elle néglige le flux du grand entrefer dans le calcul de L_d .

Nous allons présenter une deuxième méthode qui prend en considération ces flux en résolvant l'équation du champ dans l'entrefer.

1.4.2 Deuxième méthode

Les inductances L_d et L_q sont déterminées par une résolution analytique de l'équation du champ dans les régions à petit et grand entrefer.

1.4.2.1 Potentiel magnétique scalaire suivant l'axe d

Le stator est soumis à la fmm directe (Figure I.9):

$$F_d(x) = F_{dm} \cos \pi \frac{x}{\tau} \quad (\text{I.39})$$

où $F_{dm} = \frac{2}{\pi} K'_b N' I_d$

On néglige les chutes du potentiel magnétiques dans le fer et on considère le potentiel nul au niveau du rotor. Dans ces conditions le potentiel magnétique scalaire T dans l'entrefer obéit à l'équation $\Delta T=0$ avec les conditions aux limites :

- Condition de Dirichlet $T=C^{te}=0$ sur bcde (Figure I.9).
- Condition de Newman $\partial T/\partial x=0$ sur oa.

- $T = F_{dm}(x)$ sur ab.

Dans la région I où $0 < x < \tau\beta/2\pi$, compte tenu de toutes les conditions aux limites du domaine, le potentiel magnétique peut s'écrire:

$$T = F_{dm} \frac{\text{sh}\pi(y/\tau)}{\text{sh}\pi\sigma} \cos\pi \frac{x}{\tau} \quad (\text{I.40})$$

Cette solution correspond à un entrefer constant sur un pas polaire. Nous négligeons donc l'influence de la discontinuité d'entrefer en $x = \tau\beta/2\pi$.

Dans la région II où $\tau\beta/2\pi < x < \tau/2$, l'expression du potentiel peut s'écrire:

$$T = F_{dm} \frac{\text{sh}\pi(y/\tau + \lambda)}{\text{sh}\pi(\sigma + \lambda)} \cos\left(\pi \frac{x}{\tau}\right) - T_A(x, y) \quad (\text{I.41})$$

Le potentiel T_A est déterminé en assurant la continuité de T entre les deux régions. Nous pouvons écrire:

$$T_A(x = \frac{\tau\beta}{2\pi}, y) = F_{dm} \left[\frac{\text{sh}\pi(y/\tau + \lambda)}{\text{sh}\pi(\sigma + \lambda)} - \frac{\text{sh}\pi(y/\tau)}{\text{sh}\pi\sigma} \right] \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad (\text{I.42})$$

pour $0 \leq y \leq \tau\sigma$ et:

$$T_A(x = \frac{\tau\beta}{2\pi}, y) = F_{dm} \frac{\text{sh}\pi(y/\tau + \lambda)}{\text{sh}\pi(\sigma + \lambda)} \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad (\text{I.43})$$

pour $-\tau\lambda \leq y \leq 0$ (σ et λ sont définis sur la Figure I.9).

En $x_0 = \tau\beta/2\pi$, l'expression de $T_A(x_0, y)$ peut être développée en séries de Fourier, tel que:

$$T_A(x_0 = \frac{\tau\beta}{2\pi}, y) = F_{dm} \sum_1^{\infty} A_n \sin\left[\frac{n\pi(y + \tau\lambda)}{(\lambda + \sigma)\tau}\right] \quad (\text{I.44})$$

avec

$$A_n = \frac{2(\sigma + \lambda) \cos\frac{\beta}{2} \sin\frac{n\pi\lambda}{\sigma + \lambda}}{\pi(n^2 + (\sigma + \lambda)^2) \text{sh}\pi\sigma \times \text{sh}\frac{n(\pi - \beta)}{2(\sigma + \lambda)}}$$

En séparant les variables, on peut écrire $T_A(x, y)$ sous la forme:

$$T_A(x, y) = T_A(x_0 = \tau\beta/2\pi, y) \cdot f(x)$$

Ce potentiel obéit à l'équation de Laplace, qui se traduit par:

$$f''(x) - \left(\frac{n\pi}{\tau(\sigma + \lambda)}\right)^2 f(x) = 0 \quad (\text{I.45})$$

dont la solution est de la forme:

$$f(x) = A e^{\frac{-n\pi}{\tau(\sigma+\lambda)}x} + B e^{\frac{n\pi}{\tau(\sigma+\lambda)}x} \quad (\text{I.46})$$

Les constantes A et B peuvent être déterminées en tenant compte des conditions suivantes:

$$\partial T / \partial y = 0 \quad \text{à } x = \tau/2,$$

$$f(x) = 1 \quad \text{à } x = \tau\beta/2\pi.$$

Nous obtenons ainsi l'expression du potentiel scalaire dans la région à grand entrefer (région II):

$$T = F_{dm} \frac{\text{Sh}\pi \left(\frac{y}{\tau} + \lambda \right)}{\text{sh}\pi (\sigma + \lambda)} \cos \frac{\pi x}{\tau} \quad (\text{I.47})$$

$$-F_{dm} \sum_1^{\infty} A_n \text{sh} \left\{ \frac{n\pi}{2(\sigma+\lambda)} \left(1 - \frac{2x}{\tau} \right) \right\} \sin \frac{n\pi \left(\frac{y}{\tau} + \lambda \right)}{(\sigma+\lambda)}$$

1.4.2.2 Détermination de l'induction à la surface du stator

A la surface du stator ($y = \tau\sigma$), la distribution de l'induction magnétique normale donnée par

$B_y = -\mu_0 \partial T / \partial y$, dans les régions I et II peut être déterminée et décomposé en séries de Fourier:

$$B_y(x) = \sum_1^{\infty} B_{nd} \cos(n\pi x / \tau) \quad (\text{I.48})$$

On montre que l'amplitude de son fondamental peut être approximé par [16]:

$$B_{1d} = \frac{B_{dm}(\beta + \sin\beta)}{\pi} + B_{dm} \frac{(\pi - \beta - \sin\beta) \text{th}\pi\sigma}{\pi \text{th}\pi(\sigma + \lambda)} \quad (\text{I.49})$$

$$-B_{dm} \frac{8(\sigma + \lambda) \cos \frac{\beta}{2}}{\pi^2 \text{ch}\pi\sigma} \sum_1^{\infty} S_n \left[n \cos \frac{\beta}{2} \text{cth} \frac{n(\pi - \beta)}{2(\sigma + \lambda)} - (\sigma + \lambda) \sin \frac{\beta}{2} \right]$$

Avec : $B_{dm} = F_{dm} \frac{\pi \mu_0}{\tau} \text{cth} \pi\sigma$

et:

$$S_n = \frac{n \cos(n\pi) \sin\left(\frac{n\pi\lambda}{\sigma + \lambda}\right)}{(n^2 + (\sigma + \lambda)^2)^2}$$

1.4.2.3 Potentiel magnétique scalaire suivant l'axe q

En position q, la force magnétomotrice est donnée par:

$$F_q(x) = F_{qm} \sin \pi \frac{x}{\tau} \quad (\text{I.50})$$

avec $F_{qm} = \frac{2}{\pi} K'_b N' I_q$

Le potentiel magnétique dans l'entrefer doit satisfaire les conditions aux limites :

$$\partial T / \partial y = 0 \quad \text{à } x = 0,$$

$$\partial T / \partial x = 0 \quad \text{à } x = \tau/2.$$

de la même manière que sur l'axe direct, nous pouvons résoudre l'équation de Laplace dans les régions I et II de l'entrefer. Nous montrons que la fondamentale de la répartition de l'induction radiale à la surface du stator peut s'écrire:

$$B_{1q} = \frac{B_{qm}(\beta - \sin \beta)}{\pi} + B_{qm} \frac{(\pi - \beta + \sin \beta) \operatorname{th} \pi \sigma}{\pi \operatorname{th} \pi (\sigma + \lambda)} - B_{qm} \frac{8(\sigma + \lambda) \sin \frac{\beta}{2}}{\pi^2 \operatorname{ch} \pi \sigma} \sum_1^{\infty} S_n \left[n \sin \frac{\beta}{2} \operatorname{th} \frac{n(\pi - \beta)}{2(\sigma + \lambda)} + (\sigma + \lambda) \cos \frac{\beta}{2} \right] \quad (\text{I.51})$$

Avec : $B_{qm} = F_{qm} \frac{\pi \mu_0}{\tau} \operatorname{cth} \pi \sigma$

1.4.2.4 Calcul des inductances synchrones

Suivant l'axe direct, le flux total se détermine par:

$$\Psi_d = p K'_b N' l \int_{-\tau/2}^{\tau/2} B_{1d} \cos(\pi x / \tau) dx = \frac{2}{\pi} p K'_b N' l \tau B_{1d} \quad (\text{I.52})$$

Nous pouvons en déduire l'inductance directe:

$$L_d = \frac{\Psi_d}{I_d} = \frac{4 p \mu_0 l (N' K'_b)^2}{\pi} \operatorname{ch} \pi \sigma \left(\frac{B_{1d}}{B_{dm}} \right) \quad (\text{I.53})$$

Quant au flux suivant l'axe en quadrature il est donné par:

$$\Psi_q = p K'_b N' l \int_0^{\tau} B_{1q} \sin(\pi x / \tau) dx = \frac{2}{\pi} p K'_b N' l \tau B_{1q} \quad (\text{I.54})$$

Nous pouvons en déduire l'inductance en quadrature:

$$L_q = \frac{\Psi_q}{I_q} = \frac{4 p \mu_0 l (N' K'_b)^2}{\pi} \operatorname{ch} \pi \sigma \left(\frac{B_{1q}}{B_{qm}} \right) \quad (\text{I.55})$$

1.4 CONCLUSION

La modélisation de la machine à réluctance variable à stator lisse en régime linéaire montre que ses performances dépendent essentiellement des réactances X_d et X_q .

Les modèles analytiques sous les hypothèses liées à la géométrie de la machine et au trajet des lignes de champ, ont permis d'approcher le calcul de ces réactances. La nécessité d'avoir des résultats plus précis nous a incité à utiliser une méthode numérique qui fait l'objet des chapitres suivants.

CHAPITRE II

CALCUL NUMERIQUE DE LA MRV ALIMENTEE EN COURANT EN REGIME LINEAIRE

II.1 INTRODUCTION

L'objet de ce chapitre concerne le calcul par la méthode des différences finies de la machine à réductance variable à stator lisse en régime linéaire synchrone. Pour cela nous utilisons comme outil de calcul du champ, un code numérique [9].

Dans un premier temps, nous calculons les inductances synchrones L_d et L_q pour différentes ouvertures des encoches statoriques, ensuite nous procédons au calcul des performances pour un fonctionnement synchrone à courant sinusoïdal fixé. Le paramètre géométrique le plus influant sur les performances de la machine est l'ouverture β des dents rotoriques. Nous calculons alors ces performances pour différentes valeurs de β .

II.2 CALCUL DE LA MRV EN UTILISANT UN CODE NUMÉRIQUE

L'étude de la diffusion du champ magnétique dans les systèmes électromagnétiques conduit à des équations différentielles dont la résolution analytique n'est possible que pour des configurations géométriques simples.

Avec le développement des calculateurs, la résolution numérique basée sur les méthodes numériques: différences finies [20], éléments finis [21], équations intégrales de frontières [6,11] Ainsi que sur les méthodes mixtes s'impose en particulier pour des structures électromagnétiques complexes comme celle de la MRV.

II.2.1 Equations du champ électromagnétique

II.2.1.1 Formulation en terme du champ

En électrotechnique, la variation temporelle de la densité de charge électrique et les courants de déplacement peuvent être négligés. Ainsi les équations de MAXWELL s'écrivent:

$$\begin{aligned} \text{rot } \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \text{div } \vec{B} &= 0 \\ \text{rot } \vec{H} &= \vec{J} \end{aligned} \quad (\text{II.1})$$

Les propriétés physiques des matériaux se traduisent par:

$$\begin{aligned} \vec{B} &= \mu \vec{H} \\ \vec{J} &= \nu \vec{E} \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

Les conditions de passage entre deux milieux de propriétés physiques différentes se traduisent par:

$$\begin{aligned}\vec{n}(\vec{B}_1 - \vec{B}_2) &= 0 \\ \vec{n} \wedge (\vec{H}_1 - \vec{H}_2) &= \vec{J}_s\end{aligned}\tag{II.3}$$

où \vec{n} est le vecteur normal à la surface de séparation.

La première équation traduit la continuité de la composante normale de l'induction magnétique tandis que la deuxième traduit le saut de la composante tangentielle du champ magnétique dû à la présence de densité superficielle du courant.

II.2.1.2 Formulation en terme de potentiel vecteur \vec{A}

En utilisant la relation

$$\text{div} \vec{B} = 0\tag{II.4}$$

nous pouvons écrire

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A}\tag{II.5}$$

Nous pouvons donc exprimer le champ électrique par:

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \nabla G\tag{II.6}$$

où G est un potentiel électrique scalaire, en l'absence de ce dernier le champ électrique s'obtient par:

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t}\tag{II.7}$$

Dans les milieux conducteurs, les courants induits sont définis par leur densité:

$$\vec{J} = \nu \vec{E} = -\nu \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}\tag{II.8}$$

Dans le cas de problèmes à symétrie cylindrique, en 2D, on peut choisir un potentiel vecteur n'ayant qu'une seule composante axiale A .

La jauge de coulomb définie par:

$$\text{div} \vec{A} = 0\tag{II.9}$$

est alors imposée, et l'équation $\text{rot} \text{rot} \vec{A} = \vec{J}$ se traduit en coordonnées polaires par:

$$\frac{\partial}{r\partial\theta} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \vec{A}}{r\partial\theta} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \vec{A}}{\partial r} \right) = -v \frac{1}{\mu} \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{II.10})$$

En absence de courants induits, ce qui est le cas de notre machine fonctionnant au synchronisme, nous avons:

$$\frac{\partial}{r\partial\theta} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \vec{A}}{r\partial\theta} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \vec{A}}{\partial r} \right) = 0 \quad (\text{II.11})$$

En régime linéaire:

$$\Delta \vec{A} = 0 \quad (\text{II.12})$$

II.2.2 Présentation du code numérique utilisé

La nécessité d'analyser des structures électromagnétiques de plus en plus complexes a conduit le Laboratoire d'Electronique et d'Electricité Industrielle de Toulouse au développement d'un outil de calcul de champs basé sur la méthode des différences finies. Ce code est appelé "DIFIMIDI" [9], le Laboratoire de Machines Electriques à reçu l'accord pour son exploitation dans le domaine scientifique.

Pour l'analyse des dispositifs particuliers, de nombreux travaux ont montré que ce code constitue un outil performant et facile à mettre en oeuvre [22].

II.2.2.1 Problèmes traités

Le code de calcul de champ DIFIMEDI permet l'étude de structures électromagnétiques complexes en 2D. Ce calcul passe par la résolution des équations de MAXWELL en terme de potentiel scalaire ou vectoriel.

Pour le potentiel vecteur, les sources prises en compte sont les courants caractérisés par leur densité volumique et les aimants permanents caractérisés par leur aimantation. Le calcul peut être effectué pour des systèmes plans ou de révolution.

Les systèmes plans peuvent être représentés en coordonnées cartésiennes ou polaires, tandis que les systèmes de révolution sont représentés en coordonnées cylindriques.

Les conditions aux limites peuvent être de différents types: DIRICHLET, NEUMAN, avec périodicité (ou antipériodicité).

II.2.2.2 Structure du code

Le traitement d'un problème électromagnétique par DIFIMEDI passe par trois procédures:

- Un processeur d'entrée "dentr" permettant de définir la structure à étudier.
- trois processeurs de résolution suivant le type du problème:
 - * Dres : pour les structures statiques linéaires
 - * Drsat : pour les structures statiques non linéaires
 - * Dcres : pour les structures complexes et dynamiques.

- Deux processeurs de sortie :
- * Dsort : permet le tracé de la densité et des lignes d'induction.
- * Dexp : permet une exploitation (calcul de grandeurs physiques: induction, flux, impédances et efforts).

II.2.3 Modélisation bidimensionnelle de la structure étudiée

Dans le processeur d'entrée, la machine est modélisée en coordonnées polaires, le bobinage statorique est alimenté par une distribution de courant à $2p$ pôles et le rotor comporte Z_r dents où $Z_r = 2p$.

Les courants statoriques sont définis par leurs densités volumiques et sont répartis de manière à former un système triphasé équilibré.

Le calcul est effectué en introduisant les hypothèses suivantes:

- On suppose que le fer statorique et rotorique n'est pas saturable.
- On néglige les effets des courants induits dans le fer.

Cette dernière hypothèse est d'autant plus justifiée lorsque le stator est convenablement feuilleté.

Ces hypothèses n'empêchent pas de prendre en considération les ondulations du couple dues à la répartition des courants statoriques et aux variations de réluctance pendant le mouvement. L'étude s'effectuera sur un pas polaire de la machine au vu de l'antipériodicité.

II.3 CALCUL DES INDUCTANCES SYNCHRONES

Dans les modèles analytiques décrits au chapitre I, les flux sont obtenus en négligeant la réluctance du fer. Ces derniers modèles peuvent donc conduire à des erreurs appréciables, vu que le trajet des lignes de champ est imposé au niveau du flanc ed (Figure I.9).

Nous utilisons dans ce chapitre, le code DIFIMEDI pour calculer l'induction magnétique dans l'entrefer et nous en déduisons les inductances synchrones de la machine.

Le calcul prend en considération la présence des encoches statoriques. Nous effectuons l'étude sur trois modèles de stator (Figure II.1):

- a- stator à encoches ouvertes
- b- stator à encoches semi-fermées
- c- stator lisse

Dans le dernier cas, la densité du courant J_i propre à l'encoche i est remplacée par une densité équivalente J_{im} placée au niveau de l'isthme d'encoche. Le choix de cette densité s'effectue de manière à conserver la même valeur du courant total dans l'encoche. Cette configuration à stator parfaitement lisse nous permettra de valider nos calculs en comparant les résultats avec ceux obtenus par les modèles analytiques.

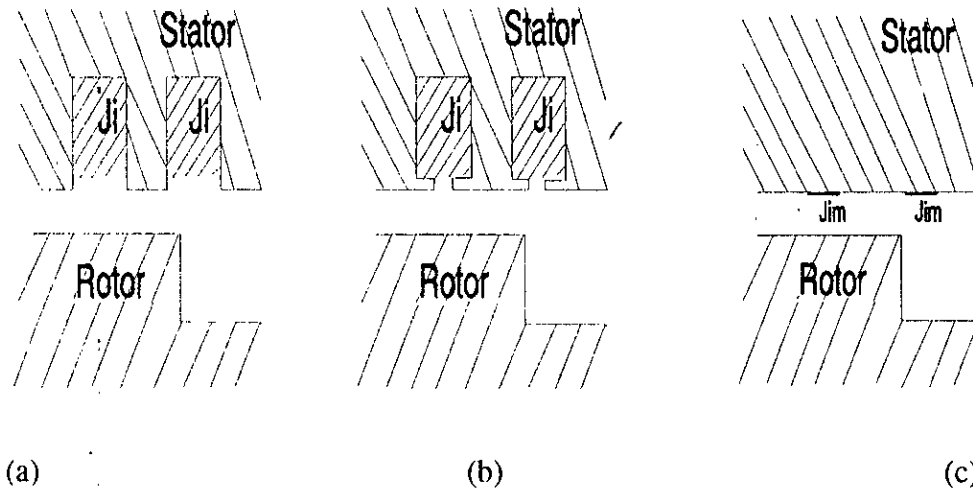


Figure II.1 différents modèles d'étude

II.3.1 Inductance directe

Le calcul de L_d est effectué en supposant le rotor bloqué et en alimentant les phases statoriques par du courant continu. Les courants de phase sont choisis de manière à annuler la composante I_q dans le référentiel rotorique.

La Figure II.2 représente un exemple pour les équipotentielles magnétiques correspondants à la position directe pour une machine à quatre pôles, avec une perméabilité relative $\mu_r = 1000$ que ce soit au stator ou au rotor.

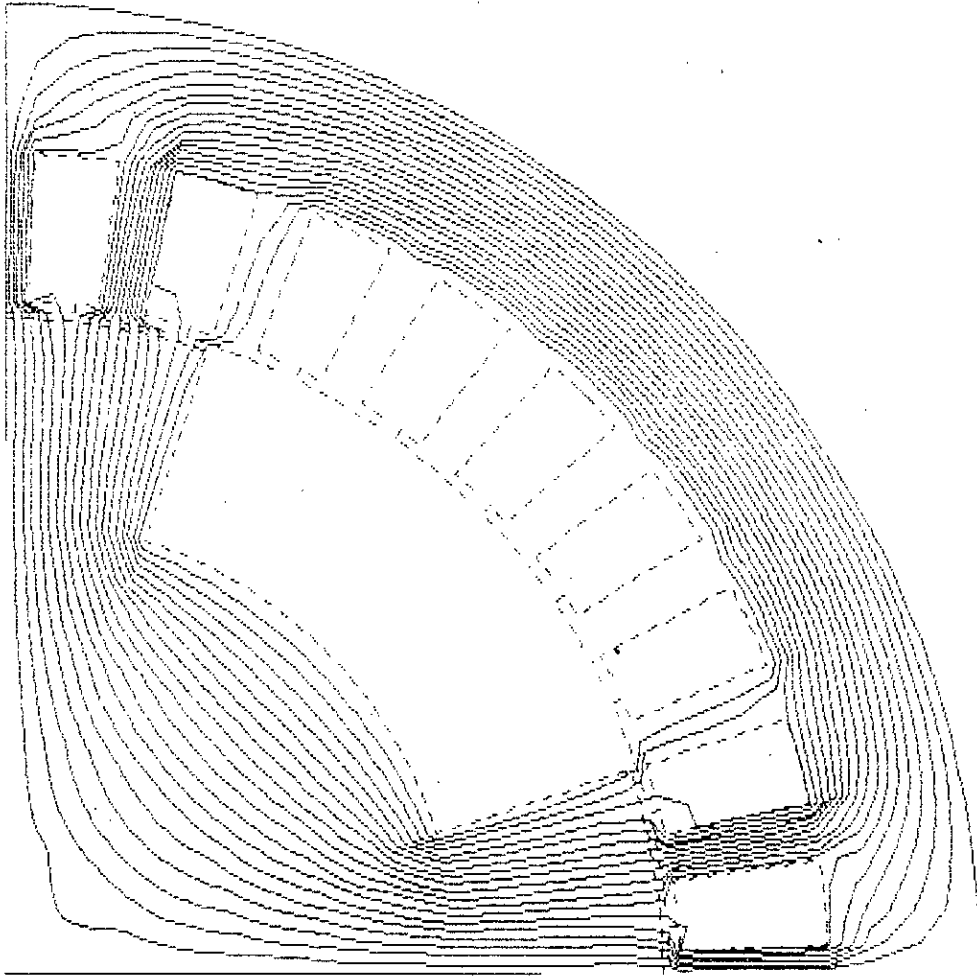
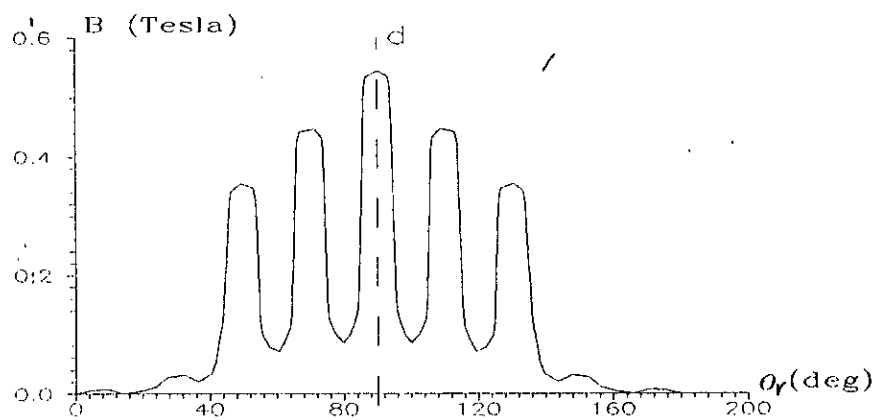


Figure II.2 Lignes de champ en position d, $\mu_r = 1000$, $\beta = 72^\circ$

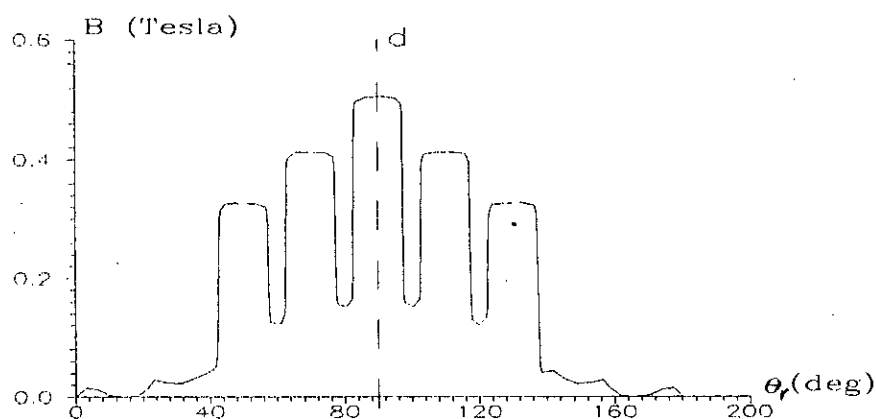
Cette Figure II.2 montre que les lignes de champ se referment à travers les dents rotoriques et que le champ dans le grand entrefer peut être négligé. Par ailleurs, la saturation intervient principalement au niveau des dents statoriques placées devant les saillances du rotor.

II.3.1.1 Répartition de l'induction radiale

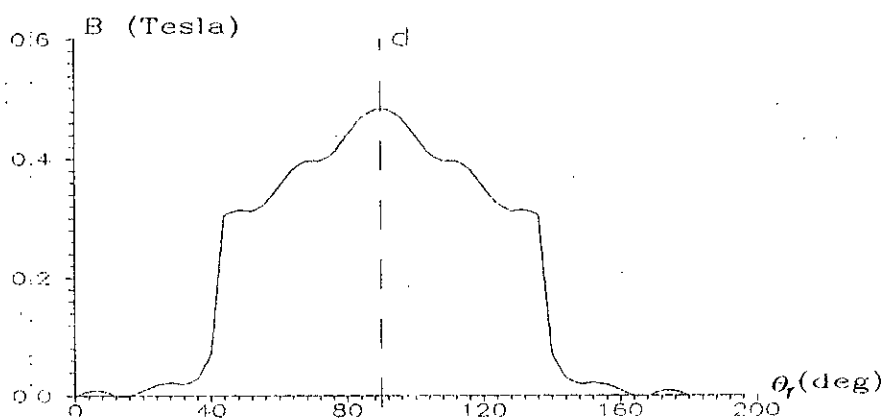
Les Figures II.3 représentent les variations de l'induction radiale dans l'entrefer suivant d sur un pas polaire.



a: encoches statoriques ouvertes



b: encoches statoriques semi-fermees



c: stator lisse

Figures II.3 répartition de l'induction radiale en position d
 $\beta=72^\circ, I=0,1I_n, \mu_r=1000$

Ces résultats sont obtenus en utilisant le code numérique.

Les figures II.3 montrent l'effet de l'ouverture des encoches statoriques sur la répartition de l'induction magnétique (Figure II.1).

II.3.1.2 Détermination de l'inductance directe

II.3.1.2.1 Calcul du flux

A partir de la répartition de l'induction radiale dans l'entrefer, nous pouvons calculons le fondamental du flux dans l'entrefer par un développement en séries de Fourier de cette répartition.

Si ϕ_{d1} est le fondamental du flux sous un pôle, le flux total propre à travers le bobinage fictif dans le modèle de Park est donné par:

$$\Psi_d = \frac{pN'}{2} \phi_{d1} \quad (\text{II.13})$$

II.3.1.2.2 Influence des dents statoriques

Sous l'hypothèse d'un stator lisse et d'une répartition sinusoïdale de la force magnétomotrice, le flux magnétique ne varie qu'en fonction du décalage γ , en charge.

Dans le cas d'une machine réelle, les réluctances sont fonctions de la position relative des dents statoriques par rapport aux dents du rotorique. En effet, dans un fonctionnement synchrone le mouvement du rotor introduit des variations de réluctance donc du flux en fonction du temps.

Pour tenir compte de ce phénomène dans le calcul des inductances, nous déterminons les flux fondamentaux pour les deux cas suivants (Figure II.4) :

- a) L'axe d du rotor situé face à une dent statorique.
- b) L'axe d du rotor situé face à une encoche statorique.

Les flux correspondants sont notés Ψ_{d1} et Ψ_{d2} respectivement. Nous estimons le flux total Ψ_d comme la moyenne définie par:

$$\Psi_d = \frac{\Psi_{d1} + \Psi_{d2}}{2} \quad (\text{II.14})$$

L'inductance directe est alors calculée par:

$$L_d = \frac{\Psi_d}{I_d} \quad (\text{II.15})$$

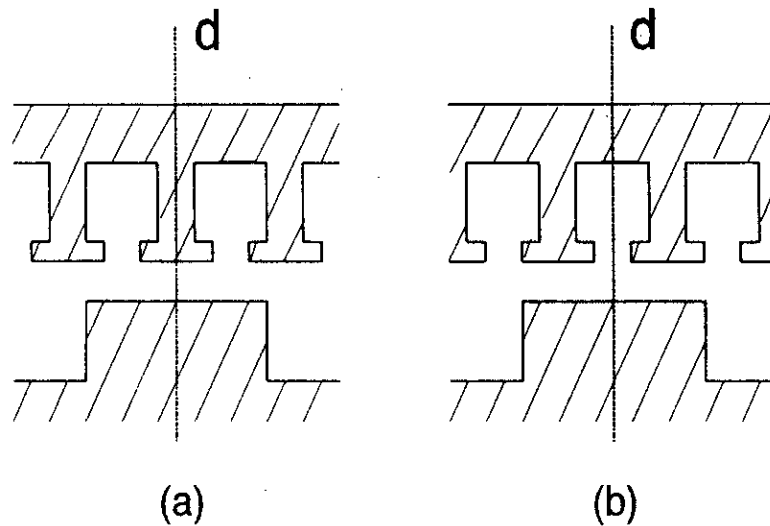


Figure II.4 Positions extrêmes de la dent rotorique par rapport aux dents statoriques

II.3.2 Inductance en quadrature

Le calcul de L_q s'effectue de façon analogue au calcul de L_d . Toutefois, nous imposons des courants de phases annulant la composante directe I_d du courant. La Figure II.5 représente les lignes de champ correspondants à une machine quadripolaire.

Pour cette machine possédant une ouverture de la dent rotorique $\beta = 72^\circ$, les lignes de champs se referment pratiquement à travers les dents du rotor. On note toutefois l'existence d'un flux interpolaire. Par ailleurs, on vérifie que les dents statoriques soumises à un champ relativement important sont celles faisant face aux bords des dents rotoriques aboutissants au niveau du petit entrefer (Figure II.5).

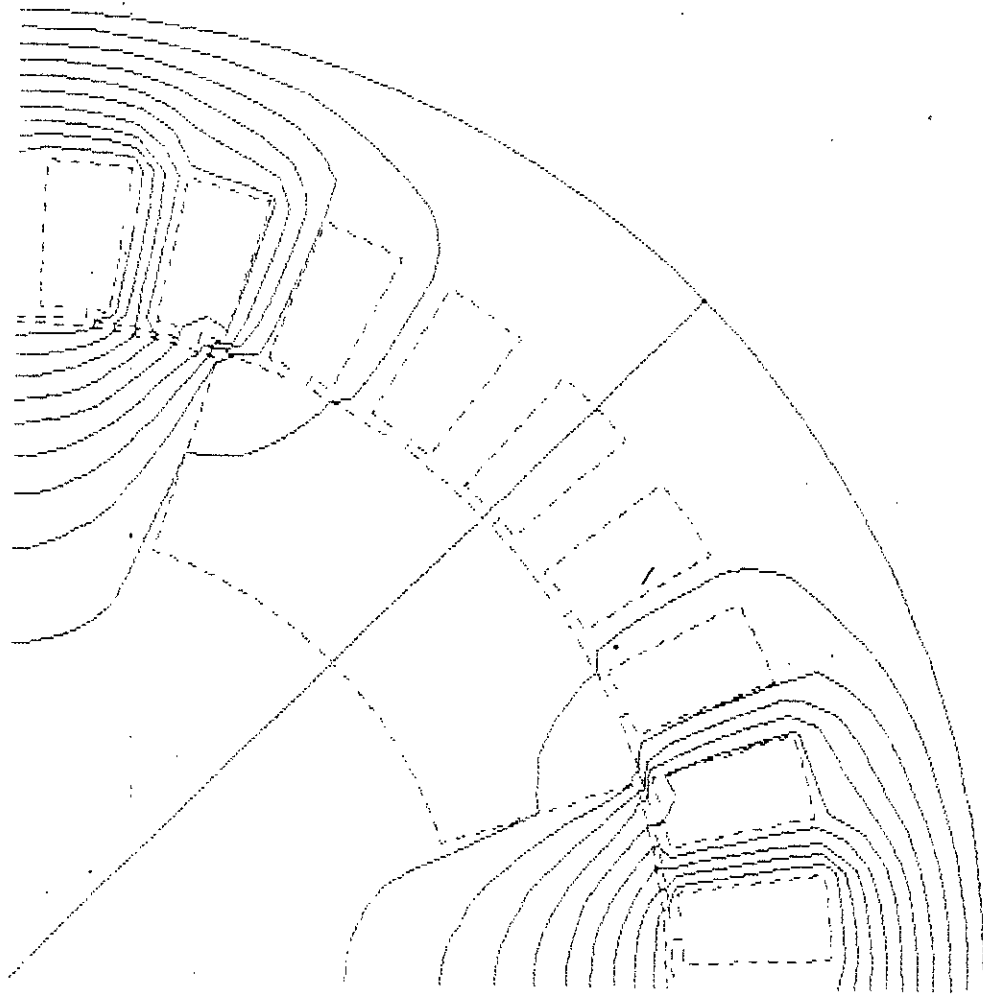
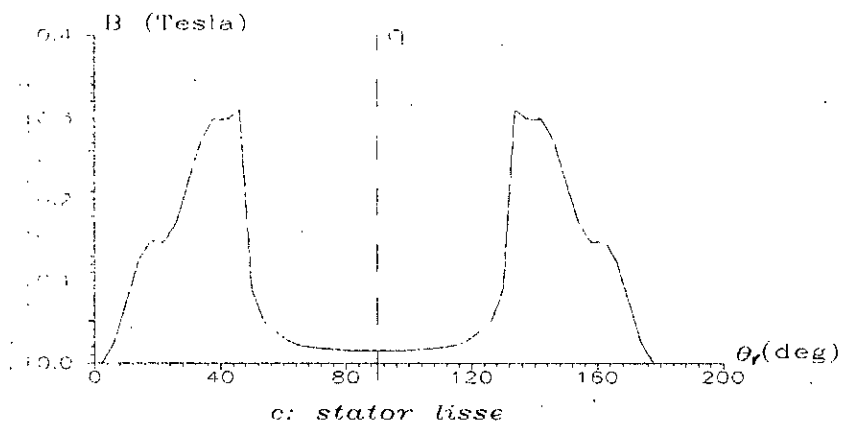
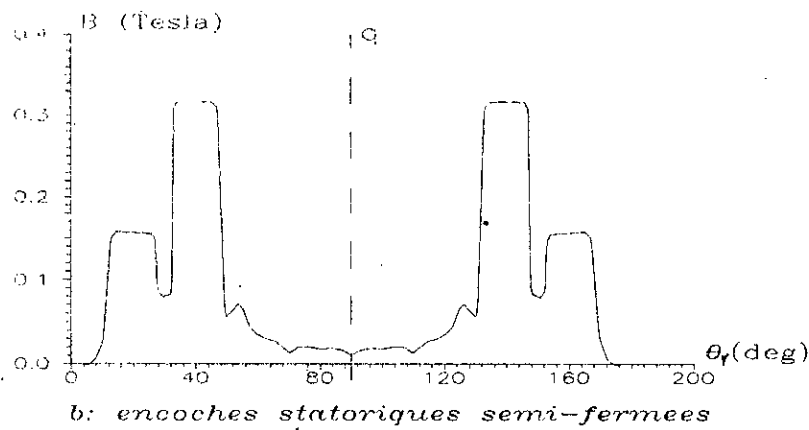
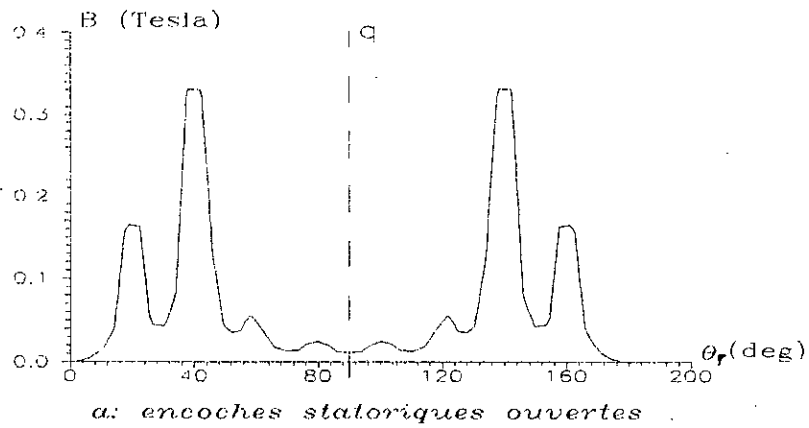


Figure II.5 Ligne de champ en position q , $\beta=72^\circ$, $\mu_r=1000$,

II.3..2.1 Répartition de l'induction radiale

Les Figures II.6, représentent les variations de l'induction radiale en position q pour les trois modèles du stator. La fmm est faible au niveau du petit entrefer, l'induction y est donc réduite, ce qui diminue l'effet de l'ouverture des encoches statoriques.



Figures II.6 Répartition de l'induction radiale en position q
 $\beta = 72^\circ$, $I = 0,1I_n$, $\mu_r = 1000$

II.3.2.2 Détermination de L'inductance en quadrature

Nous déduisons l'inductance L_q à partir du fondamental de flux dans l'entrefer. Ce flux Ψ_q est calculé d'une manière analogue que dans le cas du calcul de Ψ_d en cherchant la valeur moyenne des flux obtenus dans les deux cas extrêmes:

-L'axe q du rotor face à une dent statorique.

-L'axe q du rotor face à une encoche statorique.

L'inductance L_q est alors donnée par :

$$L_q = \frac{\Psi_q}{I_q} \quad (\text{II.16})$$

II.3.3 Variations des inductances en fonction des paramètres géométriques

Pour plusieurs valeurs de l'ouverture de la dent rotorique β et pour les différentes ouvertures des encoches statoriques (Figure II.1), nous calculons les inductances synchrones L_d et L_q . Nous déduisons ensuite l'influence de la variation de β et de l'ouverture des encoches statoriques sur le couple et sur le facteur de puissance.

Pour valider la méthode de calcul, nous représentons sur la Figure II.7 les variations des inductances synchrones d'une machine à stator lisse en fonction de l'ouverture β , obtenues par deux méthodes:

- Par un calcul numérique du champ en utilisant le code cité et en prenant $\mu_r = 1000$.

- Par un calcul analytique du champ en utilisant le modèle présenté dans le paragraphe I.4.2. du premier chapitre.

Les caractéristiques obtenues par les deux méthodes ont les mêmes allures. Les valeurs d'inductances calculées analytiquement en négligeant la réluctance du fer sont plus optimistes ce qui était prévisible.

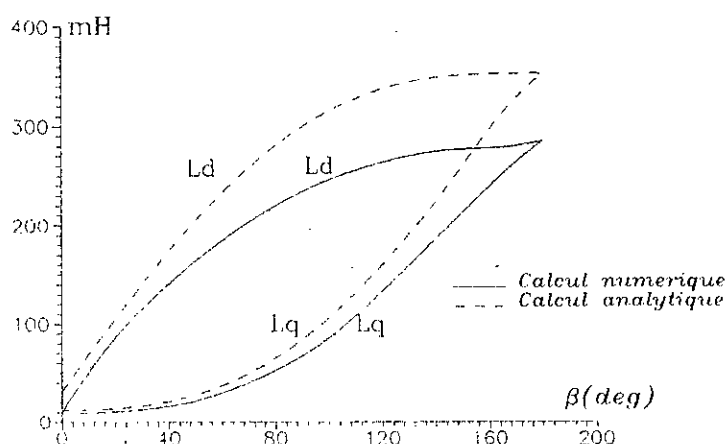
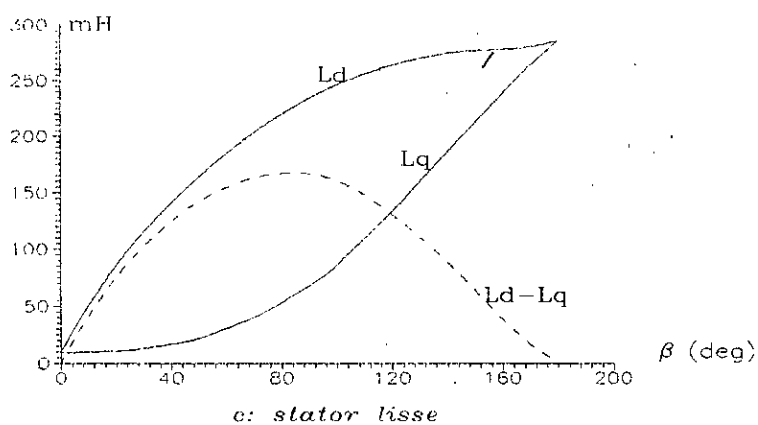
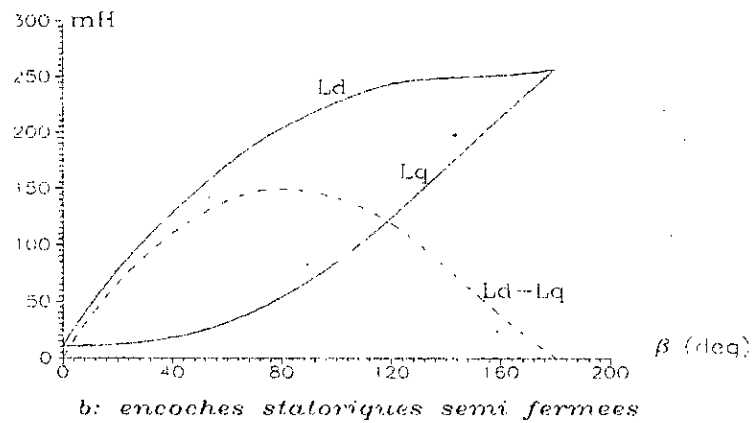
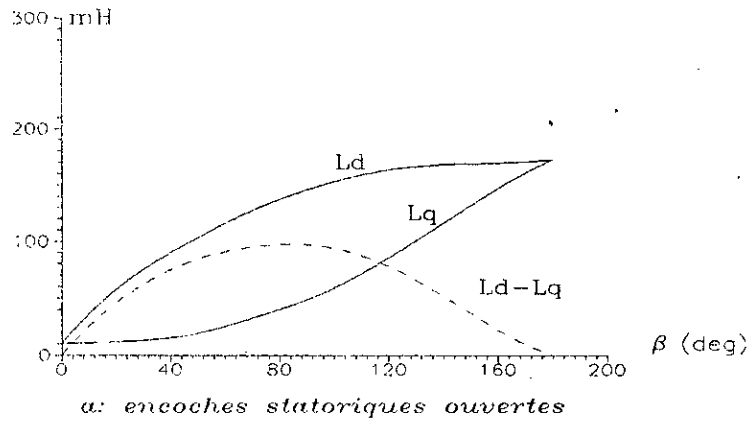


Figure II.7 Variations des inductances synchrones en fonction de l'ouverture β pour un stator lisse

Les Figures II.8 montrent les variations des inductances synchrones obtenues par calcul numérique, pour les 3 types d'ouvertures d'encoches statoriques.



Figures II.8 Variations des inductances synchrones en fonction de l'ouverture de la dent rotorique (β), $\mu_r = 1000$.

La comparaison de ces différentes caractéristiques montre l'influence de l'ouverture des encoches statoriques sur les valeurs de ces inductances qui diminuent avec l'augmentation de cette ouverture.

Les Figures II.9 et II.10 représentent les variations en fonction de β de $(L_d - L_q)$ et L_d / L_q , respectivement.

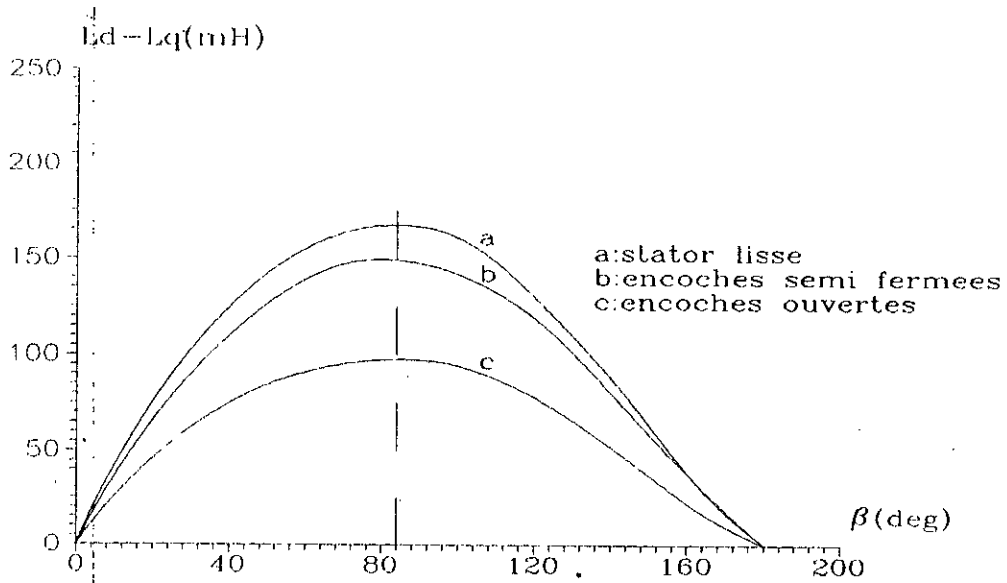


Figure II.9 Variation de $L_d - L_q$ en fonction de l'ouverture de la dent rotorique, $\mu_r = 1000$.

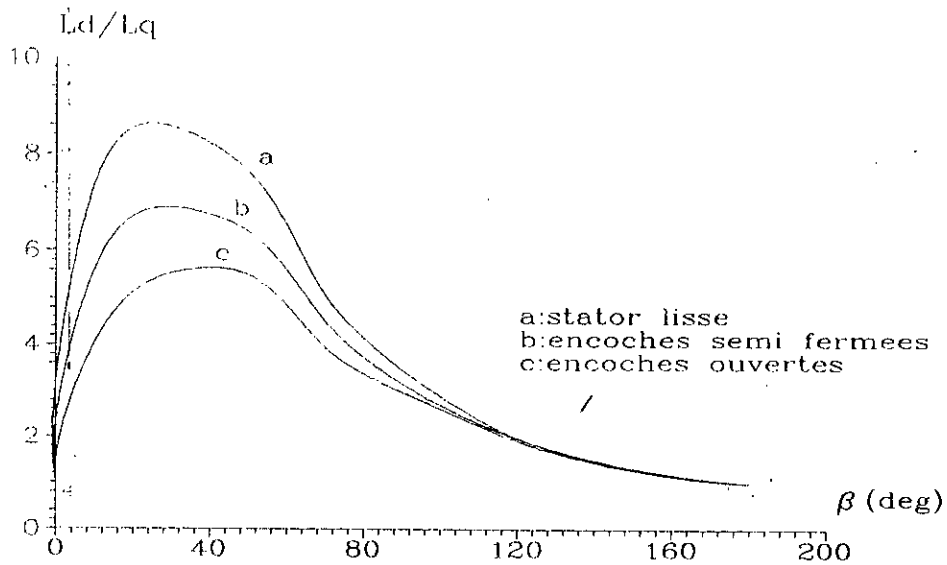


Figure II.10 Variation de L_d / L_q en fonction de l'ouverture de la dent rotorique, $\mu_r = 1000$.

On montre, pour le prototype étudié, que la différence ($L_d - L_q$), c'est à dire le couple à courant constant reste importante dans un large intervalle ($60^\circ \leq \beta \leq 110^\circ$) pour les trois modèles du stator.

Le rapport L_d/L_q lié au facteur de puissance, atteint son maximum pour des ouvertures de la denture rotorique plus faibles (β au voisinage de 30°).

II.4 CALCUL DU COUPLE RELUCTANT

Le couple électromagnétique peut être déterminé à partir des composantes du tenseur de MAXWELL [23].

L'effort tangentiel s'exerçant sur le rotor est déterminé par une intégration du produit $H_t B_n$ le long d'une surface renfermant le rotor. En effet, le couple s'exprime:

$$\Gamma = l r^2 \int_0^{2\pi} H_t B_n d\theta_r \quad (\text{II-17})$$

H_t et B_n sont respectivement la composante tangentielle du champ et la composante radiale de l'induction magnétique à la surface d'intégration.

Pour une configuration donnée, nous pouvons aussi bien calculer le couple total que déterminer ses différents harmoniques d'espace.

Le couple harmonique de rang m correspond aux composantes du même rang obtenues par le développement en séries de Fourier des répartitions de H_t et de B_n .

A courant fixé et pour une machine à stator lisse à répartition sinusoïdale de la fmm, le couple réductant est constant en fonction du temps, sa valeur dépend uniquement de l'angle γ , c'est à dire de la charge.

Cependant dans une machine réelle, nous devons tenir compte des ondulations du couple. Ces ondulations sont dues aux variations dans le temps de la répartition des courants, et à la présence d'encoches au stator (harmoniques de denture).

Pour mettre en évidence les variations du couple réductant en fonction du temps, nous calculons le couple pour différents instants. En effet, à chaque instant, les courants de phases sont donnés de manière à former un système triphasé équilibré, et la position du rotor correspondante est choisie de façon à garder constant le décalage γ (fonctionnement synchrone).

Les figures II.11 montrent les ondulations du couple réductant pour une valeur absolue de l'angle γ de 30° et une ouverture β de 96° .

a- Pour un stator à encoches semi-fermées où les ondulations sont dues aux variations de la source et de la réductance due à la présence des encoches statoriques.

b- Pour un stator lisse où les ondulations sont dues seulement aux variations de la répartition des courants statoriques.

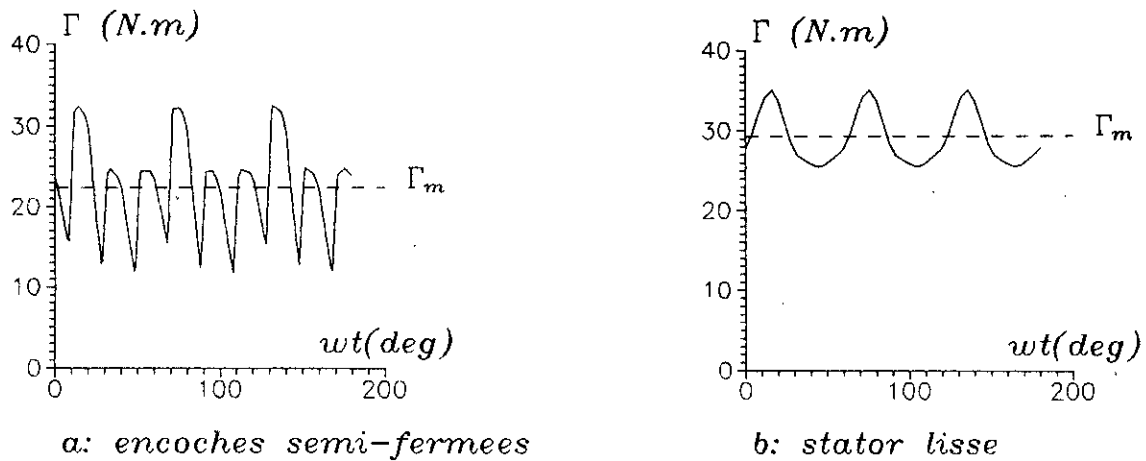


Figure II.11 Variation du couple réductant pour ($I=I_n$, $\beta=96^\circ$, $|\gamma|=30^\circ$, $\mu_r=1000$)

Pour le stator lisse, les ondulations du couple ont une périodicité de 60° électrique, ces ondulations sont dues à la répartition des courants statoriques (l'angle électrique occupé par une phase par pôle est de 60°). Le couple moyen, pour le prototype étudié, est $\Gamma_m = 29.3 \text{ N.m}$ et le taux d'ondulation défini par:

$$Taux = \frac{\Gamma_{max} - \Gamma_{min}}{2 \Gamma_m} \quad (II.18)$$

est de 16.3 % .

En présence des encoches, il apparait en plus des ondulations de période égale au pas dentaire statorique (20° électrique). Le couple moyen diminue de 6.9 N.m tandis que le taux d'ondulation passe à 46.4 % (augmentation de près de 30 %).

Les Figures II.12 représentent les mêmes ondulations pour une charge plus faible $|\gamma|=10^\circ$.

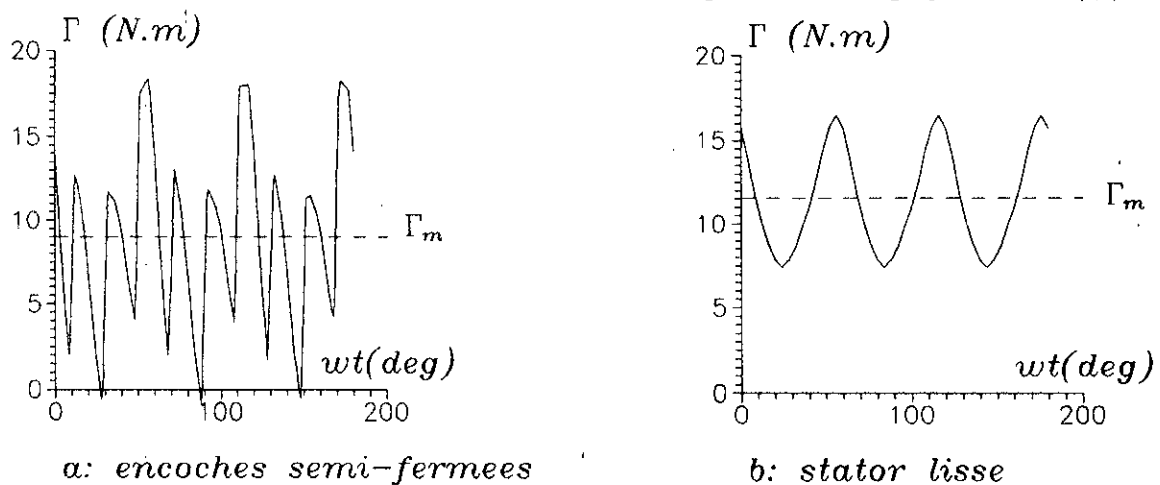


Figure II.12 Variation du couple réductant dans le temps pour ($I=I_n$, $\beta=96^\circ$, $|\gamma|=10^\circ$, $\mu_r=1000$)

Le taux d'ondulation, comme défini par l'expression II.18, est plus important. Cela est justifié par le fait que la fmm est plus importante au niveau du petit entrefer là où l'influence des encoches statoriques est prépondérante.

Aux grandes vitesses et pour les machines à grande inertie, les ondulations du couple se trouvent filtrées. En régime synchrone, seul le couple produit par le fondamental de la répartition du champ a une valeur moyenne non nulle. Le calcul de ce dernier montre que sa valeur est constante en fonction du temps et égale à la moyenne du couple développé par la machine.

Dans les calculs que nous effectuerons, au lieu de déterminer le couple moyen, nous nous limitons donc au calcul du couple du fondamental à un instant donné. Ceci permet un gain de temps de calcul considérable.

Les Figures II.13 représentent, pour le prototype étudié, les variations du fondamental du couple en fonction du décalage γ à courant nominal pour deux différentes valeurs de l'ouverture β . Le calcul est effectué à l'aide de deux méthodes:

- Par l'utilisation du tenseur de MAXWEL .
- Par application de la relation (I.21) après le calcul des inductances synchrones L_d et L_q .

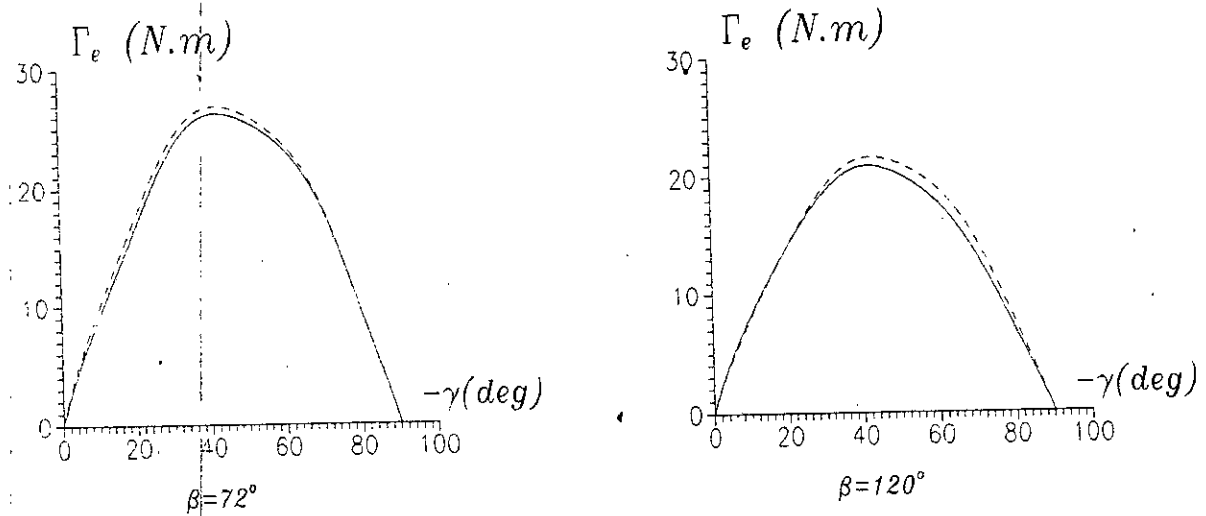


Figure II.13 Variation du couple en fonction de la charge ($I=I_n$)

- couple calculé par utilisation du tenseur de Maxwell
- - - couple calculé en déterminant L_d et L_q

Pour différentes valeurs de β , nous vérifions que le couple obtenu par les deux méthodes est pratiquement le même quelque soit la charge. Comme attendu, son allure est pratiquement sinusoïdale.

II.5 CALCUL DU FACTEUR DE PUISSANCE

Les MRV non excitées sont caractérisées par un faible facteur de puissance. Ceci introduit des échauffements au niveau des enroulements et impose le surdimensionnement de l'électronique de puissance. Il est donc nécessaire et important d'étudier les effets de la variation des paramètres géométriques sur cette grandeur.

Nous nous intéressons au calcul de l'angle Φ , qui est le décalage entre les vecteurs f.c.e.m d'entrefer e et le courant I (Figure II.14).

En effet pour les machines de grandes puissances, les chutes de tension au stator sont faibles devant e ainsi $\cos\Phi$ est très proche du facteur de puissance $\cos\phi$.

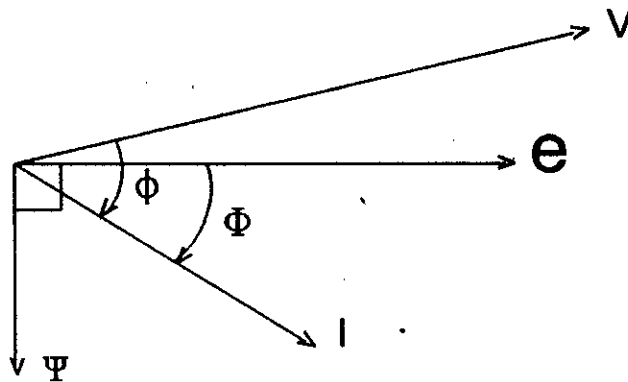


Figure II.14 Diagramme des phases

Le calcul revient à déterminer les positions des vecteurs f.c.e.m et courant.

Pour une alimentation donnée en courant, la position du vecteur courant est suivant le maximum de la fmm, alors que le vecteur f.c.e.m est en quadrature avec le flux (Figure II.14). La position du vecteur flux est déduite par le calcul de la phase du fondamental de la répartition de l'induction radiale dans l'entrefer.

Pour déterminer l'influence de l'ouverture β et de la charge sur le facteur de puissance, nous représentons, pour le prototype étudié, (Figure II.15), à courant nominal, l'évolution de $\cos\Phi$ en fonction de β pour différentes valeurs du décalage γ , dans la zone du fonctionnement stable.

Nous constatons que le facteur de puissance est important dans l'intervalle $10^\circ < \beta < 80^\circ$ pour les différentes valeurs de γ .

On montre, comme pour le couple, que sa valeur maximale se trouve à la limite de stabilité $|\gamma| = 45^\circ$:

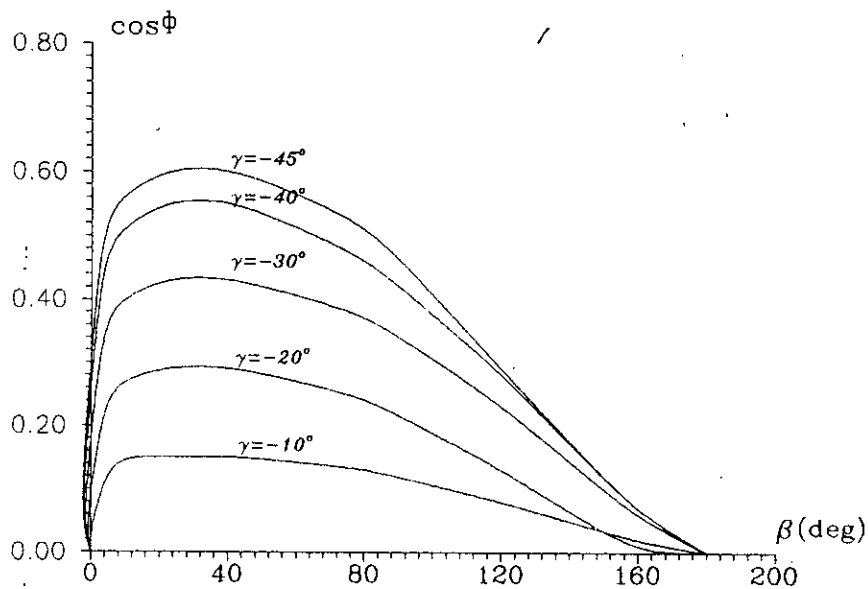


Figure II.15 Evolution de $\cos\Phi$ en fonction de l'ouverture de la dent rotorique ($I=I_n$)

II.6 CONCLUSION

A partir du calcul du fondamental du flux dans l'entrefer, nous avons pu déterminer les inductances L_d et L_q en régime non saturé. Nous avons montré par le calcul de ces inductances, l'influence de l'ouverture des encoches statoriques sur le couple et sur le facteur de puissance. Nous avons montré également que les ouvertures des dents rotoriques produisant les maximums du couple et du facteur de puissance sont indépendantes des paramètres statoriques.

Nous avons vérifié que seul le fondamental de la répartition spatiale du champ donne un couple moyen non nul. Ainsi dans les chapitres suivants, nous nous limiterons au calcul de la composante fondamentale du couple au lieu de s'intéresser au couple moyen qui demande un temps de calcul important, particulièrement dans les problèmes non linéaires.

CHAPITRE III

CALCUL NUMERIQUE DE LA MRV ALIMENTEE EN COURANT EN REGIME SATURE

III.1 INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté les méthodes de calcul des performances en régime linéaire de la MRV non excitée, alimentée en courant. Nous avons utilisé un code de calcul de champ [9].

Par contre, dans ce chapitre, nous déterminons, ces performances dans le cas d'une alimentation à courant sinusoïdal, en tenant compte de la saturation du circuit magnétique. Notre objectif est de déduire la valeur optimale de l'ouverture de la dent rotorique, compte tenu des critères fixés (voir introduction générale).

A la fin du chapitre, nous étudions l'influence des dimensions des dents statoriques sur les performances de la machine.

III.2 CALCUL DU CHAMP EN REGIME SATURE

Différents modèles analytiques sont développés pour l'étude du comportement de la MRV en régime saturé [8, 24, 25].

La seule façon d'étudier rigoureusement cette machine est de résoudre les équations de Maxwell en tenant compte de la saturation du rotor, des dents statoriques et de la culasse. Ceci impose l'utilisation d'une méthode numérique. Pour cette étude, comme nous l'avons précisé ci dessus, nous utilisons un code numérique basé sur les différences finies.

Dans ce paragraphe, nous présentons la résolution des équations de champ en régime non linéaire, suivant le code numérique utilisé.

III.2.1 Caractéristiques magnétiques

La structure à étudier est celle présentée dans le chapitre I (voir Figure I.4). Le fer statorique est généralement constitué de tôles ordinaires dont un exemple de la caractéristique $B(H)$ est donnée sur la Figure III.1.

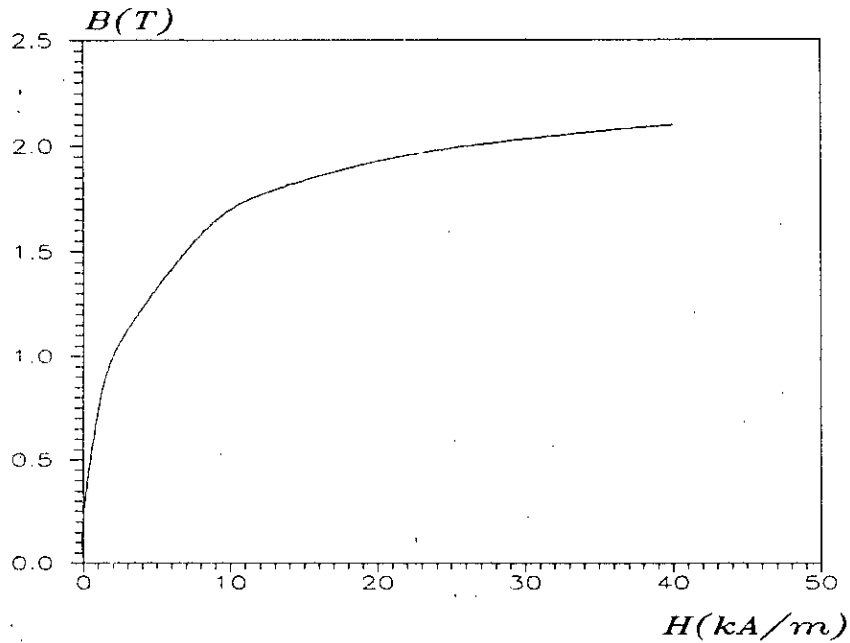


Figure III.1 Caractéristique magnétique du stator

Le rotor est généralement en acier massif. Sa caractéristique $B(H)$, pour le prototype étudié [26], est représentée sur la Figure III.2.

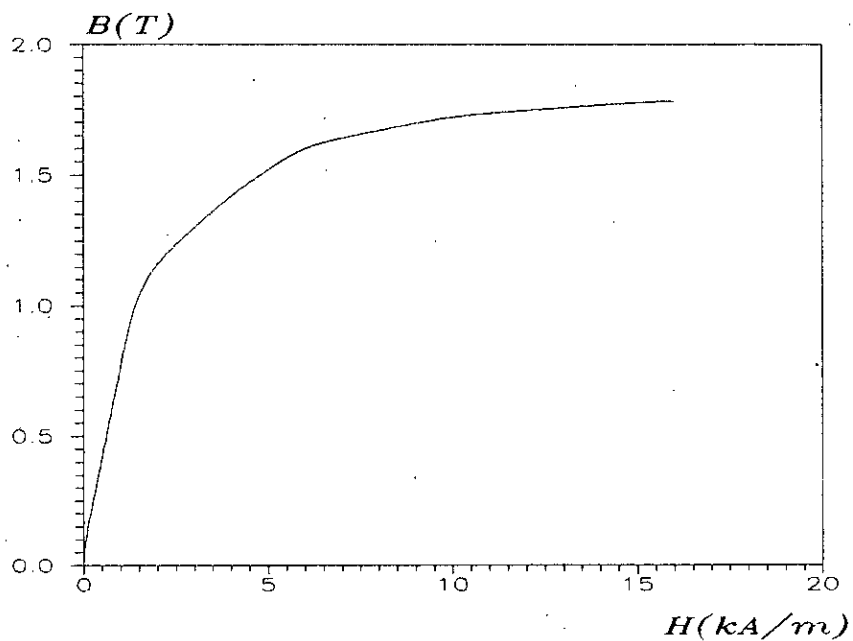


Figure III.2 Caractéristique magnétique de l'acier rotorique

III.2.2 Processus de résolution

Rappelons qu'on doit résoudre l'équation de Maxwell avec une formulation en potentiel vecteur en utilisant le code cité.

La saturation est prise en compte par la méthode de quasi-linéarisation avec itérations suivant la tangente (Figure III.3). Le milieu saturable est caractérisé par une perméabilité et une aimantation fictives (pente et ordonnée à l'origine de la tangente) [22] (μ_n et B_{0n} par exemple sur la Figure III.3).

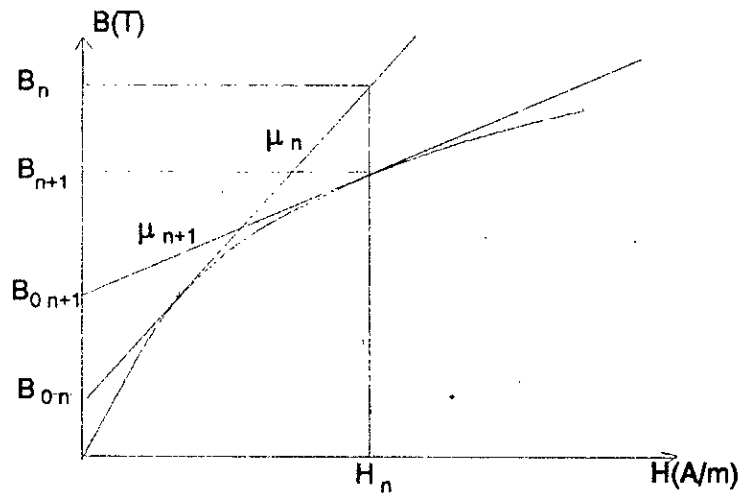


Figure III.3 Quasi-linéarisation avec itérations suivant la tangente

Dans la première itération, on définit une perméabilité μ_1 du milieu saturable. Au niveau de chaque maille de ce dernier milieu, la quasi-linéarisation pendant le passage de l'itération n à $n+1$ s'effectue comme suit:

- Pendant l'itération n , l'induction B est liée au champ H par la relation:

$$B = \mu_n H + B_{0n} \quad (\text{III-1})$$

- Cette relation permet de tirer la valeur du champ H_n à partir de l'induction B_n obtenue à la fin de la $n^{\text{ième}}$ itération.

- Une fois H_n connu, on définit l'équation de la tangente à la caractéristique $B(H)$ au point H_n par:

$$B = \mu_{n+1} H + B_{0n+1} \quad (\text{III-2})$$

qui sera la relation qui lie B à H pendant l'itération $n+1$.

Le module de résolution du code utilise sept itérations au maximum.

III.3 FLUX MAGNETIQUE EN REGIME SATURE

Le couple et le facteur de puissance maximaux, considérés comme critères de performance de la MRV, sont déterminés à partir de la connaissance de la répartition de l'induction dans l'entrefer. Au préalable, nous déterminons l'effet de la saturation sur le flux de l'induction magnétique.

III.3.1 Calcul du flux

Pour une machine à encoches statoriques semi-fermées, et pour différentes positions γ de la fmm par rapport au rotor, nous déterminons la répartition de l'induction radiale dans l'entrefer en utilisant le code de numérique.

Le fondamental et les différents harmoniques de flux sont obtenus par un développement en séries de Fourier de cette dernière répartition. Nous calculons ainsi le flux à travers l'enroulement d'une phase statorique à l'aide de l'expression suivante:

$$\Psi = n \Psi_1 \quad (\text{III-3})$$

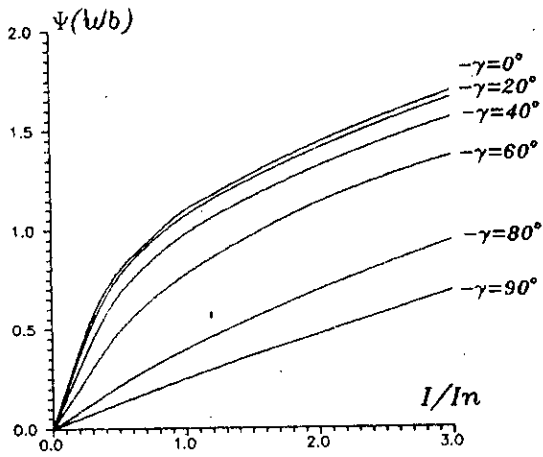
où Ψ_1 est le fondamental du flux dans l'entrefer.

Les Figures III.4 représentent pour différentes ouvertures rotoriques, les variations du flux en fonction du courant d'alimentation pour différentes positions de la fmm à partir de la position d ($\gamma = 0^\circ$) jusqu'à la position q ($|\gamma| = 90^\circ$).

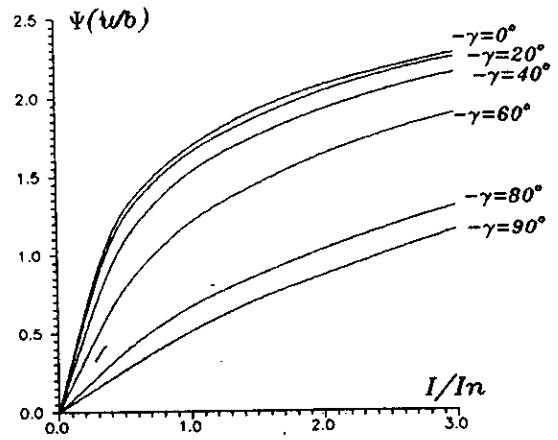
L'analyse des caractéristiques montre que la saturation est rapidement atteinte dans les machines à grandes valeurs de β . Cela est justifié par la saturation de la culasse qui canalise la moitié du flux traversant la dent rotorique. Pour éviter la saturation de cette dernière, il est nécessaire d'augmenter sa hauteur à une valeur qui sera au moins égale à la moitié de la largeur de la dent rotorique. Nous notons que cette augmentation diminue la puissance massique et volumique de la machine [8].

Les machines à faible ouverture de la dent rotorique ($\beta = 32^\circ$ par exemple) sont moins saturables.

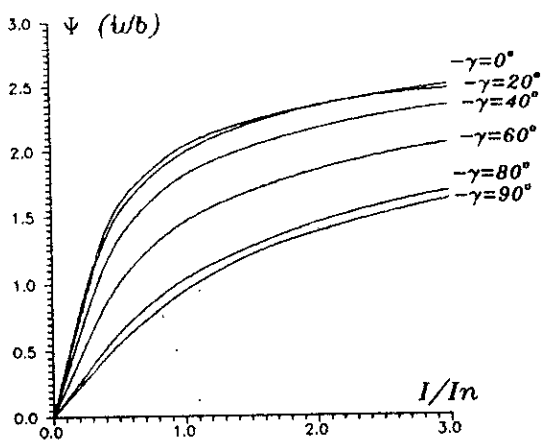
Ainsi dans l'intervalle de stabilité du fonctionnement moteur ($|\gamma| < 45^\circ$), la machine est saturable quelque soit l'ouverture rotorique.



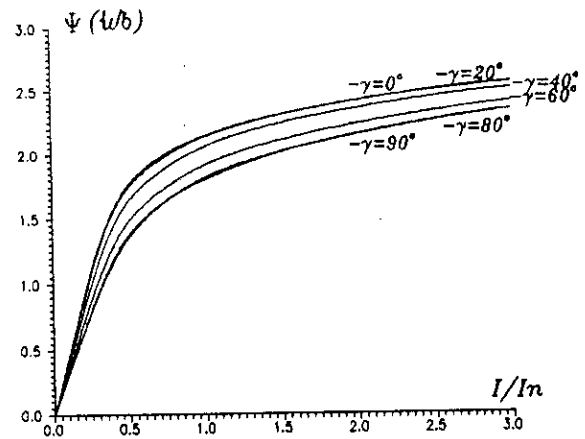
a) $\beta = 32^\circ$



b) $\beta = 64^\circ$



c) $\beta = 88^\circ$



d) $\beta = 144^\circ$

Figure III.4 Variations du flux dans une phase statorique en fonction du courant d'alimentation

III.3.2 Harmoniques de flux

III.3.2.1 Origines des harmoniques

Lorsque l'alimentation est une source de courants triphasés sinusoïdaux, les harmoniques spatiales de flux sont dus principalement:

- aux harmoniques de la répartition de la fmm.
- à l'anisotropie de l'entrefer due aux géométries du stator et du rotor ainsi qu'à la présence de la saturation.

Dans le cas de notre machine, les harmoniques spatiales de flux dus à la dent rotorique sont de rang bas (Z_r faible), alors que les harmoniques dus aux encoches statoriques sont de rang élevé (proche du nombre de dents statoriques par période électrique Z_s/p).

III.3.2.2 Effets des harmoniques

Nous admettons l'hypothèse selon laquelle la variation des courants de phase est sinusoïdale. Nous nous intéressons donc qu'aux harmoniques d'espace.

La machine étant triphasée à bobinage symétrique, les harmoniques pairs et multiples de trois de la fmm dus au bobinage n'existent pas. Les fmm tournantes existantes sont de rang:

$$m = 6k \pm 1 \quad \text{avec } k \text{ entier}$$

Les harmoniques de flux quelque soit leur origine s'ajoutent au fondamental etaturent d'avantage la machine.

Les flux tournants dus aux harmoniques de la fmm créent des courants induits dans le fer des dents rotoriques et introduisent donc des échauffements et créent des couples asynchrones qui peuvent être additifs ou soustractifs. Il est possible de pratiquer des rainures circonférentielles de faibles profondeurs pour diminuer l'effet de ces courants [7,8].

III.3.2.3 Influence de l'ouverture de la dent rotorique

Une étude détaillée des harmoniques n'est pas possible du fait qu'on ne peut calculer les flux créés par les courants induits au rotor, mais cela n'empêche pas de calculer les amplitudes des flux les plus influents à un instant donné.

Nous étudions donc, l'effet de la saturation et de la variation de l'ouverture β sur les amplitudes de la répartition de l'induction radiale.

Les figures III.5 représentent, pour le prototype étudié, les variations des amplitudes des harmoniques de l'induction radiale, les plus importants en fonction du courant de phase pour deux différente ouverture de la dent rotorique.

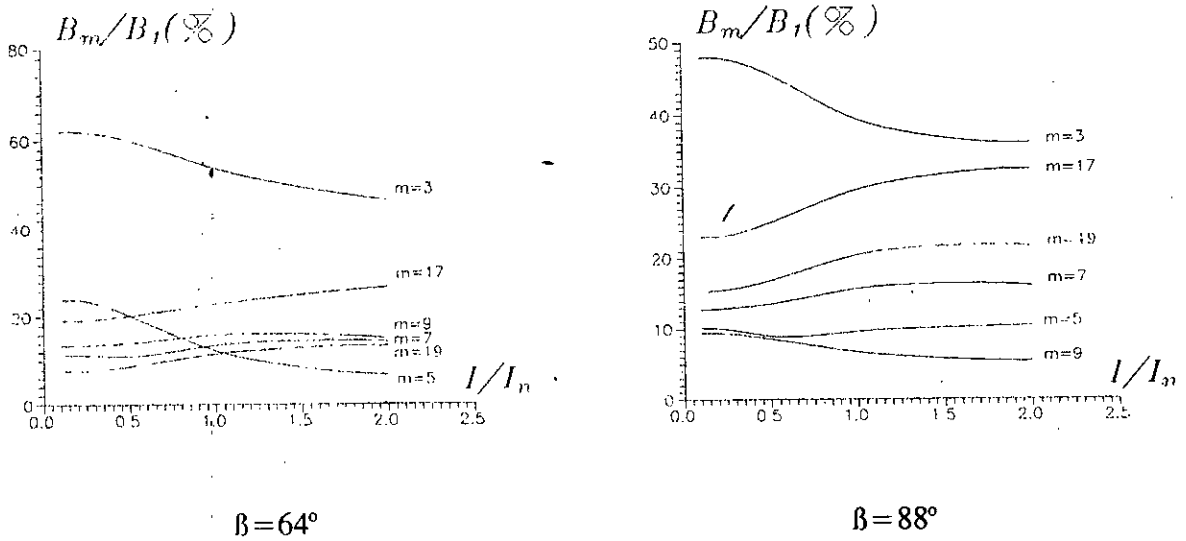
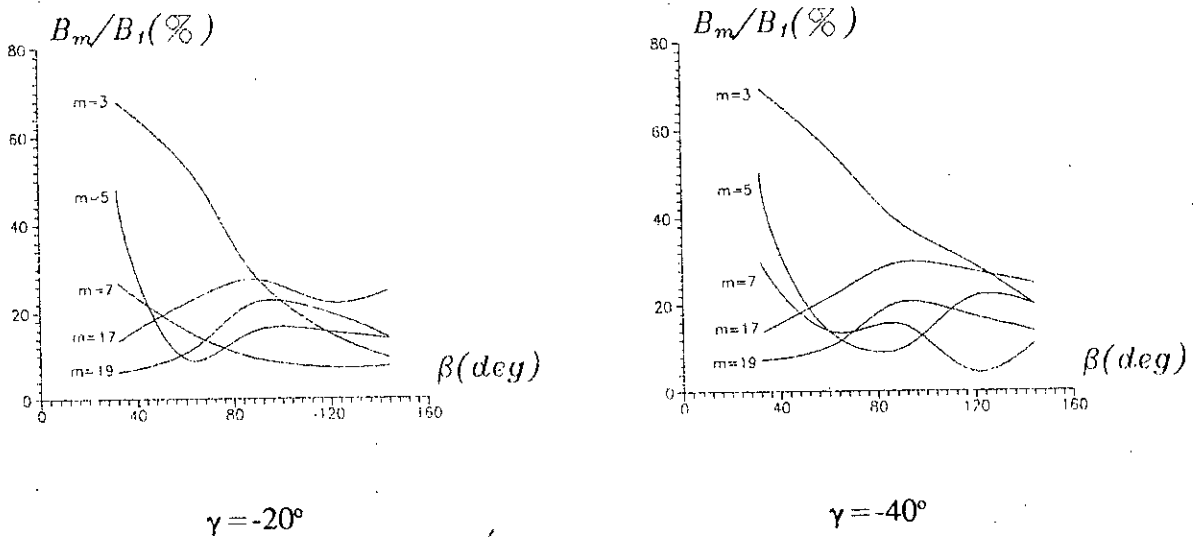


Figure III.5 Variations des harmoniques de l'induction radiale en fonction du courant de phase $\gamma = -40^\circ$

Nous constatons, relativement au fondamental, que les amplitudes des harmoniques de rang 3 et 5, qui apparaissent importants en absence de la saturation, sont réduits pour les courants élevés. Par contre les harmoniques de rang 17 et 19, qui sont dues principalement à la présence des encoches statoriques, sont plus importants en régime saturé. Les figures III.6 montrent l'effet de la variation de l'ouverture de la dent rotorique sur les différents harmoniques, à courant nominal pour deux valeurs de γ .



Figures III.6 Variations des harmoniques de l'induction radiale par rapport au fondamental en fonction de l'ouverture de la dent rotorique ($I = I_n$)

III.3.2.4 Influence des dents statoriques

Les flux tournants subissent une déformation en présence des dents statoriques. Leurs amplitudes varient suivant leurs positions relatives par rapport aux dents statoriques. Les champs de longueurs d'ondes voisines du pas dentaire sont alors des champs tournants elliptiques [27].

Le calcul de ces harmoniques sera effectué ultérieurement lors de l'étude de l'influence des dents statoriques sur les performances de la machine.

III.4 COUPLE EN REGIME SATURE

Nous calculons le fondamental du couple en utilisant La méthode présentée dans le paragraphe II.4.

III.4.1 Influence de la variation du courant d'alimentation

Nous étudions l'effet de la variation du courant efficace par phase sur le couple.

Les Figures III.7 représentent les variations du couple en fonction du rapport I/I_n , pour deux valeurs différentes du décalage γ , et pour trois ouvertures des dents rotoriques.

Lorsque la machine est non saturée, le couple est pratiquement proportionnel au carré du courant. Pour les courants importants ($I=1,5I_n$ environ), la variation du couple est par contre linéaire. Ces résultats sont conformes au résultats obtenus par des modèles analytiques de calcul de la MRV en régime saturé [8].

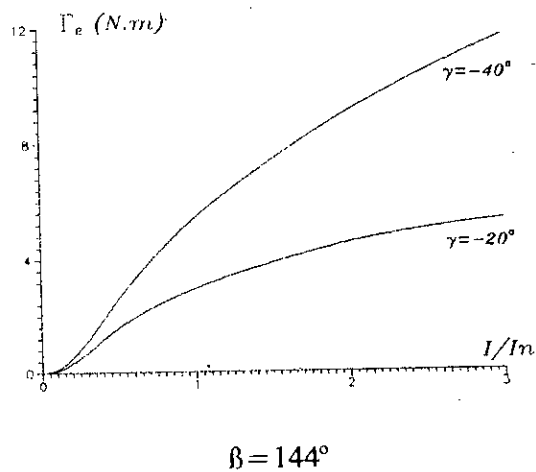
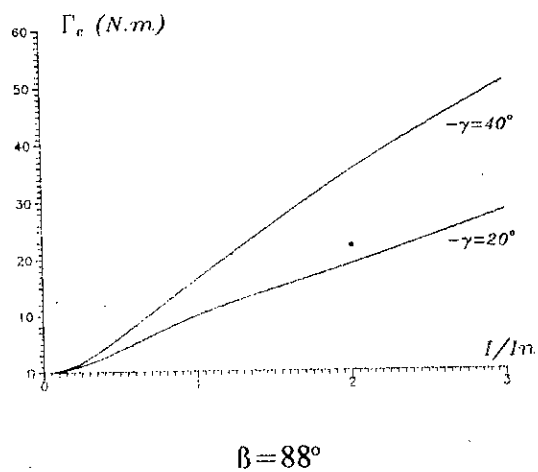
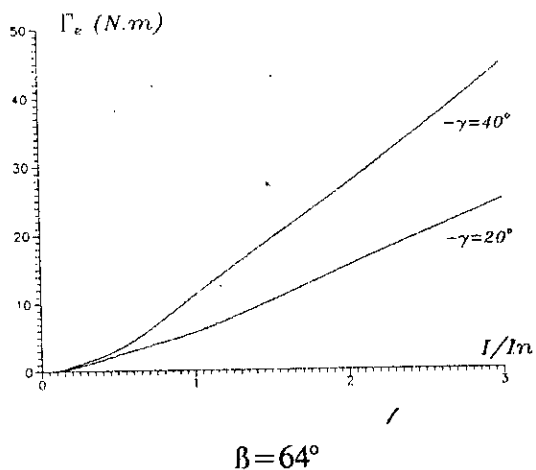
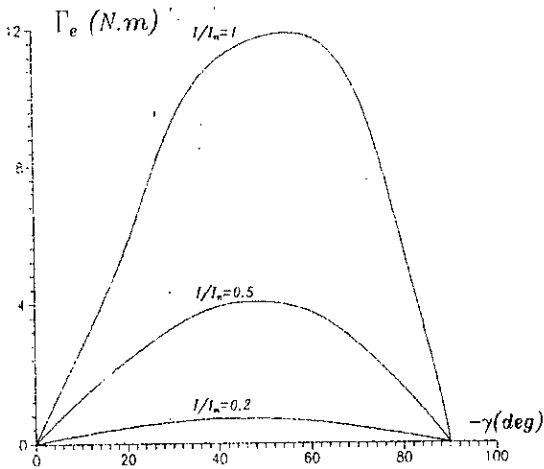


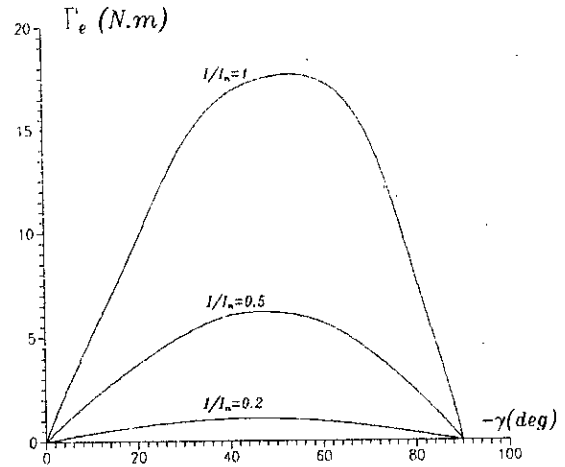
Figure III.7 Variations du couple en fonction du courant d'alimentation

III.4.2 Influence de la charge à courant constant

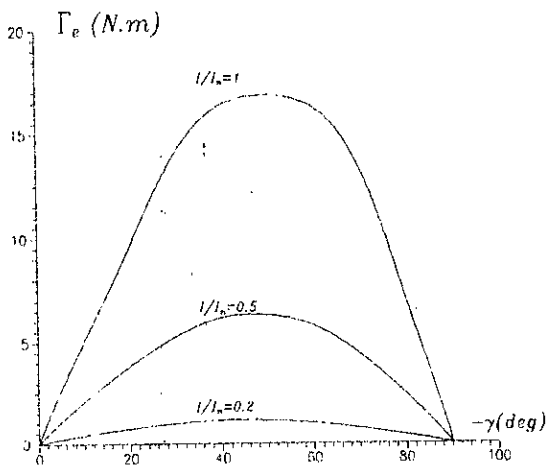
Les figures III.8 représentent les variations du couple en fonction de la charge (γ) pour différentes ouvertures de la dent rotorique (β).



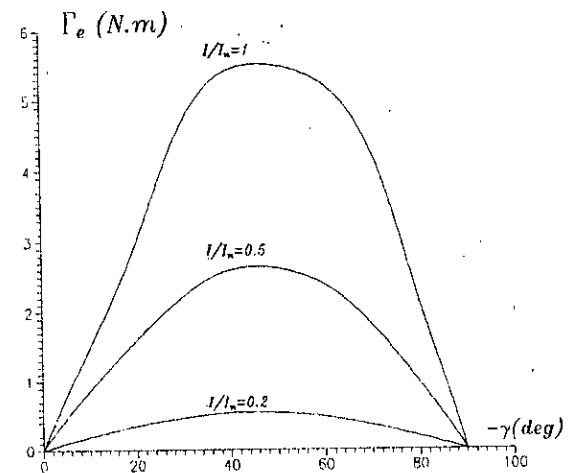
$\beta = 32^\circ$



$\beta = 64^\circ$



$\beta = 88^\circ$



$\beta = 144^\circ$

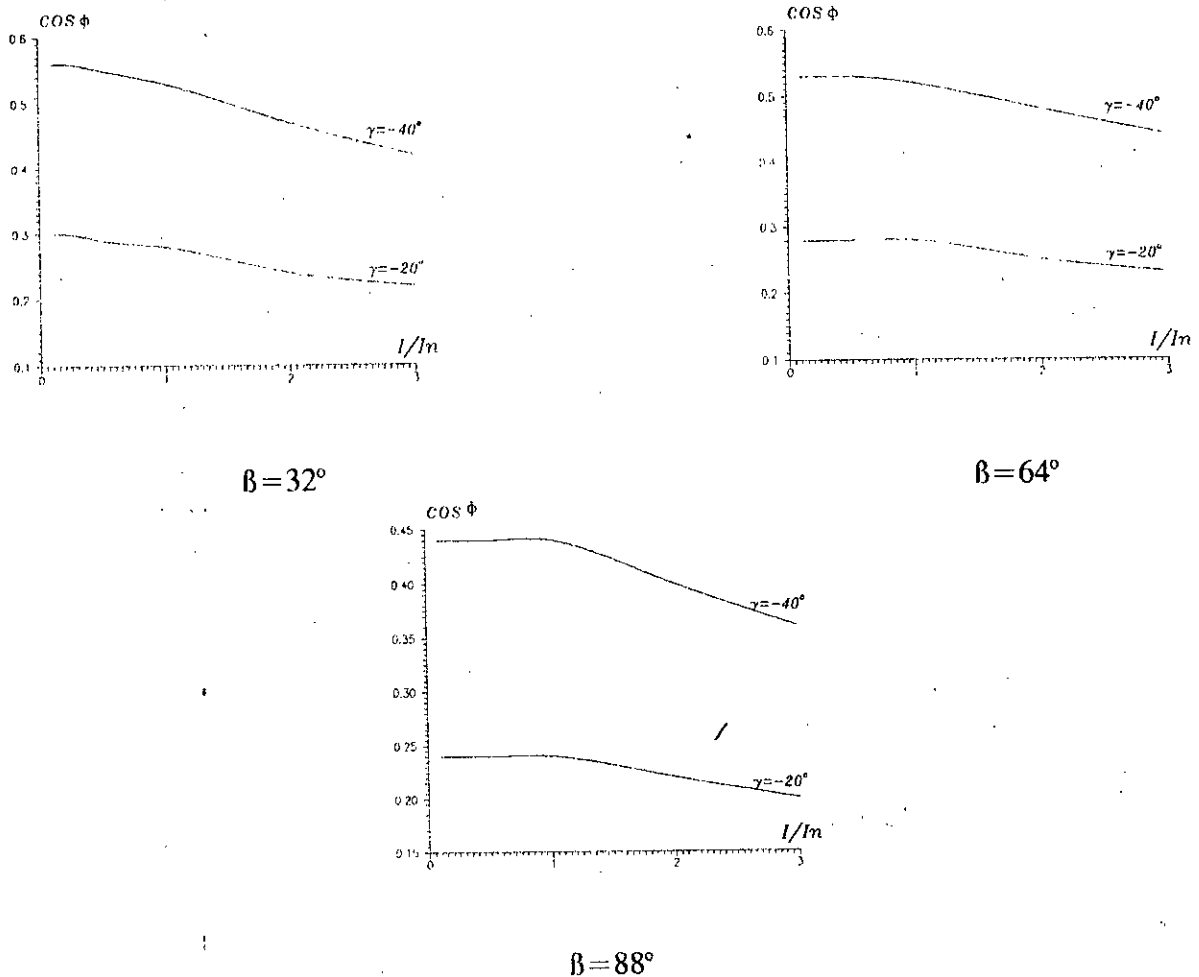
Figure III.8 Variations du couple en fonction de l'angle de décalage γ

Pour les faibles courants, l'intervalle de stabilité se limite à $|\gamma| = 45^\circ$ pour différentes valeurs de β . Dans le cas des machines à faibles ouvertures de la dent rotorique, la limite de stabilité en régime saturé se déplace à des valeurs absolues de γ supérieures à 50° . Cela est justifié par le fait que ce type de machine est moins saturé pour des valeurs absolues de γ élevées. Nous constatons que les machines à larges ouvertures β ne présentent pas de déplacement de la limite de stabilité.

III.5 FACTEUR DE PUISSANCE EN REGIME SATURE

L'approche utilisée dans le paragraphe II.5 consiste à considérer comme facteur de puissance, le cosinus de l'angle Φ décalant le courant statorique par rapport à la f.c.e.m (Figure II.14).

A γ donné, l'angle Φ est lié à la position du flux par rapport à l'axe de la dent rotorique. Sur les Figures III.9, nous présentons les variations de $\cos\Phi$ en fonction du courant efficace par phase à pour des valeurs de γ fixées.

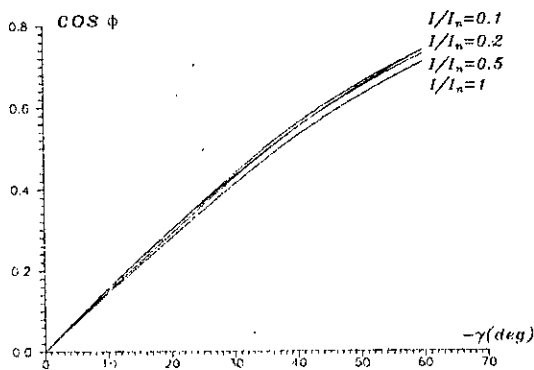


Figures III.9 Variations du facteur de puissance en fonction du courant

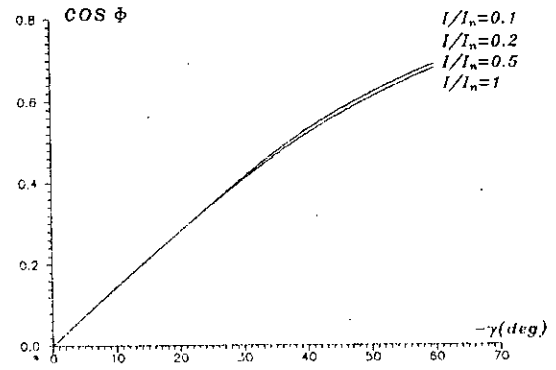
Pour les courants ne dépassant pas le courant nominal I_n , nous constatons une légère variation du facteur de puissance en fonction du courant. Par contre, pour des valeurs du courant supérieures à I_n , il y a une nette diminution du $\cos\Phi$.

En effet, en régime saturé, les lignes de champ sont légèrement poussées vers le grand entrefer. La f.e.m liée au flux sera donc décalée en avance par rapport à sa position en régime linéaire. Ce décalage introduit une augmentation de l'angle Φ soit une diminution du facteur de puissance.

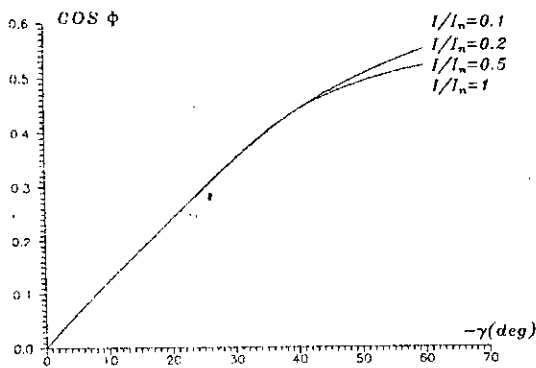
Les Figures III.10 qui représentent les variations de $\cos\Phi$ en fonction du décalage γ pour différentes valeurs du courant.



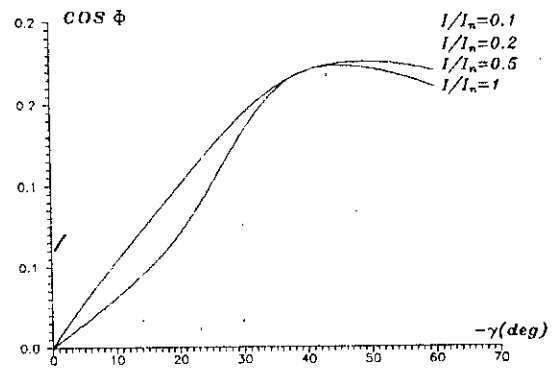
$\beta = 32^\circ$



$\beta = 64^\circ$



$\beta = 88^\circ$



$\beta = 144^\circ$

Figures III.10 Variations du facteur de puissance en fonction de γ

III.6 OPTIMISATION DE L'OUVERTURE ROTORIQUE

III.6.1 Critères d'optimisation

Nous déterminons les performances de la machine à partir du calcul de flux d'entrefer. Nous utilisons comme principal facteur d'optimisation le couple électromagnétique. Nous analysons donc l'influence des paramètres géométriques sur le couple pour différentes charges. La valeur optimale d'un paramètre est celle qui conduit au couple le plus élevé. Cette considération conduit à admettre un large intervalle de variation de l'ouverture β comme nous l'avons vu au chapitre II (extremum assez plat de la courbe $\Gamma_e(\beta)$).

Pour définir la valeur optimale de β nous tenons compte des autres paramètres en particulier du facteur de puissance et ce, sous des considérations thermiques, magnétiques et mécaniques fixées.

III.6.2 Optimisation de l'ouverture rotorique

Les Figures III.11 qui représentent les variations du couple en fonction de l'ouverture de la dent rotorique β pour deux charges différentes, montrent que le couple est maximal pour une valeur de β comprise entre 60° et 100° électrique. Par-contre, les figures III.12, sous les mêmes conditions que précédemment, montrent qu'il faut choisir une valeur de β voisine de 60° électrique pour avoir un facteur de puissance maximal.

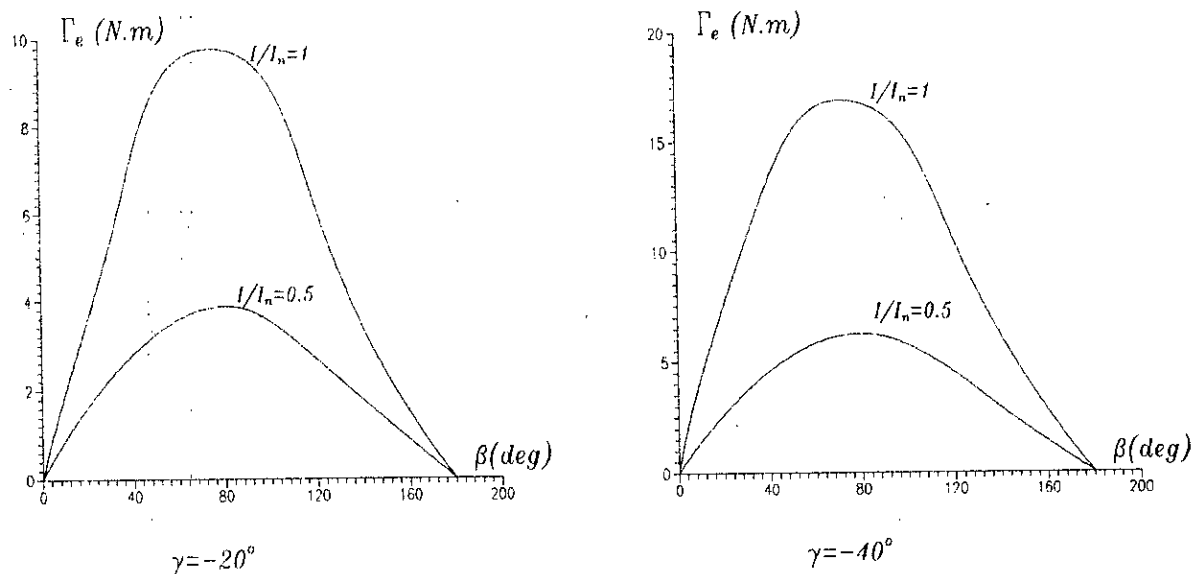


Figure III.11 Variations du couple en fonction de l'ouverture de la dent rotorique

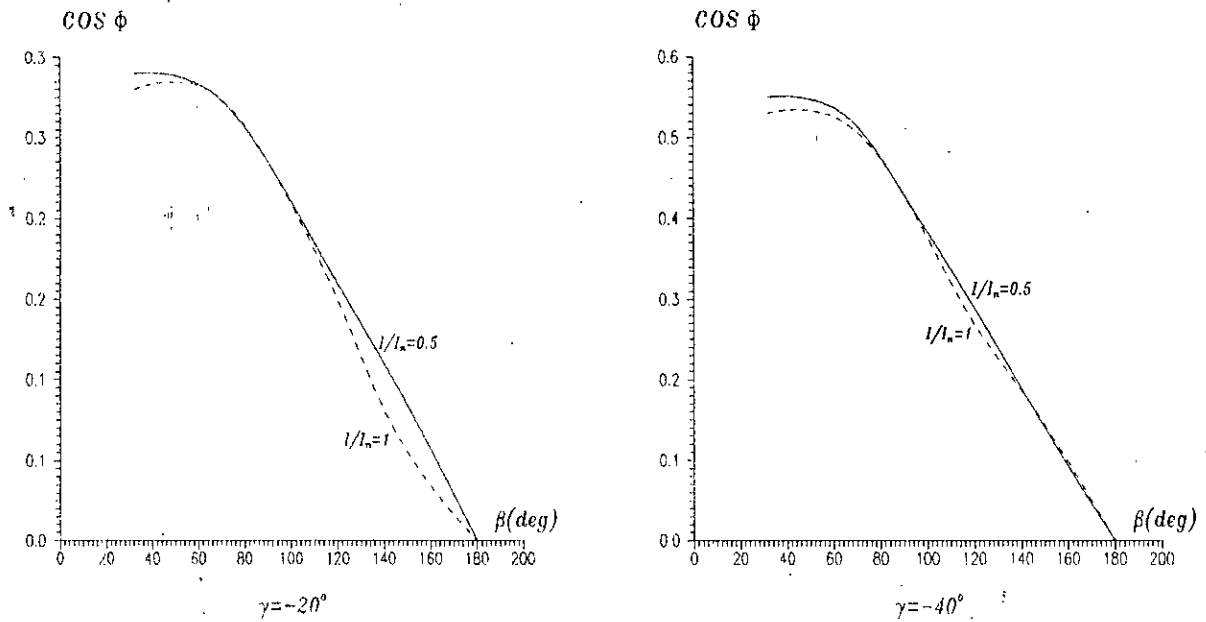


Figure III.12 Variation du facteur de puissance en fonction de l'ouverture de la dent rotorique

Nous notons aussi que les pertes mécaniques sont réduites et varient peu en fonction de β pour des ouvertures dépassant les 60° . Par contre, les pertes fer sont entre autre proportionnelles à la surface de la dent rotorique [8].

III.7 INFLUENCE DES DIMENSIONS DES DENTS STATORIQUES

Dans le chapitre II, nous avons vu l'influence de l'ouverture des encoches statoriques sur les performances de la MRV en régime linéaire. Dans ce qui suit, nous étudions, en régime saturé les effets des variations des dimensions de la dent statorique sur les performances: flux, couple et facteur de puissance, tout en respectant les contraintes thermiques et magnétiques (hauteur de la culasse conservée). L'ouverture de la dent rotorique est fixée à $\beta=80^\circ$ et la valeur absolue du décalage γ à 40° .

Les paramètres géométriques de la dent statorique (Figure III.13) sont:

- la largeur de l'épanouissement dentaire: e_d
- la hauteur de l'épanouissement dentaire: H_e
- la largeur de la dent statorique: L_e
- La profondeur de l'encoche: H_d .

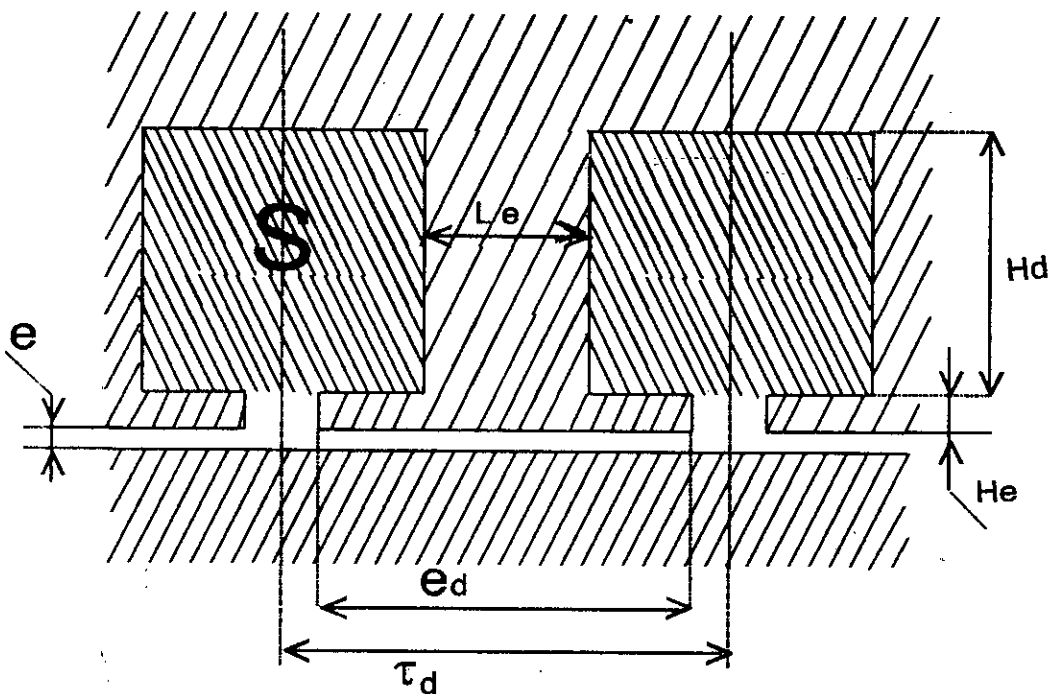


Figure III.13 Géométrie de la dent statorique

Nous étudions séparément l'influence des paramètres e_d , H_e , et L_e .

III.7.1 Influence de la largeur de l'épanouissement e_d

III.7.1.1 Influence sur le flux

Comme les harmoniques du flux sont principalement dus à la répartition des courants et à la forme des dents statoriques et rotoriques, il est difficile d'effectuer une étude détaillée sur les variations du flux et de ses harmoniques temporels. Nous nous limitons donc à l'étude de l'influence des paramètres géométriques sur le fondamental du flux et sur les premiers harmoniques de la répartition de l'induction radiale dans l'entrefer.

La Figure III.14 représente, pour le prototype étudié, la variation du flux maximal par phase statorique en fonction du rapport e_d/τ_d . Nous limitons l'intervalle de variation de e_d entre la valeur $e_d=L_c$ (encoches ouvertes) et la valeur de $e_d=0.94\tau_d$. Nous gardons une ouverture d'encoches (e_1) supérieure au double de l'épaisseur du petit entrefer, dans le but de limiter les flux de fuites au niveau des dents statoriques.

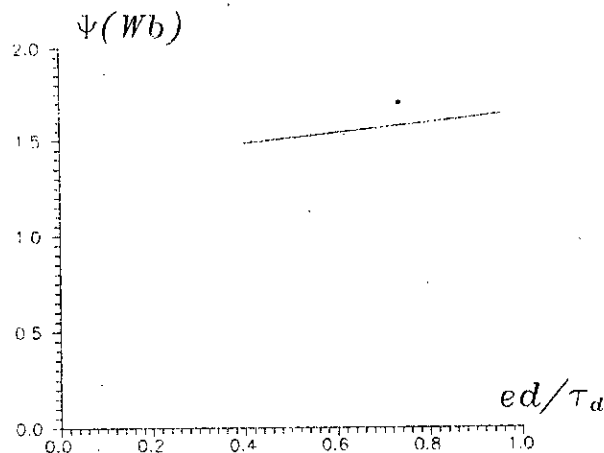


Figure III.14 Variation du flux total par phase en fonction de la largeur de l'épanouissement e_d

$$L_c/\tau_d=0.4, H_c/\tau_d=0.093, I=In, |\gamma|=40^\circ, \beta=80^\circ$$

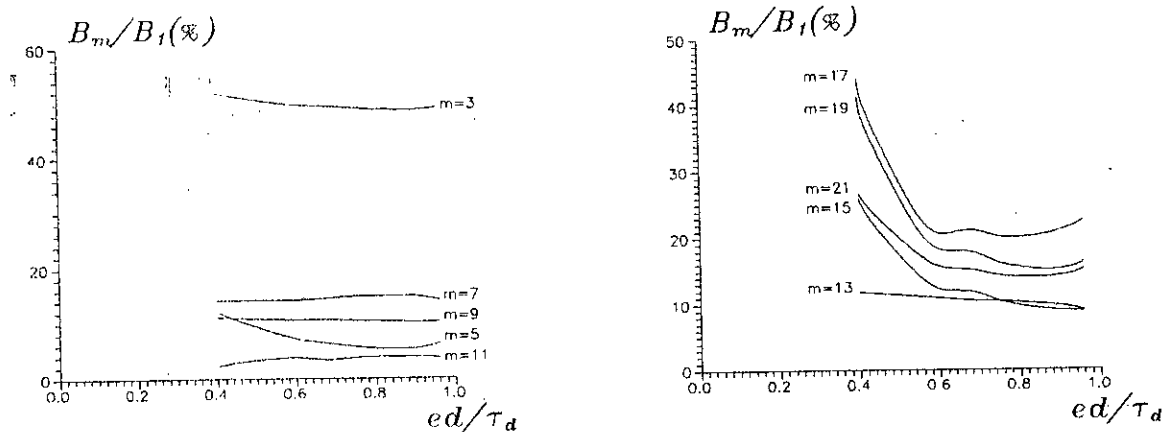
Nous constatons une légère augmentation du flux total lorsque e_d varie.

Les performances de la machine sont d'autant plus améliorées en minimisant les harmoniques de flux.

Sur la Figure III.15, nous représentons, pour le même prototype, l'évolution des amplitudes des premiers harmoniques (B_m) de la répartition de l'induction radiale dans l'entrefer.

Les harmoniques les plus influencés par la valeur de e_d sont ceux d'ordres 17 et 19 qui ont des longueurs d'onde proches du pas dentaire e_d . En effet, la valeur de B_{17}/B_1 passe de 0.44 pour $L_c = L_d = 0.4\tau_d$ (encoches ouvertes) à la valeur 0.2 pour les valeurs de L_c les plus proches de τ_d .

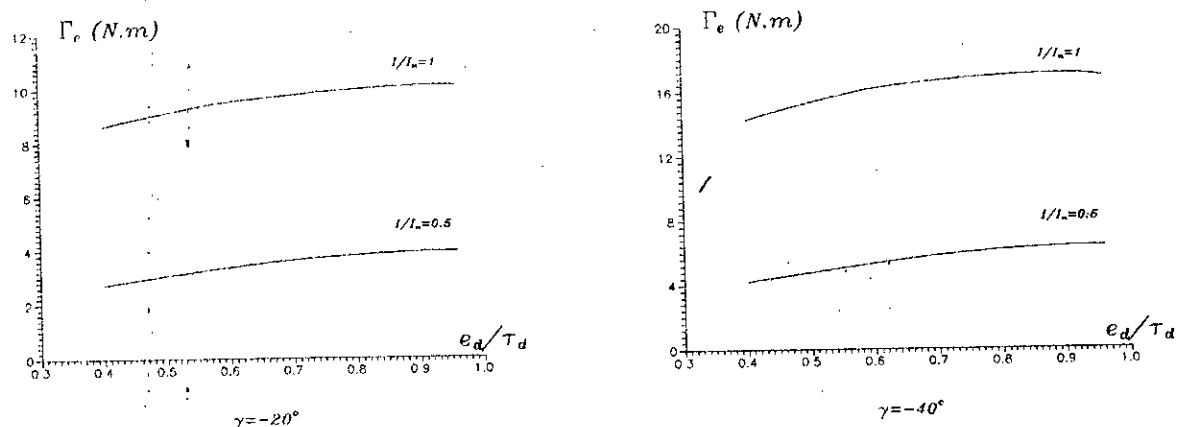
Lorsque le rapport e_d/τ_d varie de 0.6 à 0.94, les variations de e_d ne modifient guère les amplitudes des différentes harmoniques.



Figures III.15 Evolution des harmoniques de l'induction en fonction de la largeur de l'épanouissement e_d (m : ordre de l'harmonique)
 $l_c/\tau_d=0.4$, $H_c/\tau_d=0.093$, $I=I_n$, $|\gamma|=40^\circ$, $\beta=80^\circ$

III.7.1.2 Influence sur le couple

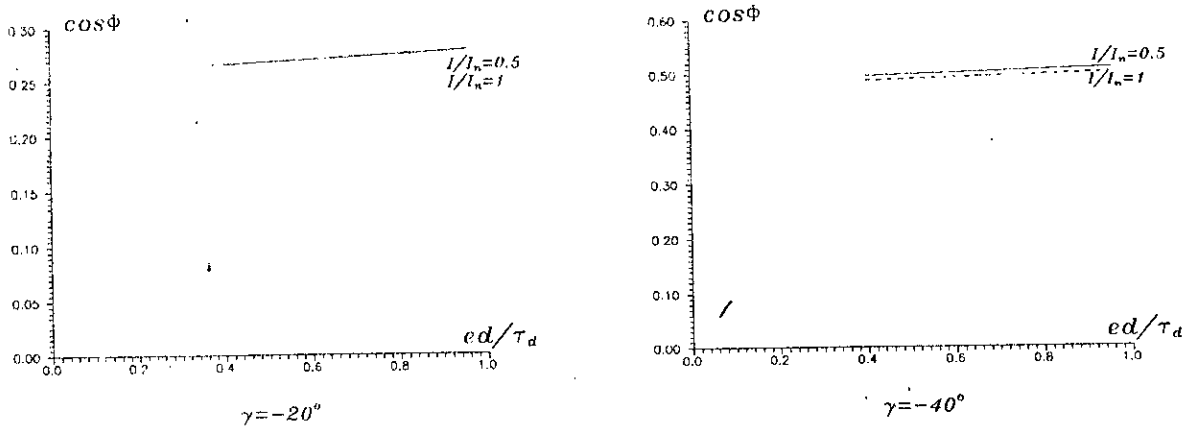
Le flux total en régime saturé augmente (Figure III.14) avec e_d . Le couple lié aux flux augmente comme le montrent les Figures III.16.



Figures III.16 Evolution du couple en fonction de la largeur de l'épanouissement e_d
 $L_c/\tau_d=0.4$, $H_c/\tau_d=0.093$, $|\gamma|=40^\circ$, $\beta=80^\circ$

III.7.1.3 Influence sur le facteur de puissance

Pour le prototype étudié, le facteur de puissance, comme le montre les Figures III.17, augmente à peine avec e_d .



Figures III.17 Evolution du facteur de puissance en fonction de e_d/τ_d

$$L_c/\tau_d=0.4, H_c/\tau_d=0.093, |\gamma|=40^\circ, \beta=80^\circ$$

Rappelons que l'élevation de e_d jusqu'à des valeurs qui ramènent l'ouverture des encoches statoriques comparable à l'épaisseur de l'entrefer, augmente le flux de fuite et réduit le facteur de puissance de la machine.

III.7.2 Influence de la hauteur de l'épanouissement de la dent

Dans l'étude des effets de la variation de H_c sur les performances de la machine, nous fixons $e_d=0.8\tau_d$. La largeur de la dent statorique et la surface de conduction sont maintenues également fixées. Nous maintenons aussi constante la hauteur de la culasse statorique.

III.7.2.1 Influence sur le flux

Si la hauteur H_c influe peu sur le flux total en régime saturé, par contre elle influe sur les ondulations de l'induction radiale dans l'entrefer. La Figure III.18 représente, pour le prototype étudié, l'évolution du 1^{er}, 17^{ème} et 19^{ème} harmonique de l'induction radiale en fonction de la hauteur H_c .

Nous constatons (Figure III.18) que l'augmentation de H_c peut améliorer le fondamental de l'induction et réduire l'amplitude des harmoniques influents (ici le 17^{ème} et le 19^{ème}). A partir de $H_c/\tau_d = 0.1$ par exemple nous sommes arrivés à des bons résultats du point de vue amélioration du fondamental et minimisation des harmoniques de flux. Nous pouvons encore

améliorer cette répartition de l'induction par augmentation de H_c , mais cela augmenterait le volume de la machine et donc les pertes fer au niveau des dents statoriques.

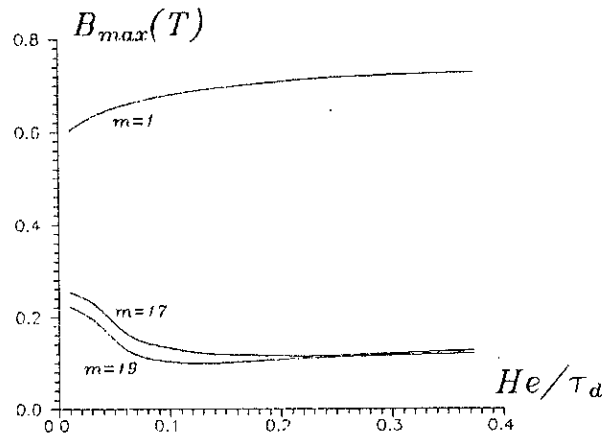
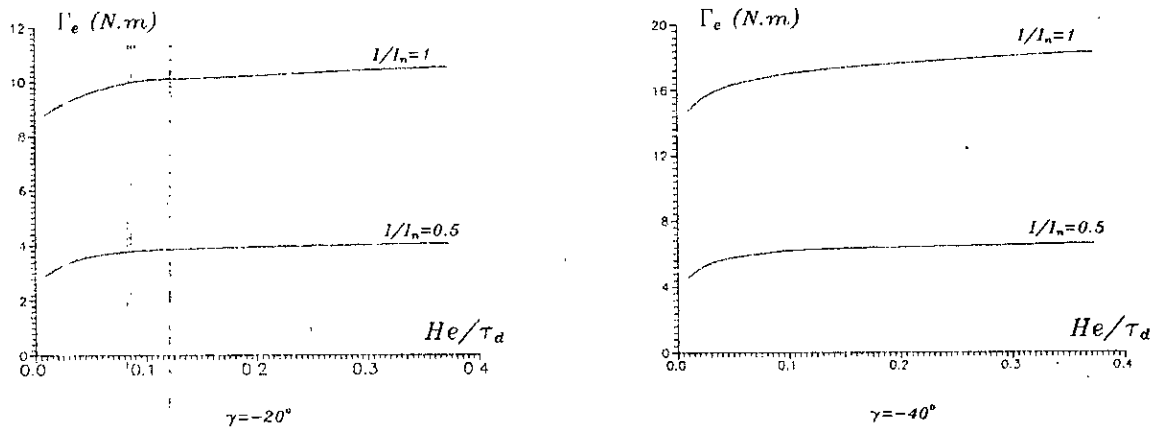


Figure III.18 Evolution des harmoniques spatiales de l'induction radiale en fonction H_c/τ_d (m : ordre de l'harmonique)

$$L_c/\tau_d=0.4, e_d/\tau_d=0.8, I=I_n, |\gamma|=40^\circ, \beta=80^\circ$$

III.7.2.2 Influence sur le couple et sur le facteur de puissance

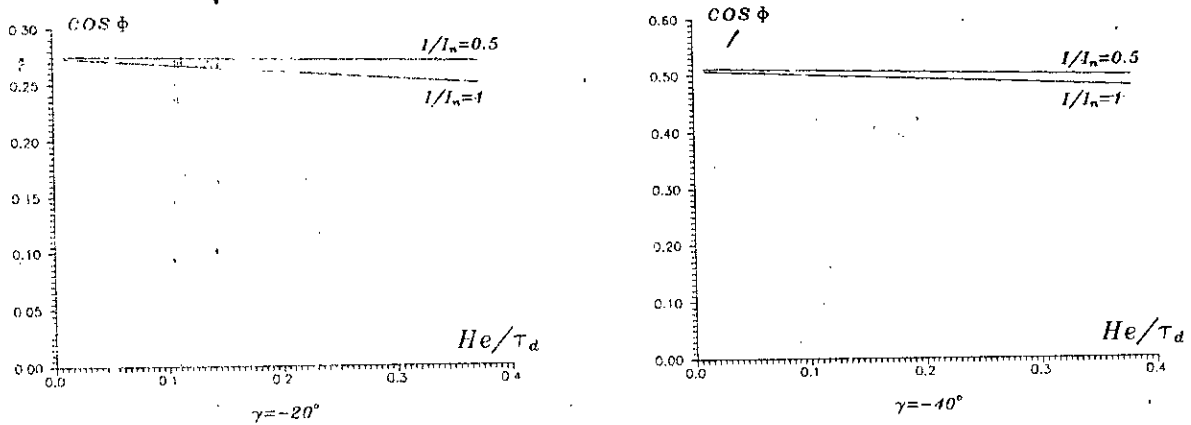
Comme le couple et le facteur de puissance sont liés au fondamental du flux, ils seront légèrement influencés par la valeur de H_c . Les Figures III.19 qui représentent les variations du couple en fonction de H_c , montrent, pour le prototype étudié, que le couple est pratiquement indépendant de H_c , pour les valeurs de H_c/τ_d qui dépassent 0.1.



Figures III.19 Evolution du couple en fonction de H_c/τ_d

$$L_c/\tau_d=0.4, e_d/\tau_d=0.8, |\gamma|=40^\circ, \beta=80^\circ$$

Les Figures III.20 représentent l'évolution du facteur de puissance en fonction de H_e . Celui-ci est pratiquement constant pour des courants faibles et diminue légèrement pour les courants voisins de I_n .



Figures III.20 Evolution du facteur de puissance en fonction de H_e/τ_d

$$L_e/\tau_d = 0.4, e_d/\tau_d = 0.8 \quad |\gamma| = 40^\circ, \beta = 80^\circ$$

III.7.3 Influence de la largeur des dents statoriques (L_e)

La largeur de la dent statorique est le paramètre géométrique des dents statoriques le plus influent sur les performances de la machine. L'augmentation de cette largeur L_e nous permet d'améliorer le flux dans l'entrefer et par conséquent le couple. Nous analysons les effets des variations de L_e sur les performances en fixant e_d et H_e . La profondeur de l'encoche H_d est choisie de manière à maintenir constante la surface de conduction au niveau de l'encoche.

III.7.3.1 Influence sur le flux

A courant donné, lorsque L_e augmente, le flux passant dans chaque pas dentaire augmente et on risque de saturer la culasse du stator, et lorsqu'on diminue L_e , les dents statoriques seaturent d'avantage. Une partie non négligeable des lignes de champ va passer dans les encoches statoriques, ce qui pourrait causer des effets mécaniques importants sur les conducteurs. A cause de ces considérations nous limitons l'intervalle de variation de L_e entre $0.2\tau_d$ et $0.7\tau_d$.

La Figure III.21 représente les variations des harmoniques spatiales de rang 1, 17 et 19 de l'induction normale dans l'entrefer en fonction de L_e pour une charge donnée.

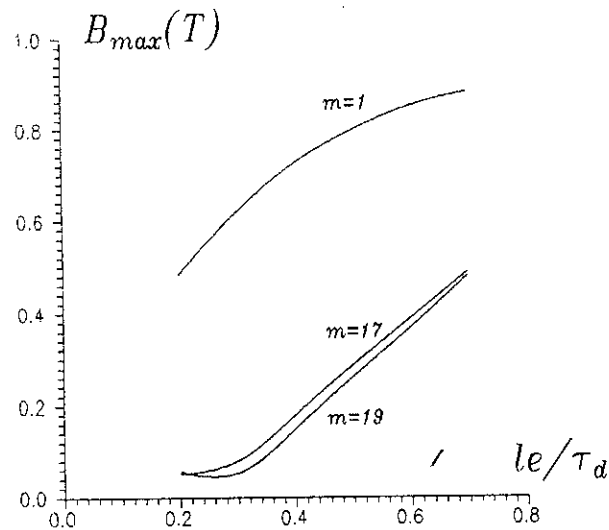


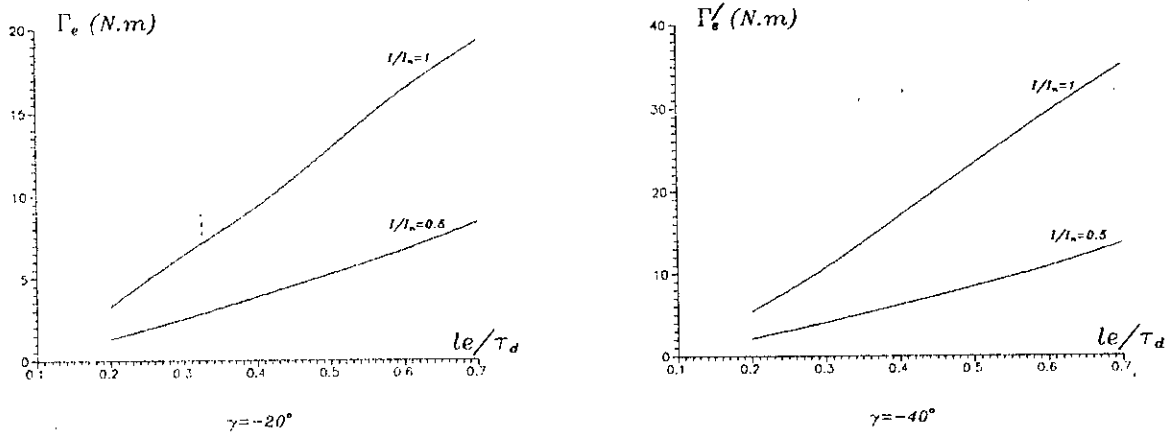
Figure III.21 Evolution des harmoniques d'induction en fonction de la largeur de la dent statorique L_e
 $I=I_n$, $|\gamma|=40^\circ$, $e_d/\tau_d=0.8$, $H_c/\tau_d=0.093$, $\beta=80^\circ$

Nous constatons, pour le prototype étudié, que le fondamental de l'induction passe de 0.43T à 0.86T en faisant varier L_e de $0.2\tau_d$ à $0.7\tau_d$, alors que les valeurs de B_{17} et B_{19} passent de l'ordre de 0.05T à l'ordre de 0.5T dans le même intervalle de variation de l_e .

L'avantage de la saturation des dents statoriques se résume dans le fait que les lignes de champ passant dans les encoches vont réduire les harmoniques de flux dus aux dents statoriques.

III.7.3.2 Influence sur le couple et sur le facteur de puissance

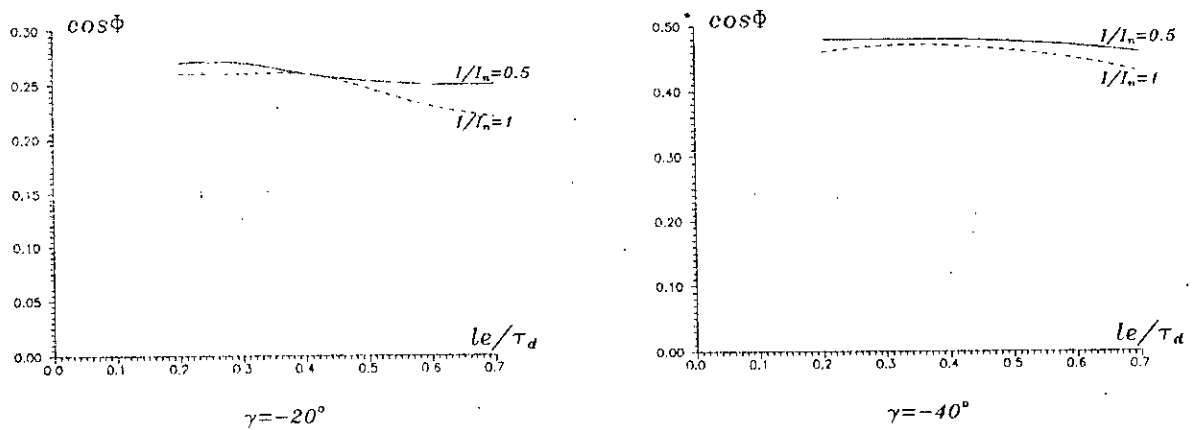
Le couple, qui est lié au flux, augmente en fonction de L_e . les Figures III.22 montrent, dans le cas du prototype étudié, cette amélioration du couple pour différentes charges.



Figures III.22 Evolution du couple en fonction de L_e

$e_d/\tau_d = 0.8, H_e/\tau_d = 0.093, \beta = 80^\circ$

Le facteur de puissance, comme le montre les Figures III.23, diminue légèrement avec L_e .



Figures III.23 Evolution du facteur de puissance en fonction de L_e

$e_d/\tau_d = 0.8, H_e/\tau_d = 0.093, \beta = 80^\circ$

Pour améliorer le couple, nous avons intérêt à augmenter, dans les limites du possible, la largeur des dents statoriques, surtout quand cette augmentation n'influe pas de façon perceptible la valeur du facteur de puissance. La largeur des dents doit être limitée car :

- son augmentation nécessite celle de la hauteur des dents et par conséquent une augmentation du volume de la machine.
- l'augmentation du volume du fer introduit en plus des pertes conduisant à accentuer

l'échauffement de la machine.

III.8 CONCLUSION

L'étude effectuée sur la MRV à stator lisse en régime saturé, nous a permis de prévoir l'effet de la saturation sur les performances de la machine alimentée en courant. Nous avons montré que le couple et le facteur de puissance sont fonction de l'ouverture de la dent rotorique en régime linéaire et saturé et que la saturation provoque une nette diminution de ces deux grandeurs.

A courant fixé, l'ouverture de la dent rotorique optimale sous le critère du couple et facteur de puissance maximaux est voisine de 60° électrique.

La géométrie des dents statoriques est optimisée après avoir fixé les pertes fer et les pertes Joule statoriques ainsi que la surface des encoches.

La largeur des dents statoriques est le paramètre géométrique du stator le plus influent sur le couple, alors que le facteur de puissance n'est que légèrement influencé par la géométrie de ces dents.

CHAPITRE IV

CALCUL DE LA MRV A STATOR LISSE ALIMENTEE EN TENSION EN REGIME SATURE

IV.1 INTRODUCTION

Comme nous l'avons vu dans les chapitres précédents, le calcul du champ dans les structures magnétiques est possible lorsqu'une répartition des courants sources est donnée. Afin d'optimiser la MRV dans le cas d'une alimentation en tension, nous présentons dans ce qui suit, une méthode de calcul, en régime saturé, de ses performances à tension donnée. Les résultats sont ensuite comparés à ceux obtenus théoriquement et expérimentalement par d'autres auteurs [1,10].

IV.2 METHODE UTILISEE POUR CALCULER LA MRV ALIMENTEE EN TENSION

Dans un fonctionnement moteur, la f.c.e.m. propre à une phase statorique est donnée par:

$$e = \frac{d \Psi_t}{dt} \quad (\text{IV.1})$$

En régime synchrone, la valeur efficace du fondamental de cette f.c.e.m. est donné par:

$$e = \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} \Psi' \quad (\text{IV.2})$$

Le fondamental Ψ du flux total s'obtient par un développement en séries de Fourier de la répartition de l'induction normale dans l'entrefer. La f.c.e.m. donnée par l'équation IV.2, dépend de la valeur efficace des courants d'alimentation et de l'angle γ . Nous pouvons donc modifier la f.c.e.m. par phase en modifiant l'un des deux derniers paramètres.

En régime synchrone, la tension par phase est exprimée par:

$$\bar{V} = R \bar{I} + j l_s \omega \bar{I} + \bar{e} \quad (\text{IV.3})$$

Le calcul de la tension V nécessite la connaissance de l'inductance de fuite et de la résistance statorique par phase. Toutefois dans notre travail, nous négligeons ces deux paramètres en confondant la tension d'une phase avec sa f.c.e.m. Cette simplification est d'autant plus valable que la puissance est importante en particulier pour la résistance statorique par phase.

Nous menons donc nos calculs en imposant une répartition des courants statoriques, nous en déduisons la tension correspondante pour ensuite modifier le courant ou γ pour que cette tension soit égale à celle recherchée. L'organigramme de la Figure IV.1 représente les différentes étapes de calcul.

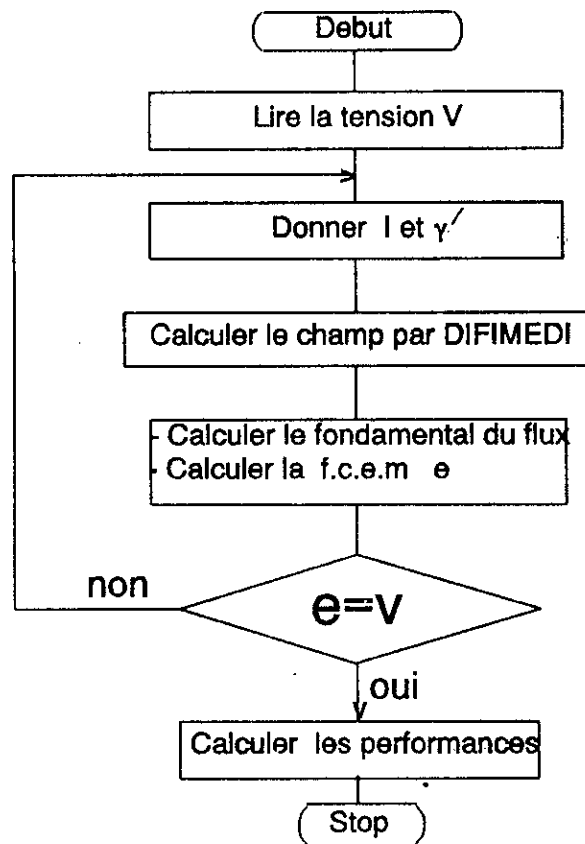


Figure IV.1 Organigramme pour le calcul de la MRV alimentée en tension

IV.3 DETERMINATION DES PERFORMANCES

Les différentes caractéristiques de la MRV à stator lisse en régime saturé sont calculées pour une alimentation en tension à fréquence constante (50 Hz). En effet, nous obtenons les mêmes caractéristiques si nous considérons une alimentation à flux constant (V/f constant).

Le couple Γ_e et le facteur de puissance $\cos\Phi$ sont obtenus par les méthodes décrites aux paragraphes II.4 et II.5 du chapitre II. Les puissance active P_t et réactive Q sont exprimées par:

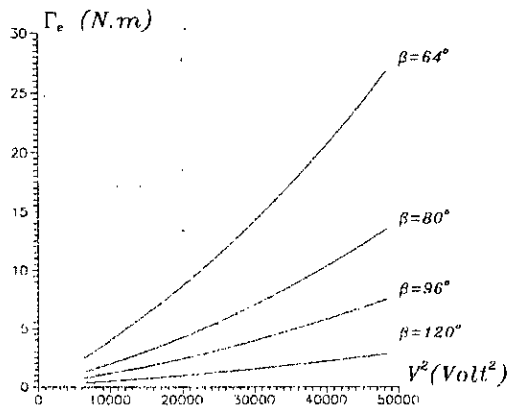
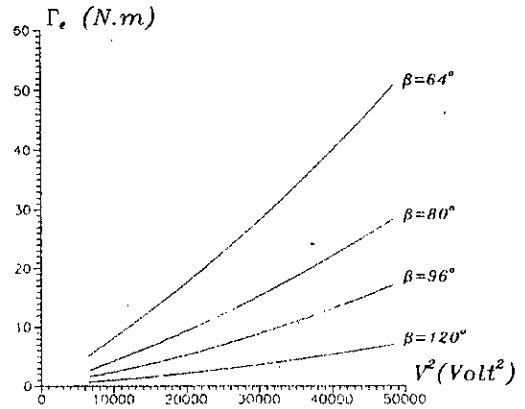
$$P_t = \frac{2 \pi f}{p} \Gamma_e \quad (\text{IV.4})$$

$$Q = P_t \operatorname{tg}\Phi \quad (\text{IV.5})$$

L'angle interne δ , qui est l'angle de réglage dans une alimentation en tension, est obtenu par le calcul du déphasage du fondamental de la répartition spatiale de l'induction radiale dans l'entrefer par rapport à l'axe d du rotor. La détermination de l'ensemble de ces paramètres permet le tracé du diagramme circulaire de la machine pour différentes tensions d'alimentation.

IV.3.1 évolution du couple

Pour étudier l'effet de la variation de la tension, nous représentons sur les Figures IV.2 les variations du couple, pour le prototype étudié, en fonction du carré de la tension pour δ fixé, et ce pour différentes ouvertures de la dent rotorique.

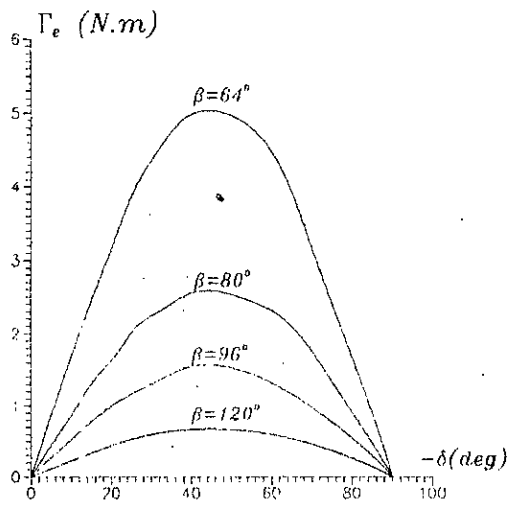

 $|\delta| = 15^\circ$

 $|\delta| = 45^\circ$

Figures IV.2 Evolution du couple en fonction de V^2

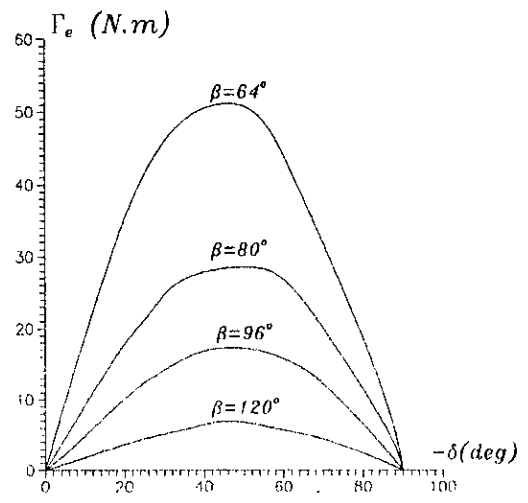
Pour des tensions faibles, le couple est proportionnel au carré de la tension.

Pour les tensions relativement élevées (aux environs de U_n), le couple augmente plus rapidement que le carré de la tension par suite de la saturation du circuit magnétique. La saturation est atteinte plus rapidement pour les machines à faible ouverture de la dent rotorique, contrairement au cas d'une alimentation en courant.

Sur les Figures IV.3, nous représentons, pour le prototype étudié, les variations du couple en fonction du décalage δ , en régime linéaire (à $U = U_n/3$) et en régime saturé (à $U = U_n$).
Suivant les hypothèses adoptées, pour les différentes ouvertures β , une variation quasi-sinusoidale du couple en fonction de 2δ est obtenue que ce soit en régime linéaire ou en régime saturé.



$$U = U_n/3$$



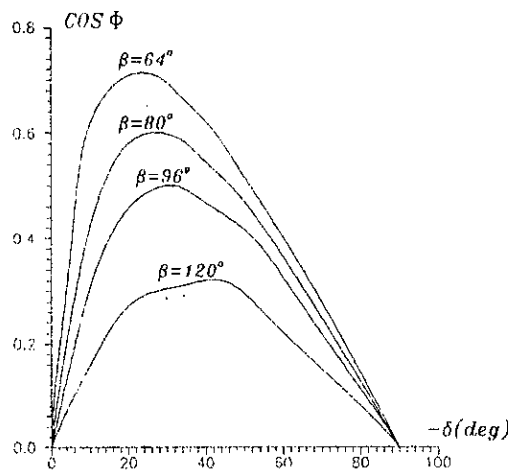
$$U = U_n$$

Figures IV.3 Evolution du couple en fonction de δ

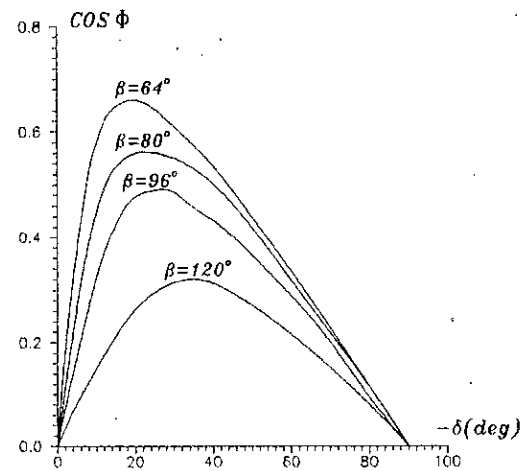
IV.3.2 Evolution du facteur de puissance

La saturation du circuit magnétique se traduit par une dégradation du facteur de puissance (voir le paragraphe III.5).

Les Figures IV.4 représentent, pour le prototype étudié, les variations du facteur de puissance en fonction du décalage δ pour deux tensions différentes.



$$U = U_n/3$$



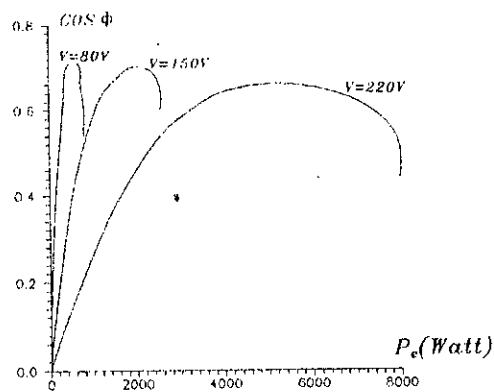
$$U = U_n$$

Figure IV.4 Evolution du facteur de puissance en fonction de δ

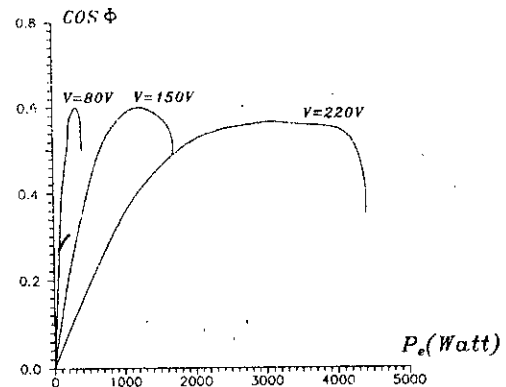
Quelque soit l'état de saturation de la machine, le maximum du facteur de puissance est atteint pour des valeurs absolues de (δ) inférieurs à 45° . Le fonctionnement à facteur de

puissance optimal est donc obtenu dans un intervalle loin de la limite de stabilité.

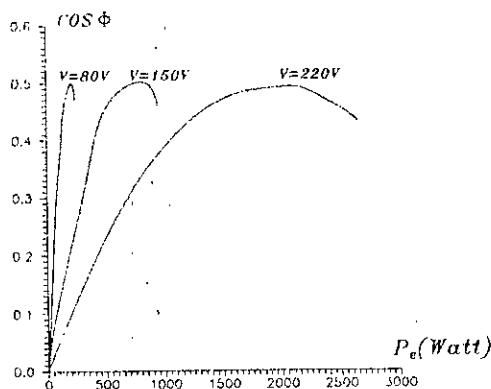
Les Figures IV.5 qui représentent, pour le prototype étudié, les variations du facteur de puissance en fonction de la puissance électromagnétique montrent, pour différentes valeurs de la tension d'alimentation, que le maximum de $\cos\Phi$ est atteint dans différentes plages de puissance, ces intervalles sont plus larges pour les machines à faible ouverture de la dent rotorique.



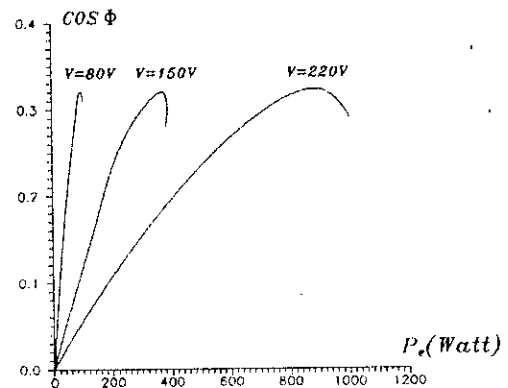
$\beta = 64^\circ$



$\beta = 80^\circ$



$\beta = 96^\circ$



$\beta = 120^\circ$

Figures IV.5 Evolution du facteur de puissance en fonction de la puissance électromagnétique

IV.3.3 Diagramme des puissances

Comme le montrent les figures IV.6 et IV.7, dans la zone de stabilité, les diagrammes de puissance obtenus pour deux tensions d'alimentation différentes coïncident quasiment avec des arcs de cercles. Les mêmes formes sont obtenues par des relevés expérimentaux [1,10]. Ce qui confirme la validité du modèle électrique développé au premier chapitre même en régime

saturé. En effet, à tension fixée, bien que le circuit magnétique soit saturé, le flux en charge reste pratiquement constant.

Par conséquent, à tension donnée les réactances synchrones X_d et X_q restent constantes quand la charge varie, elles dépendent seulement du niveau de la tension.

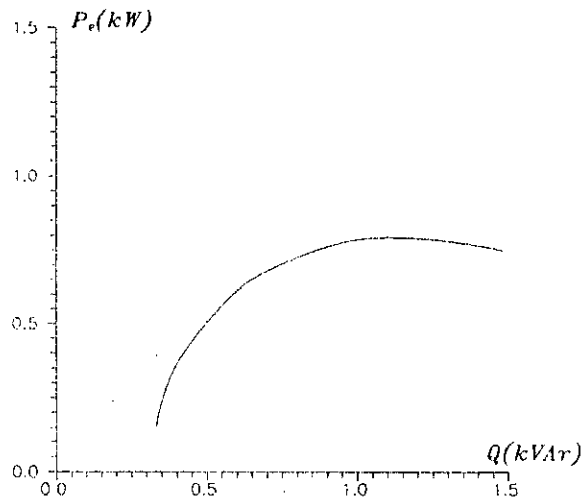


Figure IV.6 Diagramme des puissances ($\beta=64^\circ$, $U=U_n/3$)

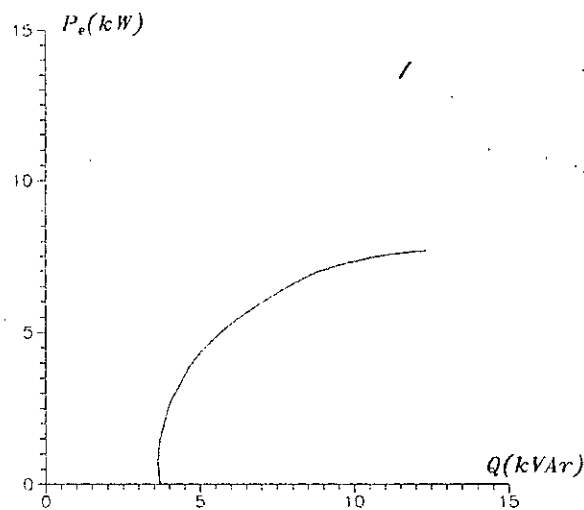
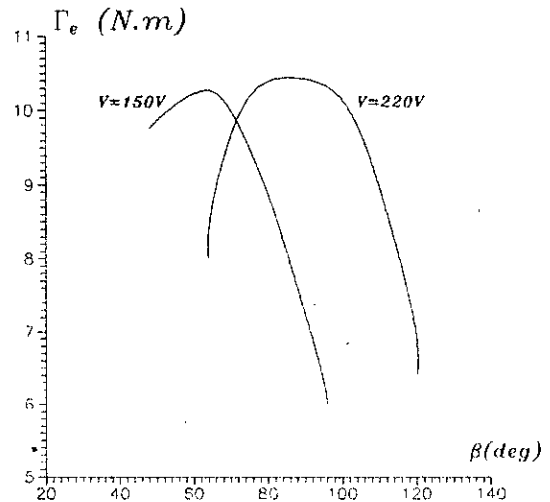
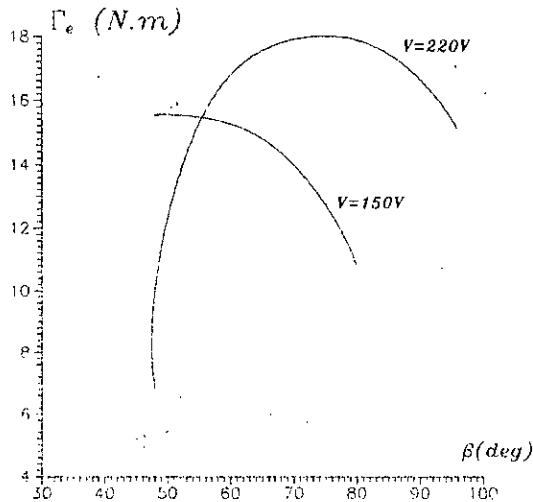


Figure IV.7 Diagramme des puissances ($\beta=64^\circ$, $U=U_n$)

IV.4 OPTIMISATION DE LA DENT ROTORIQUE

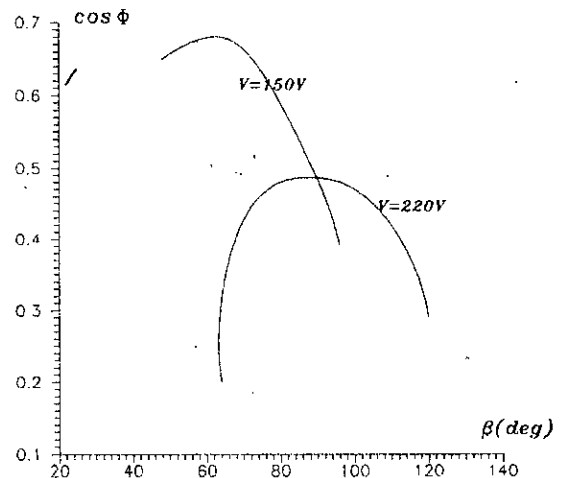
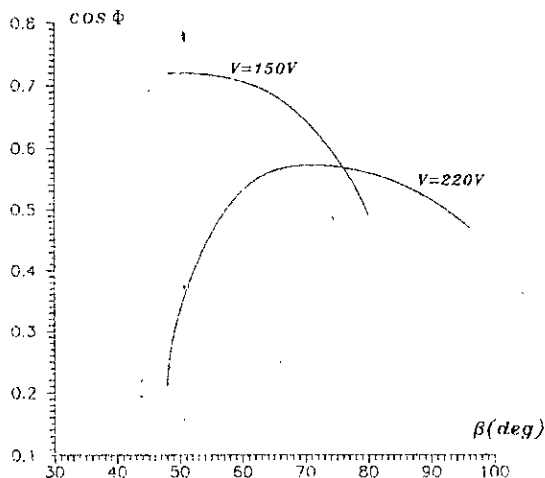
Les Figures de IV.2 à IV.5 montrent que les maximums du couple et du facteur de puissance sont s'obtiennent pour des ouvertures β inférieur à 90° . Toutefois, pour les faibles β , les courants absorbés peuvent dépasser le courant admis par la machine. Nous calculons alors les performances à tension fixée dans les conditions de son fonctionnement. Les Figures de IV.8 et VI.9 montrent les variations du couple et du facteur de puissance en fonction de l'ouverture β , pour deux charges différentes: à courant nominal I_n et à $0.7I_n$.



$I = I_n$

$I = 0,7I_n$

Figures IV.8 Evolution du couple en fonction de l'ouverture de la dent rotorique



$I = I_n$

$I = 0,7I_n$

Figure IV.14 Evolution du facteur de puissance en fonction de l'ouverture de la dent rotorique ($I=I_n$)

Pour le prototype étudié, l'ouverture optimale β qui donne le maximum du couple et du facteur de puissance est inférieure à 90° . Cette ouverture optimale augmente avec la tension d'alimentation. Pour un courant nominal et une tension nominale, sa valeur est voisine de 80° .

IV.5 CONCLUSION

Nous avons présenté un calcul de la MRV à stator lisse alimentée en tension. Les résultats obtenus sont comparables aux résultats expérimentaux obtenus par d'autres auteurs [1,10]. Ce qui valide notre calcul basé sur la détermination du flux.

La saturation du circuit magnétique modifie les valeurs des réactances synchrones. Toutefois à tension fixée, on peut considérer que ces réactances restent constantes et on peut utiliser le modèle théorique de la machine développé au chapitre I. L'étude, pour différents rotors de la MRV, a montré que le niveau de tension saturant le circuit magnétique est moins important dans les machines à faible ouverture de la dent rotorique.

CONCLUSION GENERALE

Nous nous sommes intéressés dans ce travail à l'étude de l'effet de la saturation du circuit magnétique sur les performances de la machine à réluctance variable à stator lisse.

Dans un premier temps nous avons montré qu'une MRV à stator-lisse peut être considérée comme une machine classique à pôles saillants démunie d'enroulements d'excitation. Le rotor massif se comporte comme un circuit amortisseur et stabilise la vitesse autour de la vitesse de synchronisme et permet par ailleurs le démarrage en asynchrone.

L'analyse du comportement de la machine alimentée en courant en régime linéaire, a montré que le couple et le facteur de puissance de la MRV à stator lisse dépendent essentiellement des inductances synchrones L_d et L_q .

A courant fixé, nous avons montré et vérifié que la variation de la tension avec la charge modifie l'état de saturation, et ainsi, le modèle théorique de la machine devient inadéquat.

A tension fixée, nous avons montré qu'effectivement vérifié que l'état de saturation qui ne dépend que du niveau de tension est pratiquement indépendant de la charge. Pour le prototype utilisé, le modèle théorique a donné des résultats acceptables. En effet, en régime saturé, les inductances synchrones dépendent du niveau de la tension appliquée.

En ce qui concerne l'optimisation de l'ouverture de la dent rotorique, nous avons montré que pour les deux modes d'alimentation, l'ouverture optimale doit être choisie dans un intervalle assez large, elle est comprise entre 30 % et 50 % du pas polaire. Cette ouverture optimale est plus importante dans le cas d'une alimentation en tension. En effet, pour le prototype étudié, cette ouverture optimale est de 33 % du pas polaire dans le cas d'une alimentation en courant et elle est de 44 % du pas polaire dans le cas d'une alimentation en tension.

Nous avons montré également, l'effet de la géométrie de la denture statorique sur les performances de la machine et l'influence des dimensions des dents statoriques sur les harmoniques spatiaux du flux. Notre étude peut être complétée dans une première étape par une étude sur l'effet de ces harmoniques de flux, en particulier par une prise en compte des courants induits dans les parties massives de la machine.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] S.TAHI "Contribution à l'étude des machines à réluctance variable à stator lisse". Thèse de Magister, E.N.P. 1990.
- [2] J.SAINT MICHEL "Rotor ferromagnétique massif: un moyen pour obtenir de fortes puissances à de grandes vitesses". R.G.E, n° 3, mars 1987.
- [3] F.M.SARGOS "Etude théorique des performances des machines à réluctance variable". Thèse de Docteur ès Sciences, I.N.P.Lorraine 1981.
- [4] N.YAKER "Effet de courbure dans les machines à réluctance variable à stator lisse". Thèse de Magister, E.N.P. 1992.
- [5] M.E.ZAIM "Contribution à l'étude des machines asynchrones à rotor massif rainuré". Thèse de Docteur-Ingénieur, Nancy 1979.
- [6] M.CHABANE "Utilisation d'une méthode intégrale pour l'étude et l'optimisation des machines asynchrones à rotors massifs". Thèse de Doctorat de l'I.N.P. Lorraine, Nancy 1989.
- [7] M.E.ZAIM "Conception des machines asynchrones à rotor massif". Thèse de Docteur ès Sciences, E.N.P. Nov. 1989.
- [8] F.MEIBODY-TABAR "Etude d'une machine synchrone à réluctance variable pour des applications à grande vitesse" Thèse de doctorat de l'I.N.P.Lorraine, Nov. 1986.
- [9] M.LAJOIE-MAZENC J.HECTOR, F.FAUCHER, "Notice d'utilisation de DIFIMEDI". LEEI, 2 rue camichel, Toulouze (France), 1980.
- [10] A. MAILFERT "Machines à réluctance variable". technique de l'ingénieur, vol D 550.
- [11] R. SAOU "Calcul et optimisation par une méthode intégrale de frontière d'une M.R.V. à stator lisse". Thèse de Magister, E.N.P. 1991.
- [12] M.E.ZAIM "Conception des machines électriques". Cours de Post-Graduation non édité, E.N.P.
- [13] B.LAPORTE "Machine synchrone à pôles saillants". Conférence présentée à l'E.N.P.Alger 1987.
- [14] B.LAPORTE "Machine synchrone à pôles saillants". Cours de Post-Graduation non édité, I.N.P.Lorraine, ENSEM.
- [15] G.SEGUIER "Introduction à l'électrotechnique approfondie". Ed. Tec et Doc, Paris 1981.
- [16] K.P.PILLAI "Torque calculation of polyphase reluctance machines". IEEE Trans. on Pas. Dec. 1967, pp. 1571-1579.
- [17] S.BOUALI, A.IBOUCHOUKENE "Etude de la machine à réluctance variable non excitée". P.F.E, E.N.P, 1988.
- [18] V.B HOSINGER "The inductances L_d and L_q of reluctance machines". IEEE Trans. On Pas-90, Jan. 1971, pp. 298-304.
- [19] M.HADDAD, S.HASSAN-KASSEM "Etude des machines à réluctance variable à rotor massif". P.F.E, E.N.P.Alger. 1985.
- [20] E.DURAND "Electrostatique, Volume II, Problèmes généraux conducteurs" MASSON ET C^{IE}, 1966.
- [21] O.C.ZIENKIEWICZ-FRS, R.L.TAYLOR "The finite element method Volume 1, Basic formulation and linear problems" MCGRAW-HILL COMPANY (UK) LIMITED, 1998.

- [22] B.DAVAT, M.LAJOIE MAZENC, J.HECTOR, J.FAUCHER "procédé d'analyse des systèmes électromagnétiques avec courants de Foucault: Programme DIFIMEDI". R.G.E Octobre 1982, N° 10 pp. 658-661.
- [23] M.JUFFER "Electromécanique". Dunod, Paris 1979.
- [24] F.MEIBODY-TABAR, F.M.SARGOS, J.M.KAUFFMANN, A.MAILFERT "Field computation in a saturated high speed solid rotor synchronous motor _ Application to optimal design and performance forecast". I.C.E.M, Munich 1986.
- [25] A.C.WILLIAMSON "Calculation of saturation effects in segmented rotor reluctance machines". Proc. IEE. Vol. 121, n° 10, octobre 1974, pp. 1127-1132.
- [26] A.KEBBAB, M.CHABANE "Etude de la machine asynchrone à rotor massif rainuré" P.F.E, E.N.P 1984.
- [27] G.SEGUIER, F.NOTELET "Electrotechnique industrielle" Ed. Tec et Doc, Paris 1987.

CALCUL ET DIMENSIONNEMENT D'UNE MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE A STATOR LISSE

Abstract : *This Thesis deals with the calculation of a non salient stator reluctance machine used for industry applications with high speed rotation . A linear matrix presentation of the machine shows that the knowledge of the direct and quadrature synchronous reactance is necessary . They are computed a numerical code DIFIMEDI (finite differences) for three different stators.*

The machine saturation is , then , studied for tow feeds : current and voltage . It occurs basically in the stator slots of interest to optimal design forecast . The torque, current, voltage, power factor characteristics are then depicted allowing the reluctance machine design .

KEY WORDS : *Non salient stator reluctance, Synchronous machine, Direct synchronous reactance, Quadrature synchronous reactance, Saturation, Current feed, Voltage feed.*

Résumé : *Le travail concerne le calcul de la machine à réluctance variable à stator lisse destinée aux applications industrielles nécessitants des grandes vitesse de rotation. Une présentation matricielle linéaire de la machine a montré que son calcul nécessite la connaissance des réactances synchrones directe et en quadrature. Ces dernières sont calculées à l'aide du code numérique DIFIMEDI (différences finies) pour trois stators différents.*

La saturation de la machine, étudiée pour les deux alimentations en courant et en tension, intervient principalement aux niveau des dents statoriques . On s'intéresse alors à l'optimisation de leurs dimensions. Les caractéristiques couple, courant , tension et facteur de puissance sont analysées et permettent le dimensionnement de la machine .

MOTS CLES : *Machine réluctance variable , Machine synchrone , stator lisse, Réactance direct, Réactance en quadrature, Saturation , Alimentation en courant, Alimentation en tension .*