



CALCUL DES PERFORMANCES D'UNE MACHINE SYNCHRONNE A POIES SAILLANTS

Jean-Yves Voyant

► **To cite this version:**

Jean-Yves Voyant. CALCUL DES PERFORMANCES D'UNE MACHINE SYNCHRONNE A POIES SAILLANTS. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1997. Français. <tel-00912625>

HAL Id: tel-00912625

<https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00912625>

Submitted on 2 Dec 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



T 549



Thèse

présentée et soutenue publiquement le 13 novembre 1997 par

Jean-Yves VOYANT

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

Spécialité : GENIE ELECTRIQUE

CALCUL DES PERFORMANCES D'UNE MACHINE SYNCHRONES A POLES SAILLANTS

Composition du jury :

Messieurs

Jean-Paul YONNET
Gérard CHAMPENOIS
Guy FRIEDRICH
Christian CHILLET

Président
Rapporteur
Rapporteur
Directeur de thèse



Thèse

présentée et soutenue publiquement le 13 novembre 1997 par

Jean-Yves VOYANT

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

Spécialité : GENIE ELECTRIQUE

CALCUL DES PERFORMANCES D'UNE MACHINE SYNCHRONES A POLES SAILLANTS

Composition du jury :

Messieurs

Jean-Paul YONNET
Gérard CHAMPENOIS
Guy FRIEDRICH
Christian CHILLET

Président
Rapporteur
Rapporteur
Directeur de thèse

AVANT-PROPOS

Je souhaite que notre participation à l'étude d'une chaîne de traction ait contribué, dans la limite de nos compétences, à la mise au point du véhicule électrique et par conséquent à la lutte contre la pollution d'origine automobile. Ce projet était particulièrement motivant car le développement du véhicule électrique associe à la fois technologie, écologie et humanisme. En premier, on peut espérer une amélioration de la qualité de l'air dans les centres-ville ; mais surtout, cette solution technique peut être une étape vers une diminution globale des émissions de CO₂ dans l'atmosphère. En effet, les conséquences de ces rejets et du probable "effet de serre" associé sont très préoccupantes pour tous car le développement des activités humaines, sous leur forme actuelle, peut compromettre gravement l'avenir de notre planète.

Pour obtenir des résultats significatifs, il est urgent et nécessaire de prendre des mesures sur toutes les sources de pollution atmosphérique, la circulation automobile ne représentant qu'une fraction des rejets de gaz à effet de serre. Les plus beaux et les plus riches écosystèmes, pour la plupart situés entre les tropiques, sont non seulement en recul mais risquent fort de disparaître sous l'effet de changements climatiques. Quel avenir peut-on garantir aux populations habitant ces régions ? Peut-on prendre de tels risques en arguant, comme certains, que le réchauffement de la planète n'a pas été démontré ? Malheureusement, les enjeux financiers à court terme des pays les plus riches ne contribuent pas à une action concertée des industriels et des instances politiques. Et pourtant, mieux vaut prévenir que guérir...

REMERCIEMENTS

Je remercie l'ensemble des thésards et permanents du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble qui ont contribué à rendre ce travail plus enrichissant de par leur aide ou par leur engagement dans la vie du laboratoire. Parmi tous, je tiens à remercier ceux qui ont effectué leurs tâches respectives avec rigueur et soin, en particulier les secrétaires et les administrateurs des réseaux informatiques.

J'adresse tous mes remerciements à Christian CHILLET pour avoir encadré cette thèse pendant cinq années sans perdre patience, et qui a su insuffler un caractère scientifique aux études dispersées des premières années.

Je remercie le jury pour avoir accepté d'assister à la soutenance de cette thèse et je remercie aussi les intervenants à la réponse d'offre PREDIT avec qui j'ai eu le plaisir de travailler sur un projet motivant.

Je souhaite aussi exprimer ma reconnaissance et mon amitié aux collègues de l'école (ENSIEG) et en particulier à ceux qui participent à l'animation des pauses et repas quotidiens. Ces quelques minutes "syndicales" ont représenté des moments de détente salutaire au cours de journées bien remplies par la recherche et l'enseignement.

Enfin, je souhaite adresser un clin d'oeil à mes amis et proches pour leur patience, leur compréhension et leurs encouragements au cours de ces dernières années ; merci, à commencer par Catherine, Christèle, Christiane, Claude, Georges, Harpic, Henriette, Lorraine, Magali, Patricia, Serge, Till, Volker, Wanda, Yvette... J'ai pu apprécier la compagnie de nombre d'entre eux lors de nos excursions aussi bien montagnardes que touristiques ou citadines mais toujours agrémentées par de nombreuses discussions ethnologiques fondées essentiellement sur l'anthropologie sociale et culturelle mais aussi accessoirement sur la dégustation des spécialités locales... Je ne leur tiendrais pas rigueur de ne lire que les premières pages !

CALCUL DES PERFORMANCES D'UNE MACHINE SYNCHRONNE A POLES SAILLANTS

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	I
REMERCIEMENTS	II
SOMMAIRE	III
LISTE DES SYMBOLES	VIII
LISTE DES ABREVIATIONS	XI
INTRODUCTION GENERALE.....	1
Chap. 1 : CHAINES DE TRACTION POUR VEHICULE ELECTRIQUE	3
Chap. 2 : MODELISATION DE L'ENTREFER VARIABLE	13
Chap. 3 : CALCUL DES INDUCTANCES	49
Chap. 4 : REPARTITION DU FLUX EN CHARGE.....	73
CONCLUSION GENERALE.....	113
ANNEXES	115
REFERENCES	123
BIBLIOGRAPHIE.....	127

Chap. 1 : CHAINES DE TRACTION POUR VEHICULE ELECTRIQUE.....3

1 • Situation	4
2 • Contraintes relatives au véhicule électrique	6
3 • Le stockage électrique.....	7
4 • Le choix de la motorisation.....	8
5 • La caractéristique couple-vitesse.....	9
6 • Répercussions sur la machine.....	10
7 • Implications sur le dimensionnement.....	11
8 • Conclusion	11

Chap. 2 : MODELISATION DE L'ENTREFER VARIABLE	13
I) • INTRODUCTION.....	13
II) • PREREQUIS	14
II-1 • Description des machines.....	14
II-2 • Principes d'étude.....	17
Schéma simplifié de la machine.....	17
Calcul analytique.....	19
III) • METHODE GENERALE.....	20
III-1 • Caractérisation de l'entrefer	20
Présentation du modèle	20
Principe de l'essai	23
L'essai de caractérisation.....	25
III-2 • Perméance ponctuelle de l'entrefer.....	27
Méthode de calcul.....	27
Perméance périodique élémentaire	29
III-3 • Calcul de l'induction dans l'entrefer.....	30
Principe.....	30
Perméance fictive vue par l'excitation	31
Perméance vue par le stator	32
IV) • MODELISATION DU ROTOR.....	33
IV-1 • Caractérisation.....	33
Modèle du rotor.....	33
Perméance vue par un pôle.....	34
Perméance interne du pôle	34
Perméance de fuite.....	35
IV-2 • Modèle de la machine à vide.....	37
V) • ADAPTATION AUX MACHINES A AIMANTS PERMANENTS....	39
Présentation.....	39
L'essai de caractérisation.....	40
Modélisation du rotor.....	41
Extraction des données.....	42
Modèle de la machine à vide	45
VI) • CALCUL DE L'INDUCTION A VIDE.....	47
VII) • CONCLUSION	48

Chap. 3 : CALCUL DES INDUCTANCES..... 49

I) • INTRODUCTION.....	49
II) • MODELISATION DU STATOR.....	50
II-1 • Hypothèses de calcul.....	50
II-2 • FMM instantanée créée par une phase.....	51
II-3 • FMM créée en régime permanent.....	53
II-4 • Le modèle complet.....	54
III) • INDUCTANCES DE LA MACHINE A ROTOR BOBINE.....	55
III-1 • Le modèle.....	55
Introduction.....	55
Mise sous forme matricielle.....	55
Matrice des inductances.....	56
III-2 • Expressions analytiques.....	59
Conditions de calcul.....	59
Principe de calcul.....	60
Estimation des tensions.....	60
Inductances statoriques.....	61
Mutuelle rotor / stator.....	62
Inductance du rotor.....	62
Cas du régime permanent.....	63
Conclusion.....	63
III-3 • Vérification par simulation en rotation.....	64
Inductances cycliques.....	64
Le modèle (d,q).....	65
Résultats numériques.....	66
Contenu harmonique des tensions.....	68
Valeurs des inductances.....	68
IV) • PRISE EN COMPTE DE LA PERMEANCE DU ROTOR.....	69
IV-1 • Objectif.....	69
IV-2 • Potentiel en surface des pôles.....	70
Régime permanent.....	70
Calcul des inductances.....	71
V) • CONCLUSION.....	72

Chap. 4 : REPARTITION DU FLUX EN CHARGE..... 73

I) • INTRODUCTION.....	73
II) • MODELE DETAILLE DU STATOR.....	74
II-1 • Elaboration du modèle.....	74
II-2 • Modèle complet de la machine.....	76
II-3 • Calcul de la perméance entre une dent et un pôle du rotor	78
II-4 • Schéma simplifié	80
II-5 • Calcul des flux du schéma simplifié	81
Flux traversant l'entrefer en direction d'une dent.....	81
Flux sortant d'un pôle du rotor.....	81
II-6 • Utilisation du schéma simplifié.....	82
III) • APPLICATION ET VALIDATION EN REGIME LINEAIRE.....	83
III-1 • Résolution analytique.....	83
III-2 • Cas du stator lisse	85
Alimentation du rotor.....	85
Alimentation du stator.....	85
III-3 • Cas du stator réel.....	88
Alimentation du rotor.....	88
Alimentation du stator.....	88
III-4 • Conclusion.....	90
IV) • EXTENSION AUX REGIMES SATURES.....	91
IV-1 • Principe.....	91
IV-2 • Adaptation du modèle.....	92
Le découpage interne des pôles.....	92
Les essais de caractérisation.....	93
IV-3 • Adaptation du modèle d'entrefer variable.....	94
Le modèle pour étude en saturé.....	94
Propriétés de la réluctance d'entrefer	95
IV-4 • Valeurs des réluctances	97
Cas du circuit magnétique.....	97
Cas de l'entrefer variable.....	98
IV-5 • Résolution.....	99
Exemples caractéristiques.....	101
Résultats en charge.....	105
Calcul des tensions instantanées.....	108
V) • CONCLUSION.....	112

CONCLUSION GENERALE.....	113
Annexe 1 : MODELISATION DES AIMANTS	115
Annexe 2 : CARACTERISTIQUES DE LA MACHINE	117
1 • Correction de l'entrefer par Carter.....	117
2 • Modélisation des enroulements	118
Coefficient de bobinage	118
Distribution des conducteurs	118
Raccourcissement du pas d'enroulement.....	118
3 • Inclinaison du rotor par rapport au stator.....	119
4 • Estimation des flux de fuites au stator	120
Cas du stator lisse	120
Méthode classique.....	121
Méthode par homogénéisation	121
Annexe 3 : DECOMPOSITIONS HARMONIQUES	122
REFERENCES.....	123
1 • Chapitre 1	123
2 • Chapitres 2 à 4, conclusion générale et annexes.....	125
BIBLIOGRAPHIE	127
1 • Véhicule électrique.....	127
2 • Modélisation des machines.....	128
3 • Conception de machines	130
4 • Commande des machines	131
5 • Calcul des pertes.....	133

LISTE DES SYMBOLES

\vec{B}	vecteur induction magnétique
B_R	induction rémanente des aimants
$B(\theta)$	répartition de l'induction dans l'entrefer
$B_u(\theta)$	induction relevée dans l'entrefer lors de l'essai
d	distance
dl	élément dérivée linéique
ds	élément dérivée surfacique
dt	élément dérivée temporelle
$d\theta$	élément dérivée angulaire
\mathcal{E}	potentiel de force magnétomotrice (nombre d'ampères-tours)
\mathcal{E}_a	potentiel de force magnétomotrice créée par un aimant
\mathcal{E}_n	amplitude de l'harmonique de rang n (décomposition de Fourier de $\mathcal{E}_{réf}$)
\mathcal{E}_p	potentiel de force magnétomotrice en surface des pôles du rotor
\mathcal{E}_R	potentiel de force magnétomotrice créée au rotor par l'excitation
$\mathcal{E}_{réf}(\theta)$	potentiel de force magnétomotrice créée par une bobine simple
$\mathcal{E}_S(\theta)$	potentiel de force magnétomotrice créée par les courants du stator
\mathcal{E}_u	potentiel de force magnétomotrice sur l'entrefer pendant l'essai
\mathcal{E}_1	amplitude de l'harmonique de rang 1 de $\mathcal{E}_S(\theta)$
e	entrefer réel
e_c	entrefer corrigé par Carter (= $k_c \cdot e$)
g	longueur de la ligne de champ moyenne dans les aimants
\vec{H}	vecteur excitation magnétique
I	courant efficace au stator en régime permanent
i_a, i_b, i_c	courants instantanés dans les phases a, b, c
i_R	courant d'excitation au rotor
I_R	courant équivalent aux aimants du rotor
$k_{\beta n}$	coefficient dû à l'intégration sur un pas dentaire
k_c	coefficient de Carter
k_{dn}	coefficient de distribution des enroulements
k_e	coefficient d'épanouissement des lignes de champ dans l'entrefer
k_f	coefficient de foisonnement des tôles magnétiques
k_{in}	coefficient d'inclinaison des enroulements du stator par rapport à la saillance du rotor
k_n	coefficient de bobinage de rang n
k_{rn}	coefficient de raccourcissement des enroulements
K_{L0}	facteur d'augmentation de L_0 en régime permanent
K_{L2}	facteur d'augmentation de L_2 en régime permanent

l	longueur
l_u	longueur utile (selon l'axe de rotation) du circuit magnétique de la machine
L_d	inductance cyclique synchrone directe
L_f	inductance de fuite entre pôles du rotor
L_q	inductance cyclique synchrone en quadrature
L_R	inductance du rotor (non compris les fuites)
L_0	inductance moyenne d'une phase du stator
L_2	variation d'inductance d'une phase statorique due à la saillance
M_1	mutuelle entre stator et rotor
n	(en indice) harmonique de rang n
N	nombre de conducteurs par encoche
N_e	nombre total d'encoches au stator
N_R	nombre de spires par pôle du rotor
N_S	nombre de conducteurs par pôle et par phase au stator
p	nombre de paires de pôles
q	nombre d'encoches par pôle
\mathcal{P}	perméance ($= 1/\mathcal{R}$)
\mathcal{P}_a	perméance équivalente de l'aimant
\mathcal{P}_f	perméance équivalente aux fuites entre pôles du rotor
\mathcal{P}_p	perméance équivalente au noyau d'un pôle du rotor
\mathcal{P}_0	perméance (totale) vue par un pôle du rotor
\mathcal{P}_1	harmonique 1 de la perméance entre un pôle du rotor et le stator
\mathcal{R}	réductance ($= 1/\mathcal{P}$)
r	rayon
r_c	rayon intérieur du stator corrigé par Carter
r_o	rayon sur lequel est relevée l'induction B_u
r_s	rayon intérieur du stator
R_R	résistance de l'enroulement du rotor
R_S	résistance d'une phase du stator
S	surface
t	temps
	longueur du pas d'encoche au stator
v_a, v_b, v_c	tensions aux bornes des phases a, b, c
V_n	amplitude de l'harmonique de rang "n" de la tension d'une phase
x	(en indice) numéro d'une zone d'un pôle du rotor
y	(en indice) numéro d'une dent du stator

α	position θ_R du rotor à $t = 0$
β	angle électrique correspondant au pas dentaire
β_i	angle électrique correspondant à l'inclinaison des encoches par rapport au rotor
ε_n	décomposition harmonique d'un signal carré
Φ	flux induit
Φ_A	flux induit dans la phase "a"
Φ_f	flux de fuites entre pôles du rotor
Φ_o	flux induit dans l'entrefer par un pôle du rotor
Φ_p	flux induit dans le noyau d'un pôle du rotor
Φ_R	flux induit dans les enroulements du rotor
γ	déphasage des courants à $t = 0$
λ	inductance de fuite d'une phase du stator
μ	perméabilité magnétique d'un matériau ($= \mu_o \cdot \mu_r$)
μ_o	perméabilité magnétique du vide ($= 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ H/m)
μ_r	perméabilité magnétique relative à μ_o d'un matériau
π	constante ($= 3,14159 \dots$)
θ	angle électrique
θ_m	angle mécanique ($= p \cdot \theta$)
θ_R	angle électrique entre l'axe direct du rotor et l'axe de la phase "a"
σ	élément ponctuel de perméance surfacique dans l'entrefer
σ_n	harmonique de rang n de σ
σ_R	perméance ponctuelle fictive vue par l'excitation
σ_S	perméance ponctuelle vue par le stator
ω	pulsation électrique ou vitesse angulaire en coordonnées électriques
Ω	vitesse angulaire de rotation en coordonnées mécaniques
Ω_S	vitesse de synchronisme ($= \omega/p$)
ψ	angle interne entre l'axe d et le maximum de FMM créée par les courants statoriques
$[\dot{I}]$	vecteur contenant les courants du moteur
$[\vartheta]$	vecteur contenant les tensions du moteur
$[\Phi]$	vecteur contenant les flux dans les enroulements du moteur
$[R]$	matrice diagonale contenant les résistances du moteur
$[L]$	matrice contenant les inductances du moteur

Simplifications d'écritures :

$$\sum_{n \text{ impair}} = \sum_{n=1}^{\infty} \text{ pour } n \in \{1, 3, 5, \dots \infty\}$$

$$\sum_{n \text{ pair}} = \sum_{n=0}^{\infty} \text{ pour } n \in \{0, 2, 4, \dots \infty\}$$

LISTE DES ABREVIATIONS

A.N.	Application Numérique
C.M.	Circuit Magnétique
E.F.	Eléments Finis
E.N.S.I.E.G.	Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs Electriciens de Grenoble
F.E.M.	Force Electro-Motrice
F.M.M.	Force Magnéto-Motrice
M.O.A.	Memoranda Of Agreement (mémorandums d'accord)
I.N.P.G.	Institut National Polytechnique de Grenoble
L.E.G.	Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble
M.S.	Machine Synchrone
N.L.	Non Linéaire
P.M.	Permanent Magnet (aimant permanent)
P.R.E.D.I.T.	Programme de REcherche et de Développement pour l'Innovation et la Technologie dans les transports
R.M.I.	Réaction Magnétique d'Induit
T.V.R.	comité des Technologies des Véhicules Routiers
U.T.C.	Université de Technologie de Compiègne
V.E.	Véhicule Electrique
Z.E.V.	Zero Emission Vehicle (véhicule sans émissions polluantes)

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Le dimensionnement et le calcul des performances des machines électriques se révèlent très importants lors des phases de conception d'applications nouvelles. A ce titre, le cas des véhicules électriques (VE) est relativement exemplaire. En effet, l'innovation dans le domaine des chaînes de propulsion ne permet pas de s'appuyer sur une large gamme d'expériences. Il faut cependant concilier les contraintes provenant du véhicule lui-même et des différents composants de la chaîne de traction (réducteur, machine, convertisseur, commande, batterie).

Le travail présenté ici a débuté par l'étude d'une chaîne de traction, pour répondre à un appel d'offres concernant la motorisation d'un véhicule électrique. Le cahier des charges a été établi par le comité PREDIT (composé de représentants de ministères et de constructeurs automobiles). Notre projet a été réalisé grâce à la collaboration de quatre partenaires, c'est à dire deux industriels (VALEO, le maître d'oeuvre et la CSEE) et deux laboratoires universitaires (UTC, Compiègne et LEG, Grenoble).

La chaîne de traction nécessitait la conception d'un bloc moteur (réducteur + machine + convertisseur) susceptible de remplir un certain nombre de conditions imposées par le VE (volume, masse, coût, puissance...) ; le prototype n'étant construit que lors des phases suivantes du projet.

De tous les éléments de la chaîne de traction, l'étude de la machine électrique nous concernait plus particulièrement. Nous avons en charge l'étude de son fonctionnement pour les régimes les plus divers (large plage de fréquence, excitation variable, contrôle du facteur de puissance, valeurs extrêmes de tension d'alimentation). Nous avons pour cela mis au point un modèle analytique de la machine, qui sera développé dans les chapitres suivants. Il nous a permis d'analyser avec précision les différents points de fonctionnement.

Ce modèle permet de reconstituer analytiquement les phénomènes internes des machines synchrones à pôles saillants pour les fonctionnements en charge. Cette étude analytique permet ainsi de reconstituer la répartition instantanée des flux, dans les machines à excitation séparée ou à aimants permanents et aussi les machines à réluctance.

Bien entendu, l'apparition d'harmoniques sur les formes d'ondes est particulièrement accentuée dans les machines à pôles saillants. Les modèles avec décomposition des effets suivant deux axes (direct et en quadrature) ne permettent pas d'analyser précisément les phénomènes internes à l'origine de ces harmoniques. Au contraire, notre méthode permet l'analyse de points précis tels qu'une dent statorique ou une corne polaire du rotor.

Avant d'expliquer en détail comment est constitué notre modèle, nous allons tout d'abord faire un tour d'horizon sur le véhicule électrique. Dans ce premier chapitre, un bilan sur l'état actuel des technologies sera dressé. On s'intéressera particulièrement aux dernières réalisations qui semblent confirmer les espoirs investis sur les nouvelles technologies de batteries et de moteurs. Nous finirons en recensant les contraintes sur les moteurs de VE et les objectifs de leur étude.

Le deuxième chapitre propose une méthode générale de caractérisation du rotor d'une machine synchrone, et principalement de la saillance des pôles. L'entrefer variable de la machine est modélisé à partir d'un seul "essai" consistant en une résolution numérique dans des conditions simplifiées. Ensuite, l'exploitation de ce modèle peut se faire sous plusieurs formes.

Le troisième chapitre permet de relier ce modèle aux méthodes classiques de calcul des inductances de la machine. A partir des flux induits et de bilans énergétiques, on peut calculer rapidement les grandeurs électriques de la machine utilisées pour son alimentation et son pilotage. Les points de fonctionnement sont alors obtenus à condition que l'hypothèse de linéarité de la machine soit satisfaite.

Le quatrième chapitre présente une étude plus complète de la répartition du flux dans la machine en charge. Cette étude est menée à partir d'un modèle détaillé de la machine, incluant cette fois-ci la géométrie du stator. De par sa simplicité, ce modèle permet de suivre l'évolution des flux dans les dents au cours de la rotation, sans nécessiter de gros moyens de calculs. Il est alors possible d'étendre ce calcul au fonctionnement à pleine charge, en tenant compte de la non-linéarité du matériau magnétique. Finalement, nous présentons dans ce dernier chapitre les performances attendues de la machine pour quelques points de fonctionnement caractéristiques, à différentes vitesses, afin de valider les stratégies de pilotage de la machine. Il est ainsi montré l'effet des non-linéarités et des phénomènes liés à la réaction magnétique d'induit.

Chapitre premier :

**CHAINES DE TRACTION
POUR VEHICULE ELECTRIQUE**

Chap. 1 : CHAINES DE TRACTION POUR VEHICULE ELECTRIQUE

Ce premier chapitre est consacré au véhicule électrique. Nous allons dresser un rapide bilan de l'évolution des programmes d'étude et d'introduction des véhicules électriques dans les différents pays engagés sur ce thème. Ensuite, nous rappellerons brièvement les cahiers des charges auxquels doivent répondre les véhicules électriques, et nous pourrons ainsi analyser et comparer les différentes solutions technologiques.

Le choix du type de moteur de traction est encore controversé entre les différentes machines dites à courant alternatif. Les contraintes du véhicule électrique se répercutent directement sur la structure et le dimensionnement de ces machines. A partir des différents points de fonctionnement des moteurs de VE, nous déduirons les contraintes internes que les moteurs doivent satisfaire.

Finalement, nous établirons les objectifs et les moyens d'analyse nécessaires à l'étude de telles machines. Les chapitres suivants exposeront la méthode qui nous a servi pour cette étude.

1 • Situation

Les études sur le véhicule électrique et sur son introduction sur le marché progressent avec l'amélioration des performances des batteries et des chaînes de traction. Ces éléments sont maintenant l'objet d'études spécifiques, contrairement aux premières réalisations de VE qui consistaient en un assemblage d'éléments disponibles directement sur le marché (batteries au plomb + hacheur + moteur à courant continu).

En Europe, la situation évolue grâce à de nombreuses études et à plusieurs programmes d'introduction du VE. On trouve des réalisations variées mais principalement dédiées à une clientèle de flotte (administration, services communaux, etc.). Des programmes nationaux et européens permettent maintenant une meilleure coordination des efforts. Quelques constructeurs (principalement en Allemagne, en France, en Italie et en Suisse) ont mis des VE sur le marché grand public. Des petites flottes (environ un à deux milliers de VE) circulent déjà dans ces pays.

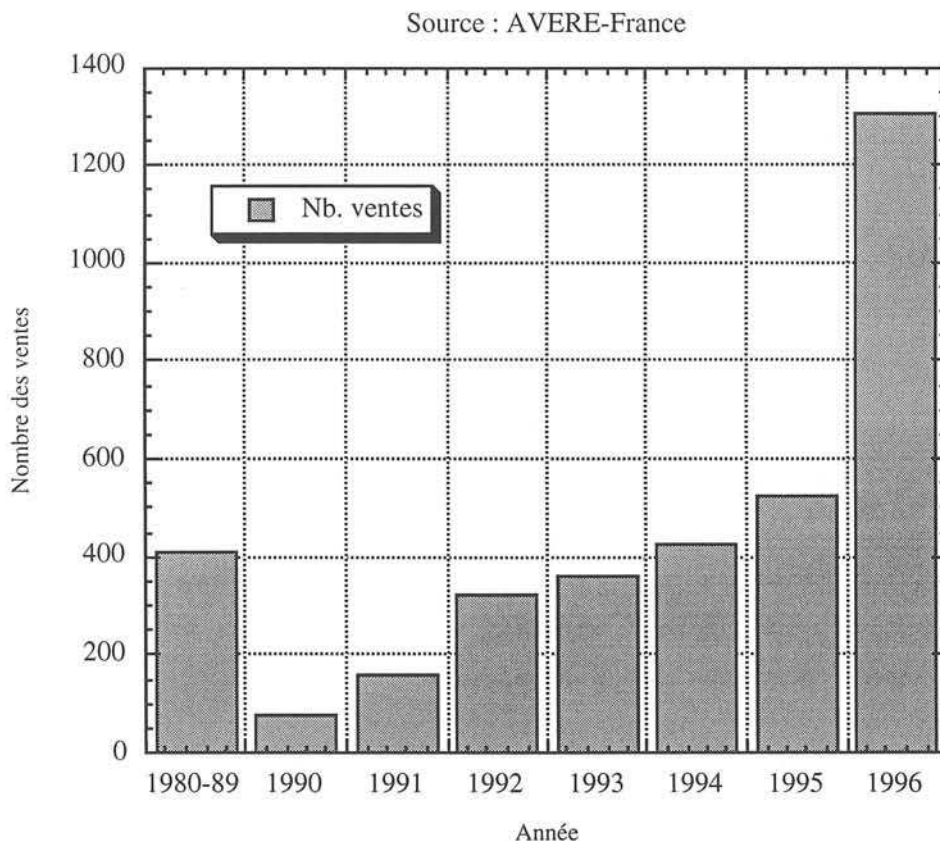


Figure I-1 : évolution des ventes de VE en France

Début 1995, on comptait, en France, environ 1700 VE correspondant à la catégorie des véhicules de tourisme ordinaires (non comptés les 2 ou 3 roues et les véhicules de transport d'usine). Par l'accord cadre du 11 avril 1995, l'Etat et EDF unissent maintenant leurs efforts pour augmenter les immatriculations de voitures neuves. L'état apporte 5.000 F de prime, EDF en apporte 10.000, et chaque constructeur le reste du surcoût permettant de ramener les véhicules électriques dans la gamme de prix des véhicules à moteur thermique. Cette mesure a certainement contribué à la nette progression des ventes entre 1995 et 1996 (cf. fig. I-1). Parallèlement, un projet de loi devrait obliger les collectivités et entreprises nationales à compter dans leur nouvelle flotte de véhicules au moins 20% de véhicules propres avant fin 1999.

Les réglementations californiennes (Clean Air Act), votées en 1989, imposent aux constructeurs automobiles la mise sur le marché de VE. D'autres programmes similaires existent dans une dizaine d'états à fort niveau d'urbanisation, en particulier dans l'est et le nord-est des Etats-Unis. Fin 1994, on comptait environ 2200 VE (catégorie ordinaire) dont 25% à 30% ont été construits par des amateurs pour leur propre usage. En effet, on trouve aux USA des kits pour transformer des véhicules thermiques, ce qui donne même droit à une réduction de taxes en Californie. Dernièrement, en mars 1996, le CARB (California Air Resources Board) a amendé la réglementation sur les véhicules à faibles émissions. L'objectif d'atteindre un minimum de 10% des ventes à l'horizon 2003 reste inchangé, mais les pourcentages précédents (2% en 1998 et 5% en 2001) sont remplacés par un MOA (Memorenda Of Agreement) [Strock 96]. Ce MOA établit un programme pour l'introduction volontaire de VE et la poursuite des recherches sur les véhicules et les batteries. Les constructeurs de voitures fourniront les VE dont le marché a besoin, et produiront au cours des trois prochaines années 3750 VE pour des programmes de démonstration en Californie. En parallèle, le CARB travaillera avec l'état de Californie et les gouvernements locaux pour développer l'infrastructure et supprimer les barrières à l'introduction des VE .

Au Japon, on comptait environ 1400 VE immatriculés (catégorie ordinaire) à la fin de l'année 1994 [Yazami 97]. Sur ce nombre, près de 1100 sont des petites camionnettes de classe "K", aux performances relativement moyennes. Ce sont des petits véhicules (longueur inférieure à 3,30 mètres, largeur inférieure à 1,4 mètres) qui sont équipés d'un moteur de moins de 660 cm³ en version thermique. Ils bénéficient d'un régime particulier pour la fiscalité et pour la place de stationnement lors de l'achat. Cette classe "K" représente près de 30% des véhicules au Japon, soit 1,5 millions, et devrait être une opportunité pour faire progresser les ventes de VE dans ce pays.

L'échéance californienne de 1998 est maintenant suffisamment proche pour que la plupart des constructeurs concernés (américains et japonais) soient à même de proposer un VE destiné au marché grand public. La récente conférence EVS-13 (13^{ème} Electric Vehicle Symposium) qui s'est tenue à Osaka au Japon en octobre 96 a permis d'évaluer le degré d'avancement de leurs véhicules électriques. Les solutions technologiques les plus innovantes sont proposées par les japonais : des progrès technologiques significatifs dans les domaines des batteries et des moteurs leur permettent de

concevoir des systèmes performants pour le VE avec de très bons rendements énergétiques et de grandes puissances massiques [Yonnet 97]. A ce titre, les batteries Lithium-Ion et les moteurs synchrones à aimants semblent offrir les meilleures perspectives, mais leur commercialisation n'a pas encore débuté.

Le développement du véhicule électrique permet de réduire les émissions polluantes dans l'atmosphère dues à la circulation automobile. A cette fin, il est nécessaire de comparer les solutions proposées en évaluant les performances de toute la chaîne énergétique. Ce dernier point est à rapprocher de la nouvelle norme californienne qui définit la pollution du ZEV (Zero Emission Vehicle) [Strock 96]. Cette norme, proposée en novembre 96, prend en compte les émissions des centrales de production électrique (en oxyde d'azote par exemple). Ceci peut favoriser la commercialisation des véhicules hybrides, car ces véhicules possèdent deux sources indépendantes d'énergie permettant de choisir la plus adaptée, suivant l'utilisation sur route ou en zone urbaine. Les véhicules hybrides [Kawamura 96] peuvent ainsi conduire à un niveau de pollution global plus réduit qu'un véhicule électrique, avec une autonomie beaucoup plus grande.

2 • Contraintes relatives au véhicule électrique

La chaîne de traction d'un véhicule à propulsion électrique doit respecter de nombreux critères :

- de rendement élevé (influe sur l'autonomie du véhicule à énergie transportée donnée),
- de puissance massique (poids, encombrement, performances),
- de résistance mécanique (véhicule en mouvement, vibrations),
- de résistance aux éléments extérieurs (oxydation, humidité, poussières, températures extrêmes, ...),
- de faible coût (grande série, coût et disponibilité des matériaux, prix de fabrication, ...),
- de durée de vie (faible temps cumulé d'utilisation mais réparti sur plusieurs années),
- écologie (matériaux recyclables et non polluants).

Ces contraintes sont générales à tout l'équipement du véhicule. Il faut donc optimiser le plus possible chaque partie sans oublier les répercussions sur les autres éléments de la chaîne de traction (batterie, convertisseur, machine, réducteur).

3 • Le stockage électrique

Le problème le plus crucial pour le véhicule électrique reste la production et le stockage de l'énergie électrique à bord. Les différentes technologies sont non seulement comparées en terme de puissance et d'énergie massiques, mais aussi en terme de rendement de stockage, qui est un paramètre très important pour économiser l'énergie.

Dans le domaine des batteries, la situation actuelle s'est beaucoup clarifiée ces dernières années. On ne dénombre plus que six couples électrochimiques en compétition [Putois 96] :

- "Plomb acide" et "Nickel-Cadmium" sont commercialisés depuis plusieurs années,
- "Nickel Hydrure Métallique" et "Sodium-Chlorure de Nickel" sont en développement mais très proches de la commercialisation [Cornu 97],
- "Lithium ion" (appelé aussi "Lithium Carbone") et "Lithium Polymère" sont encore au stade de la recherche mais des prototypes pour véhicules électriques ont déjà été présentés.

On ne peut pas finir ce rapide tour d'horizon sans évoquer les piles à combustible. C'est la seule source d'énergie embarquée qui puisse rendre aux véhicules leur autonomie et leur rapidité pour "faire le plein", tout en respectant l'environnement. Dans le monde, de nombreuses équipes mettent au point des piles fonctionnant soit aux hydrocarbures ou au gaz naturel, soit à l'hydrogène. Dernièrement, la présentation officielle de prototypes a montré que cette dernière solution peut être envisagée pour un avenir relativement proche [Alleau 97]. La densité volumique de puissance de 1 kW par litre a été atteinte en 1995. C'est presque dix fois ce qu'on savait faire en 1990 [Otto 96], et c'est suffisamment compact pour un véhicule de tourisme.

4 • Le choix de la motorisation

En tenant compte des nombreuses contraintes relatives au véhicule électrique, de multiples réalisations ont vu le jour, dépendant des choix et du savoir faire des concepteurs. Il faut noter que l'évolution des prix des aimants, des composants de puissance et des techniques numériques de commande, remet régulièrement en cause les choix effectués.

L'analyse des solutions proposées à ce jour montre que pratiquement tous les types de machines électriques peuvent être utilisées pour les chaînes de traction :

- les machines à courant continu (collecteur mécanique),
- les machines asynchrones à cage,
- les machines synchrones (à aimants permanents ou excitation séparée),
- les machines à réluctance.

L'avantage de la machine à courant continu est sa facilité d'alimentation (électronique de puissance très simple). C'est une solution qui a été très employée lors des premières réalisations. Cependant, il est maintenant admis que les machines dites à courant alternatif offrent de bien meilleures performances pour des prix de revient presque équivalents.

Ainsi, les nouvelles solutions proposées au cours des dernières années sont bâties autour d'une machine à courant alternatif. Le choix entre elles est difficile car le cahier des charges du VE est très complexe. Il existe à ce jour de nombreuses réalisations avec des machines asynchrones [Yonnet 96] ; pour certaines, la commercialisation a débuté (par exemple aux Etats-Unis). Beaucoup d'études sont en cours aux Etats-Unis et en Europe pour augmenter les performances de ces machines [Schmitz 96], [Young 96], [Grecksch 96].

Au Japon, la plupart des constructeurs se tournent vers les machines synchrones à aimants permanents qui équipent d'ailleurs la plupart des prototypes [Murakami 96], [Yamamura 96]. Certains constructeurs se déclarent prêts à les commercialiser pour l'échéance californienne de 1998 [Asakura 96]. Ces machines possèdent d'excellentes puissances massiques mais le rendement total de la chaîne de traction dépend beaucoup du point de fonctionnement (effet néfaste des courants démagnétisants pour atteindre les grandes vitesses).

Côté recherche, on étudie dans le monde entier des machines encore plus adaptées à la spécificité des véhicules électriques. On peut ainsi citer les machines synchrones à rotor bobiné (parfois combiné avec des aimants [Nozaka 96]), et les machines à réluctance commutées [Multon 95] et [Chan 96].

5 • La caractéristique couple-vitesse

Quelle que soit la machine choisie, elle doit permettre de répondre au cahier des charges du véhicule électrique, et en particulier pouvoir fonctionner sur une large gamme de vitesse de rotation, comme le montre la fig. I-2. On appelle “point de base” le point de dimensionnement à vitesse et couple nominaux. Nous nommons par “survitesse” les fonctionnements à des vitesses supérieures qui doivent être prises en compte lors du dimensionnement de la machine.

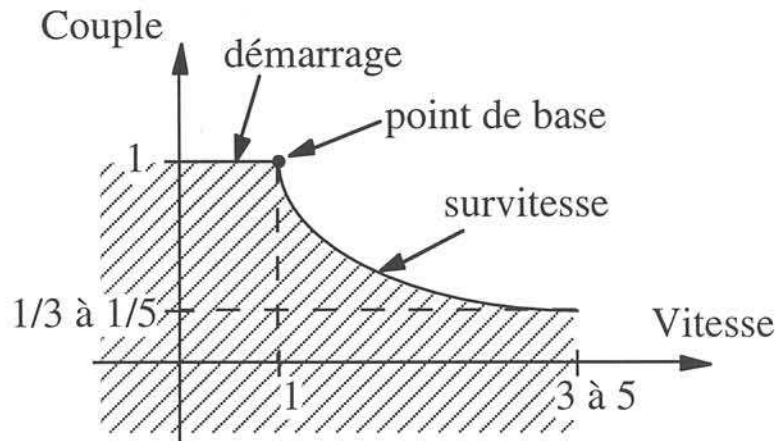


Figure I-2 : caractéristique couple-vitesse d'un VE

Avec ce fonctionnement, une boîte de vitesse devient généralement inutile. Dans la majeure partie des cas, la transmission est effectuée par un réducteur entre les roues et la machine. Ce réducteur permet d'augmenter la puissance massique de l'ensemble en choisissant des moteurs à vitesses de rotation élevées (≈ 6.000 tr/min ou plus).

La caractéristique couple-vitesse ci-dessus permet de réaliser un véhicule possédant de bonnes capacités d'accélération au démarrage, et de franchissement d'obstacles (trottoirs) avec un couple élevé à basses vitesses. On obtient ainsi des performances semblables à celles d'un véhicule thermique. La zone de fonctionnement en survitesse correspond à un fonctionnement à puissance maximum limitée. Ce maximum “à puissance constante” permet de sous dimensionner en tension la plupart des éléments de la chaîne de traction, si l'on adopte une stratégie de pilotage permettant de ne pas dépasser la tension nominale au point de base du moteur. Sur cette zone à puissance maximum limitée, il est fortement souhaitable que la machine fonctionne à cette tension maximale et avec un courant le plus faible possible, ceci pour ne pas surdimensionner l'électronique de puissance et pour augmenter à priori le rendement total par diminution des pertes ohmiques. Lors de ces fonctionnements en survitesse, la limitation de la tension est obtenue par diminution du flux principal de la machine (conséquence directe de la loi d'induction $e = \partial\Phi/\partial t$).

6 • Répercussions sur la machine

Les contraintes du véhicule électrique qui agissent directement sur le dimensionnement de la machine sont d'une part la puissance massique élevée, et d'autre part la caractéristique couple-vitesse. Ceci se traduit par les contraintes internes suivantes :

- fréquences de travail élevées, dues aux vitesses de rotation élevées afin d'augmenter la puissance massique ;
- flux élevé à basse vitesse, pour obtenir un couple élevé ;
- défluxage en survitesse, pour alimenter la machine à tension constante (maximum des batteries).

Il faut noter que ces trois contraintes ont des conséquences qui peuvent diminuer leur efficacité et leur intérêt :

- fréquences élevées :
augmentation des pertes fer et des bruits ;
- flux élevés :
augmentation des pertes fer et de la saturation, cette dernière déformant à son tour les formes d'ondes ;
- défluxage :
 - s'il est effectué par opposition du flux inducteur avec celui de l'excitation, augmentation des pertes Joule, des flux de fuite et de certains points de saturation ;
 - la diminution du flux principal augmente la part relative de la RMI, augmentant généralement les déformations sur les formes d'ondes.

Pour les machines synchrones, il convient d'ajouter à ces phénomènes la part non négligeable de la saillance des pôles sur le contenu harmonique des formes d'ondes (tensions, courants, ...). Toutes ces contraintes interfèrent ainsi avec les objectifs de performance du véhicule car :

- le rendement dépend des pertes fer et Joule,
- les bruits et ondulations de couple dépendent du contenu harmonique des formes d'ondes (flux, courants, tensions).

7 • Implications sur le dimensionnement

Les paragraphes précédents montrent que le dimensionnement d'une machine pour un VE demande une analyse précise des phénomènes internes à la machine, en particulier en fonction de la géométrie interne (entrefer, pôles, aimants, ...). Deux points essentiels ressortent :

- il est souhaitable de connaître précisément la répartition des flux en survitesse (régime défluxé), afin d'optimiser la géométrie interne de la machine par rapport aux harmoniques de flux y circulant ;
- il est aussi nécessaire de vérifier la capacité de la machine à fonctionner à couple maximum avec des inductions élevées, et à fortiori avec une saturation partielle du circuit magnétique.

Une fois la machine dimensionnée et conçue, la connaissance exacte des phénomènes internes peut permettre également le choix de la stratégie de pilotage de la machine, afin d'optimiser les performances en définissant des consignes appropriées de commande. Il est encore possible de prévoir l'incidence des harmoniques sur les commandes dites "sans capteurs" qui basent leurs consignes de commande sur l'analyse et l'estimation de valeurs à l'aide d'un modèle équivalent de la machine. La bibliographie incluse en fin de ce mémoire répertorie des articles se rapportant à toutes ces techniques de commande.

8 • Conclusion

On a pu voir que le cahier des charges du véhicule électrique impose aux moteurs des performances élevées en vitesse, en couple et en rendement. L'étude de moteurs pour ce type d'application nécessite une étude approfondie des flux dans la machine en cours de fonctionnement.

Dans les chapitres suivants, nous allons développer une méthode répondant à ce besoin et applicable aux machines synchrones à pôles saillants.

Chapitre deuxième :

MODELISATION DE L'ENTREFER VARIABLE

Chap. 2 : MODELISATION DE L'ENTREFER VARIABLE

1) • INTRODUCTION

L'étude de la répartition des champs dans les machines synchrones est rendue particulièrement difficile dès lors que l'entrefer n'est plus constant selon toutes les directions. La méthode exposée ici permet d'appréhender une forme quelconque de rotor à l'aide d'un minimum de données à rassembler. L'exploitation analytique de ces valeurs sera donc facilitée en évitant d'avoir des données redondantes.

Ce chapitre détaille la méthode permettant de modéliser la saillance des pôles de la machine, à partir d'un simple relevé de l'induction créée par un pôle du rotor. Ceci peut être fait à partir de la seule description géométrique du pôle et d'un logiciel de calcul de champ par éléments finis. Les chapitres suivants développeront quelques exploitations pratiques de cette caractérisation.

Bien entendu, cette méthode est applicable aussi aux machines de type "pôles lisses", sans apporter une amélioration décisive par rapport aux méthodes analytiques conventionnelles. Les exemples choisis au cours de cette étude privilégieront le cas du rotor bobiné, mais les conditions d'adaptation sur une machine à aimants permanents seront détaillées si nécessaire.

Cette approche permet ainsi l'étude de la grande majorité des machines synchrones à pôles saillants.

II) • PREREQUIS

II-1 • Description des machines

Ce mémoire est consacré à l'étude d'une machine synchrone à pôles saillants. Le cas des machines synchrones à pôles lisses correspond au cas particulier où la saillance de la machine est négligeable. La méthode proposée ici peut évidemment être simplifiée afin d'analyser une machine à pôles lisses. Ceci ne présente guère de difficultés et ne sera donc pas exposé en détail.

Cette étude est présentée sous forme générale afin de pouvoir être adaptée à toutes les machines correspondant à la description ci-dessous :

- la machine est constituée d'une succession de pôles magnétiques "nord" et "sud". Le rotor et le stator comportent tous les deux le même nombre "p" de paires de pôles ;
- le stator (induit) est encoché (on compte "q" encoches par pôle de la machine) ;
- le rotor peut être bobiné (alimenté par courant continu) ou comporter des aimants permanents ;
- les pôles du rotor sont saillants (la distance entre le stator et le rotor n'est pas uniforme suivant toutes les directions) ;
- le rotor peut être vrillé (inclinaison angulaire) par rapport aux encoches du stator afin de diminuer le couple pulsant dû à la succession des encoches et des dents.

Ces caractéristiques de construction englobent la plupart des machines synchrones classiques. Cependant, les illustrations, applications numériques et exemples inclus dans ce mémoire se rapportent presque tous à la même machine. Ce cas particulier correspond à une machine synchrone :

- triphasée,
- à excitation indépendante,
- à pôles saillants.

Cette machine est représentée ici en figure II-1 sous la forme d'une coupe perpendiculaire à l'axe de rotation. Les formules seront bien sûr générales et s'appliquent aussi au cas de la machine à aimants. Ce cas sera envisagé chaque fois qu'il sera nécessaire de différencier l'étude.

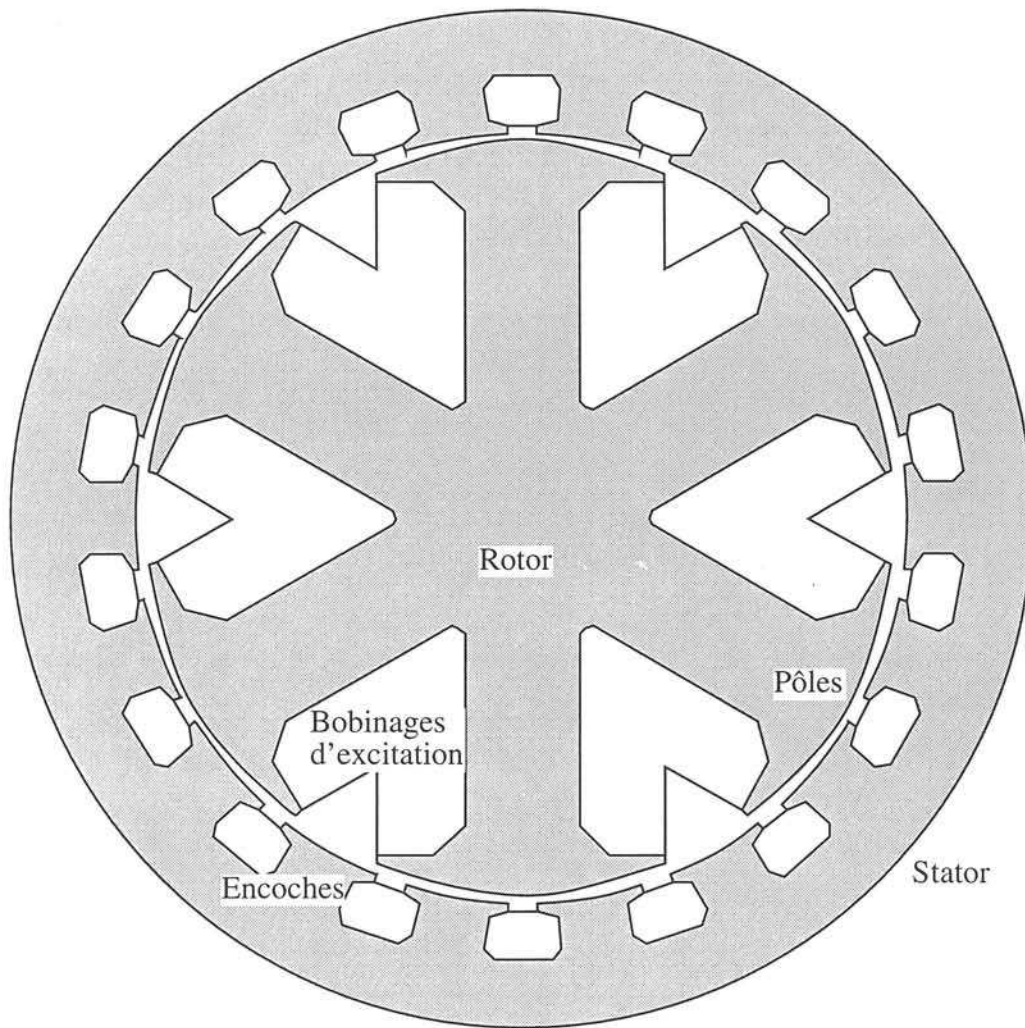


Figure II-1 : machine à rotor bobiné

Une représentation simplifiée d'une machine synchrone à aimants enterrés est donnée ci-dessous (figure II-2). Les raisonnements seront bâtis à partir de cet exemple, et devraient pouvoir être adaptés facilement à d'autres machines similaires comportant des aimants enterrés.

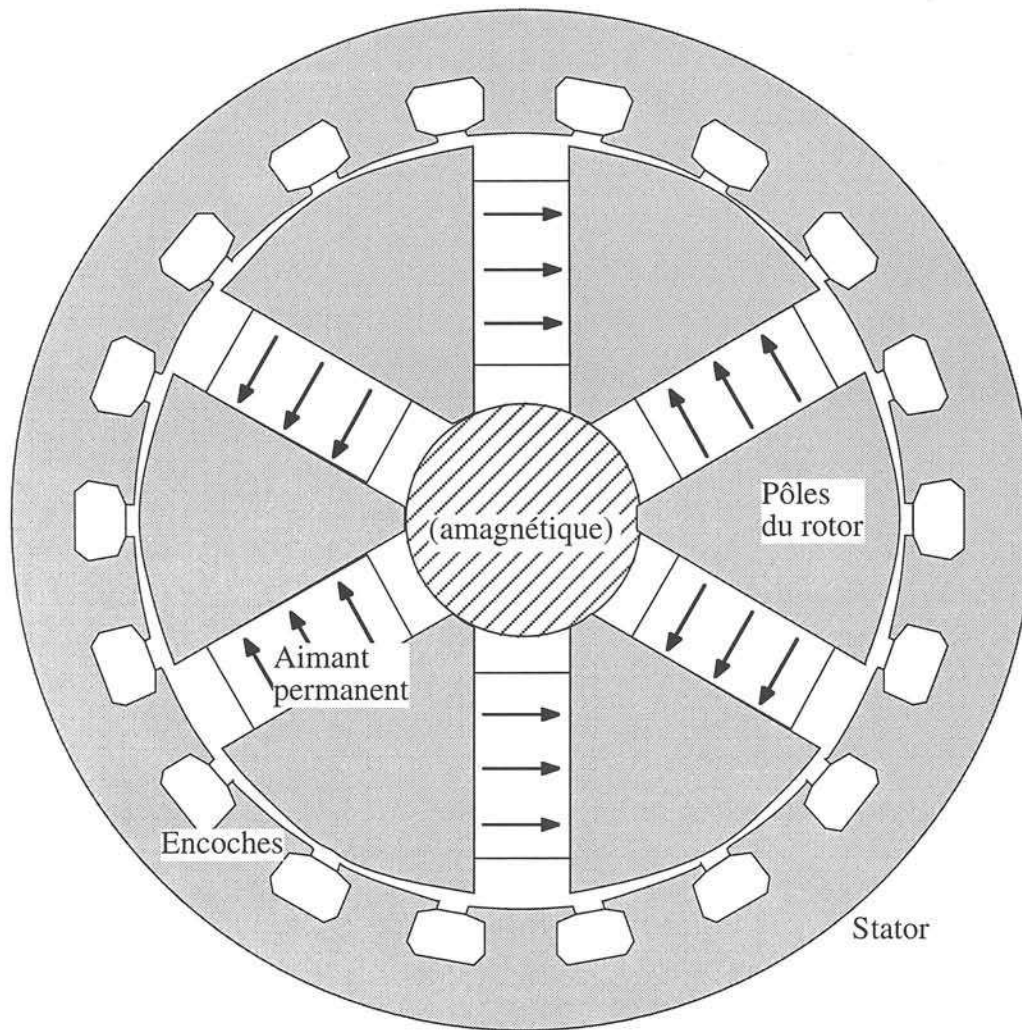


Figure II-2 : machine à aimants enterrés

II-2 • Principes d'étude

Schéma simplifié de la machine

La géométrie périodique de la machine (succession des "p" paires de pôles nord et sud) permet de restreindre l'étude à un secteur de la machine. Il suffit ainsi de conserver une seule paire de pôle pour obtenir, par symétrie, les valeurs sur l'ensemble de la machine. En effet, les phénomènes électriques et magnétiques dans la machine sont périodiques après rotation d'un angle dit mécanique égal à $\frac{2.\pi}{p}$.

Pour simplifier les schémas et les raisonnements, la paire de pôles étudiée sera représentée en coordonnées électriques correspondant à une période (2π).

Le modèle équivalent de la machine est représenté en figure II-3. Les références données ici seront respectées pour la suite des calculs, à savoir, une convention moteur (c'est-à-dire récepteur) et l'axe de référence "x" colinéaire à l'axe de la phase "a" du stator.

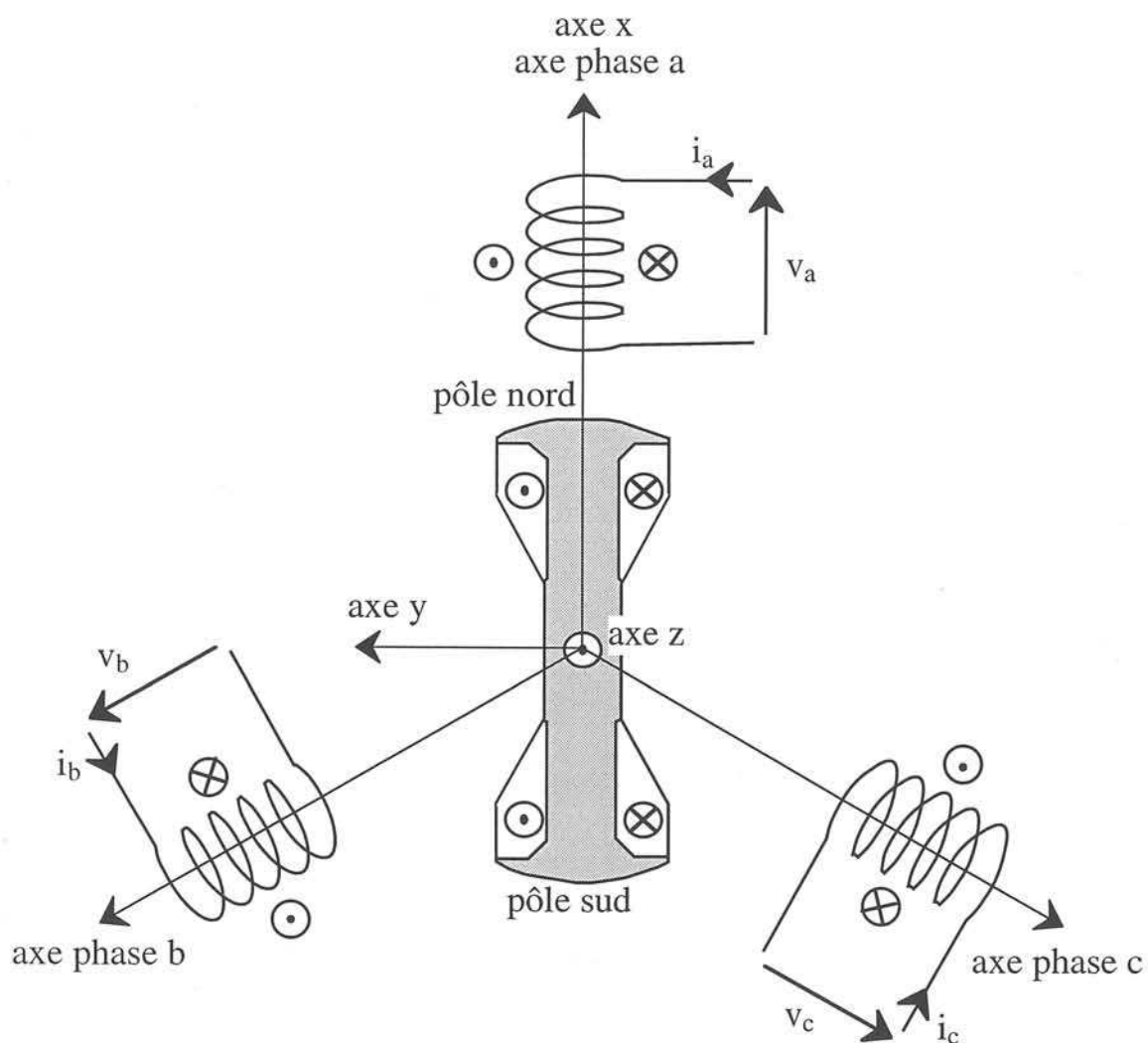


Figure II-3 : modèle équivalent et conventions

Chaque phase du stator comporte N_S conducteurs par pôle et par phase alors que l'enroulement du rotor comporte N_R spires par pôles.

Ce modèle permet d'introduire de nouvelles variables caractéristiques :

- $\omega = p.\Omega$, la vitesse de rotation en coordonnées électriques,
- $\theta = p.\theta_m$, un angle quelconque en coordonnées électriques.

" ω " correspond alors, en régime permanent, à la pulsation des signaux électriques.

Calcul analytique

Dans ce rapport, les études analytiques utilisent les analogies entre le flux dans un circuit magnétique et le courant dans un circuit électrique. Les correspondances [Fouillé 69] sont les suivantes :

CIRCUIT MAGNETIQUE	SYMBOLE	CIRCUIT ELECTRIQUE
flux	Φ	courant
induction	B	densité de courant
réductance / perméance	\mathcal{R}/\mathcal{P}	résistance / conductance
force magnétomotrice (ΣNI)	\mathcal{E}	potentiel (tension)

Ainsi, la loi d'Ohm ($\mathcal{E}=\mathcal{R}\cdot\Phi$) sera utilisée dans ce mémoire sous sa forme inverse, en utilisant la perméance :

$$\Phi = \mathcal{P}\cdot\mathcal{E}$$

Le choix de la perméance \mathcal{P} pour les calculs permet de modéliser plus facilement l'entrefer variable de la machine avec des éléments de perméance "ponctuelle" tels que :

$$\sigma = \frac{d\mathcal{P}}{ds} = \frac{d\mathcal{P}}{r\cdot d\theta\cdot dl}$$

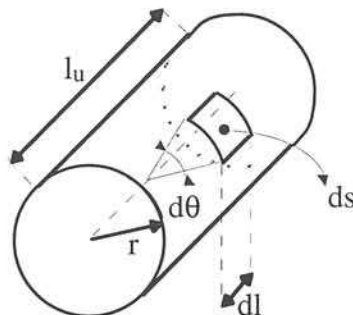


Figure II-4 : définition d'un élément de perméance

Ces éléments σ se trouvent placés en parallèle dans l'entrefer et leurs valeurs scalaires peuvent ainsi se sommer pour retrouver des valeurs de perméance entre le rotor et le stator de la machine. Localement, ces éléments de perméance relieront directement l'induction B à la Force Magnétomotrice (\mathcal{E}) créée par les courants dans l'entrefer :

$$B = \sigma\cdot\mathcal{E}$$

Selon les mêmes hypothèses, les aimants permanents seront modélisés à partir d'un élément de perméance correspondant à la géométrie de l'aimant et d'une FMM correspondant à son aimantation. Le calcul de ces éléments est présenté en annexe 1.

III) • METHODE GENERALE

III-1 • Caractérisation de l'entrefer

Présentation du modèle

Afin de modéliser correctement l'entrefer variable, il est appréciable d'isoler l'effet de chaque pôle de la machine pour reconstituer ensuite le résultat global. Pour obtenir une modélisation précise, il faut estimer la perméance "ponctuelle" de l'entrefer entre un pôle unique et chaque point du stator. Il faut de plus isoler parfaitement l'effet d'un pôle seul sans l'influence des pôles voisins. Il sera montré par la suite que cette distinction est absolument nécessaire pour dissocier les effets de chevauchement des pôles adjacents.

La perméance entre le stator et le rotor dépend de la position des pôles du rotor par rapport aux encoches du stator. Ce phénomène, à l'origine du couple d'encoche, devrait être pris en compte à l'aide de plusieurs résolutions par éléments finis pour différentes positions du rotor par rapport aux encoches statoriques. Afin de réduire grandement le nombre de résolutions, nous avons choisi de simplifier la caractérisation en prenant un stator lisse (sans encoches) à l'aide du coefficient de Carter (k_c). Le diamètre de ce stator fictif est évalué dans l'axe de plus grande perméance par rapport au rotor, afin d'introduire le moins d'imprécision possible sur le flux total traversant un pôle.

$$e_c = k_c \cdot e$$

$$r_c = r_s + (k_c - 1) \cdot e$$

r_c : rayon intérieur du stator "lisse"

r_s : rayon intérieur du stator réel

La méthode de calcul du coefficient de Carter est détaillée en annexe 2, à partir des dimensions géométriques des encoches et de l'entrefer.

La perméance "ponctuelle" (σ) de l'entrefer sera évaluée pour un point quelconque du stator fictif en fonction de la position qu'il occupe par rapport à la saillance du rotor. Par exemple, un point situé à un angle θ aura une perméance ponctuelle σ dépendant uniquement de sa position par rapport au rotor. On obtient alors une fonction dépendant de $(\theta - \theta_R)$, θ_R étant la position de l'axe d du rotor par rapport à l'axe de référence lié au stator (se reporter à la figure II-5).

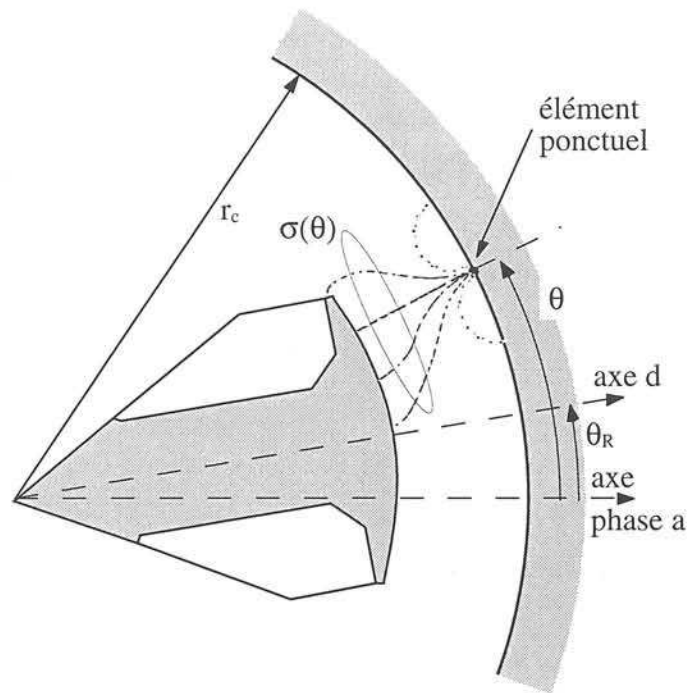


Figure II-5 : définition de la perméance ponctuelle rotor/stator

L'évaluation de cette perméance nécessite une source de champ ponctuelle "collée" à l'intérieur du stator. Que ce soit par expérimentation directe ou par calcul (résolution numérique à l'aide d'éléments finis), l'obtention de cette courbe serait fastidieuse et poserait des problèmes de précision.

Une solution plus performante est de remarquer que le rotor est constitué d'une succession de zones portées à des potentiels d'ampères tours parfaitement définis. Par exemple, la machine aura un potentiel de FMM uniforme sur tous les pôles nord d'une part, et une valeur opposée de FMM sur les pôles sud d'autre part. Ceci correspond à l'excitation placée au rotor en régime de fonctionnement normal. L'uniformité du potentiel de FMM sur une pièce polaire reste valable uniquement lorsque le matériau magnétique la constituant est de perméabilité très grande.

Pour évaluer l'effet du rotor sur la totalité de la circonférence du stator, il convient d'étudier l'action d'un pôle du rotor sur la surface complète d'une paire de pôles au stator. Ainsi, l'effet d'un pôle du rotor sur le stator est forcément encadré, même si cet effet s'étend sur une largeur supérieure à π électriques.

La perméance de l'entrefer va être modélisée à partir d'une succession de perméances ponctuelles placées en parallèle dans l'entrefer, entre un pôle et la surface du stator :

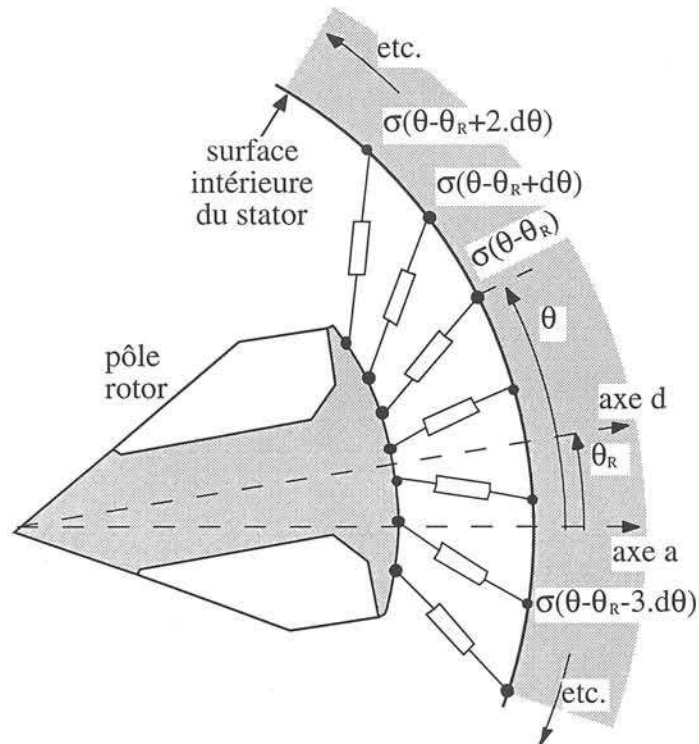


Figure II-6: modèle de perméance entre un pôle du rotor et le stator

Cette perméance est obtenue à partir d'un "essai" où la distribution de l'induction dans l'entrefer est localement proportionnelle aux perméances ponctuelles.

Note : Cette méthode permet de décrire correctement l'effet de la saillance des pôles sur les relations entre stator et rotor. Les modèles du rotor et du stator seront ensuite élaborés en supposant que ces deux modèles sont indépendants l'un par rapport à l'autre. Ceci n'est plus tout à fait exact si l'on considère que les flux de fuites appartenant par exemple exclusivement au stator, peuvent passer dans l'entrefer et être influencés par la saillance et la rotation du rotor.

Principe de l'essai

La perméance ponctuelle entre le stator et un pôle va donc être évaluée sur une zone correspondant à une période électrique de 2π , en ne portant qu'un seul des 2 pôles à un potentiel de FMM donné. Les pôles adjacents à celui étudié doivent donc se retrouver à un potentiel de FMM nul par rapport au stator. Pour des raisons de symétrie, la fermeture des lignes de champs nécessite cependant l'existence concrète d'un potentiel opposé. Pour satisfaire toutes ces contraintes, il faut créer artificiellement une succession de paires de pôles opposées, c'est-à-dire :

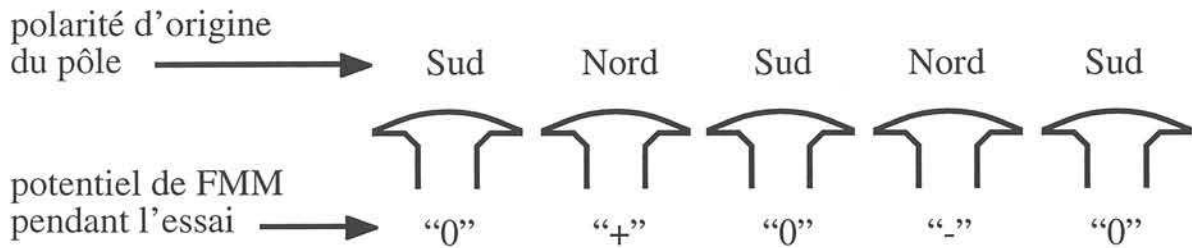


Figure II-7 : potentiel de FMM pendant l'essai

Ceci n'est expérimentalement réalisable que sur une machine comportant un nombre pair de paires de pôles, comme il est représenté sur les figures de la page suivante.

Numériquement, il est toujours possible de faire une étude limitée à la largeur d'une paire de pôles, et de placer des conditions "anti-cycliques" aux limites extérieures du domaine analysé (les deux limites radiales du secteur analysé sont des axes de symétrie inverse du point de vue magnétique).

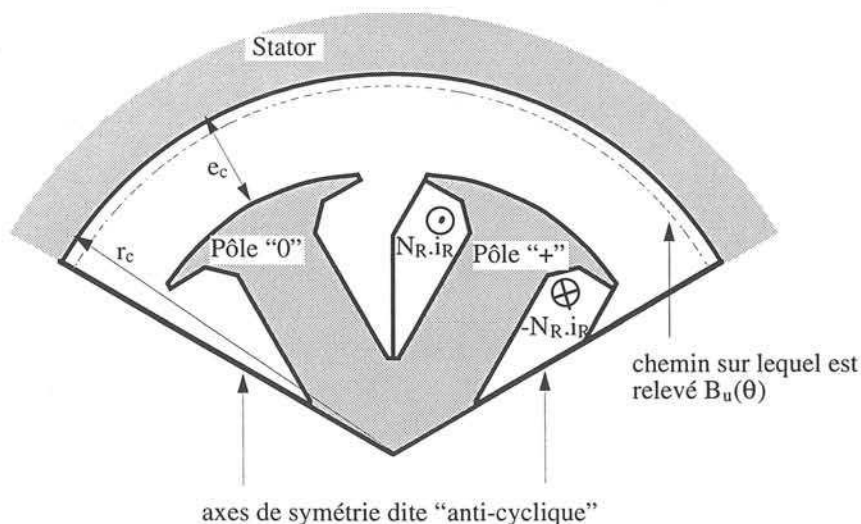


Figure II-8 : l'essai pour un rotor bobiné

Les exemples ci-dessous permettent de visualiser les configurations d'essai pour des machines comportant deux paires de pôles, puis une seule paire de pôles. Ce dernier essai n'est envisageable qu'à l'aide d'une résolution numérique où l'on insère une "coupure" permettant de placer les conditions "anti-cycliques".

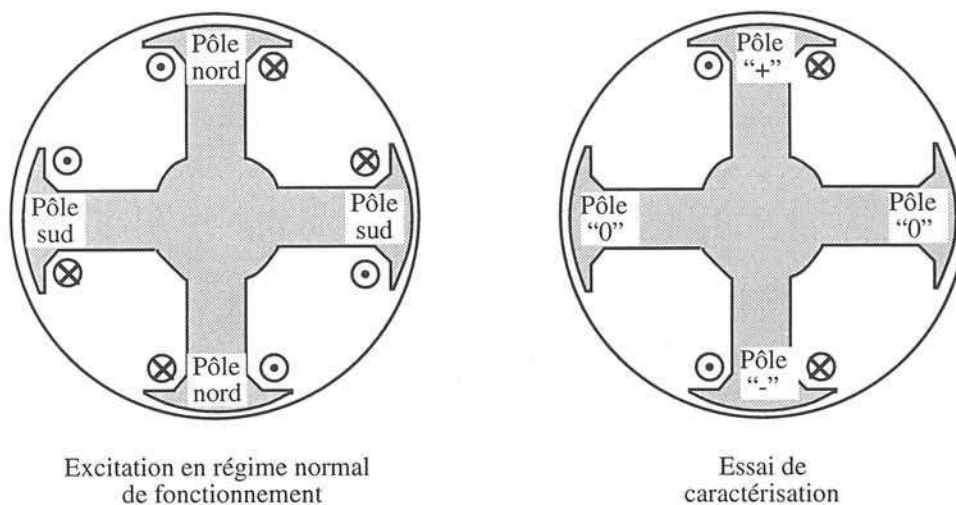


Figure II-9 : l'essai physiquement réalisable sur une machine à deux paires de pôles

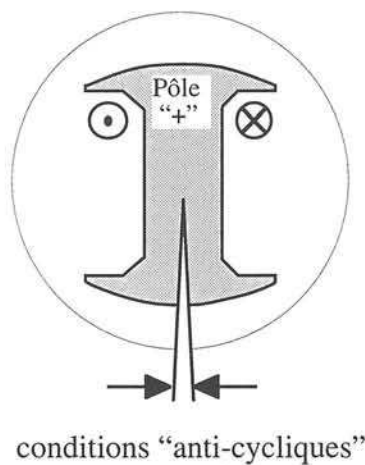


Figure II-10 : l'essai sur une machine comportant une seule paire de pôles

L'essai de caractérisation

La répartition des lignes de champ lors de l'essai est représentée ci-dessous en fig. II-11. L'étude a pu être limitée à un secteur angulaire comportant seulement 2 pôles, en utilisant des conditions aux limites dites "anti-cycliques" sur les deux frontières radiales. Dans cet essai, un seul pôle est alimenté.

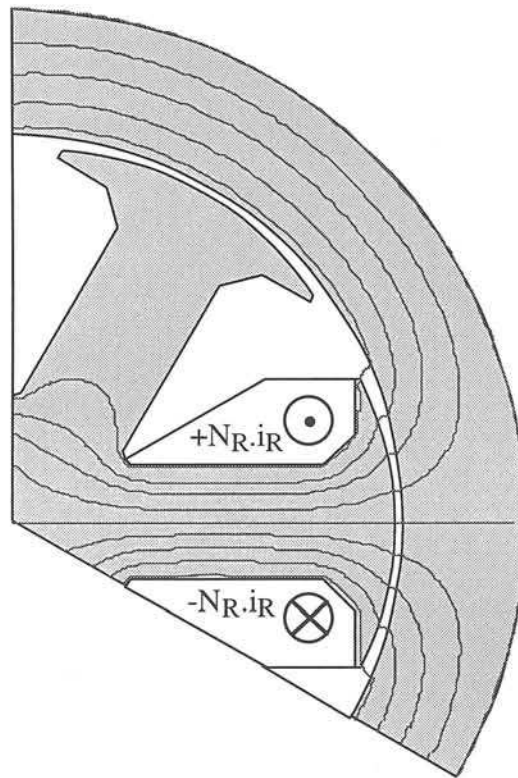


Figure II-11 : répartition du flux sous un pôle

L'induction radiale $B_u(\theta)$, créée par un pôle unique, est relevée sur un chemin de rayon r_0 situé dans l'entrefer, à proximité du stator. Les valeurs sont listées en annexe 3 sous forme de série de Fourier. La représentation de cette induction $B_u(\theta)$ est donnée ci-après sur une période électrique de 2π centrée autour du pôle étudié. A noter que celle-ci s'étale sur environ 220° , ce qui confirme que deux pôles successifs ont des effets qui se chevauchent car ils dépassent les 180° électriques qui leur sont alloués.

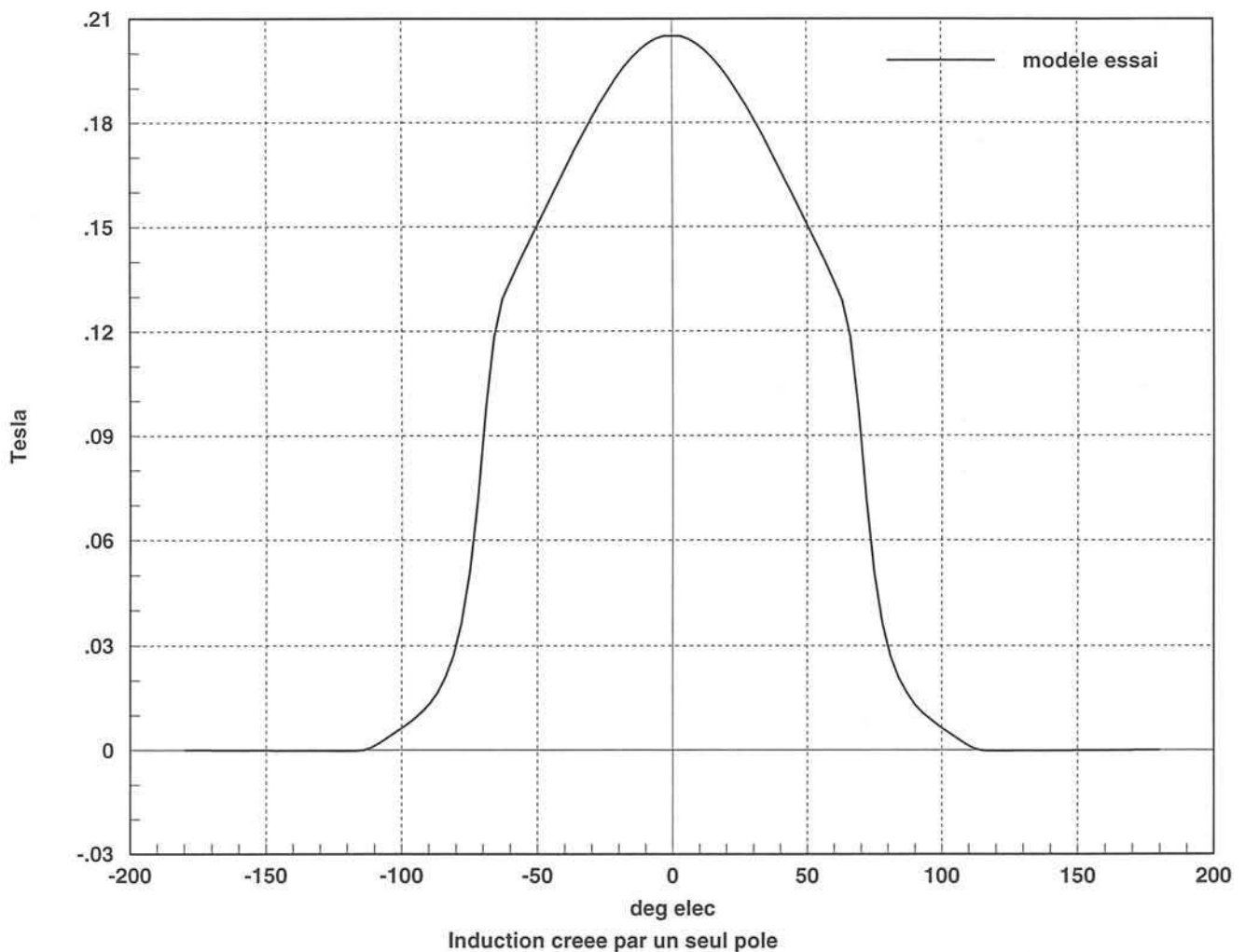


Figure II-12 : distribution de l'induction $B_u(\theta)$ lorsqu'un seul pôle est alimenté

Cet essai est effectué avec des valeurs de courants rotoriques faibles, de façon à ne pas saturer les tôles magnétiques de la machine, car pour l'instant l'objectif est de caractériser l'entrefer de la machine qui reste quant à lui linéaire.

Afin de modéliser correctement l'effet de la saillance des pôles sur la perméance vue par le stator, il est préférable de se placer le plus près possible de la surface du stator pour obtenir un champ $B_u(\theta)$ naturellement radial au cercle de rayon r_0 . Nous avons choisi un rayon r_0 inférieur de $1/10^e$ de mm au rayon intérieur du stator (r_s).

III-2 • Perméance ponctuelle de l'entrefer

Méthode de calcul

Une fois que l'induction $B_u(\theta)$, créée par un pôle unique, a été relevée sur la résolution par éléments finis, il est possible de calculer analytiquement les valeurs des différentes perméances ponctuelles entre stator et rotor.

Lors de l'essai la valeur corrigée de l'entrefer est " e_c ", afin de retrouver un système équivalent au stator encoché. Cependant la géométrie de l'entrefer suit la courbure intérieure du stator ; pour les calculs analytiques de force magnétomotrice ($\mathcal{E} = \int H \cdot dl$), on utilisera un coefficient k_e qui permet de prendre en compte le phénomène d'épanouissement des lignes de champ dans l'entrefer.

Si l'on suppose que le champ $B(\theta, r)$ est toujours radial quelles que soient ses coordonnées (θ, r) dans l'entrefer, la valeur de ce champ sera inversement proportionnelle au rayon r pour θ donné :

$$B(\theta, r) = \frac{r_0}{r} \cdot B_u(\theta)$$

Note : l'induction $B_u(\theta)$ est évaluée sur le rayon r_0 .

Le calcul du potentiel de FMM selon cette direction radiale donne :

$$\mathcal{E} = \int_{r_c - e_c}^{r_c} \frac{B(\theta, r)}{\mu_0} \cdot dr = \frac{B_u(\theta)}{\mu_0} \cdot r_0 \cdot \ln\left(\frac{r_c}{r_c - e_c}\right) = B_u(\theta) \cdot k_e \cdot \frac{e_c}{\mu_0}$$

avec :
$$k_e = \frac{r_0}{e_c} \cdot \ln\left(\frac{r_c}{r_c - e_c}\right)$$

Ce coefficient k_e (légèrement supérieur à 1) permet de simplifier les calculs de FMM sur la largeur de l'entrefer corrigé e_c , lorsque l'induction $B_u(\theta)$ est évaluée sur le rayon r_0 . Consulter la figure ci-après :

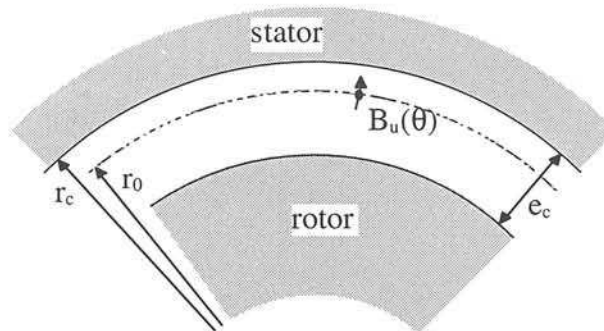


Figure II-13 : conditions de calcul de FMM dans l'entrefer

Le centre du pôle (défini par θ_R) présente une symétrie et une monotonie qui permettent d'évaluer le potentiel de FMM du pôle "+" pendant l'essai. Ainsi :

$$\mathcal{E}_u = B_u(\theta_R) \cdot k_e \cdot \frac{e_c}{\mu_0}$$

Note : numériquement " \mathcal{E}_u " est légèrement inférieur à " $N_R \cdot i_R$ ", le nombre d'ampères-tours placés au rotor. Cette différence est due à la réluctance des tôles de la machine pour l'essai ($\mu_r = 10^4$).

Finalement la perméance ponctuelle de l'entrefer sera donc obtenue avec l'équation suivante :

$$\sigma(\theta) = \frac{B_u(\theta)}{\mathcal{E}_u} = \frac{\mu_0}{k_e \cdot e_c} \cdot \frac{B_u(\theta)}{B_u(\theta_R)}$$

Cette expression est composée de la répartition de l'induction $B_u(\theta)$ (en valeur réduite selon l'axe θ_R) et de quelques coefficients liés aux caractéristiques de l'entrefer (μ_0 , k_e , e_c). Ce calcul relativement simple se fait directement à partir des valeurs relevés lors de l'essai de caractérisation.

Perméance périodique élémentaire

Il est maintenant possible de reconstituer la perméance d'entrefer (périodique) entre le stator et un pôle sur deux au rotor. Ces derniers pôles présentent en effet un potentiel de FMM identique en fonctionnement normal de la machine et leurs effets ne se chevauchent pas. Un exemple représentatif de cette perméance obtenue à partir de l'essai précédent est donnée en figure II-14 ci-dessous :

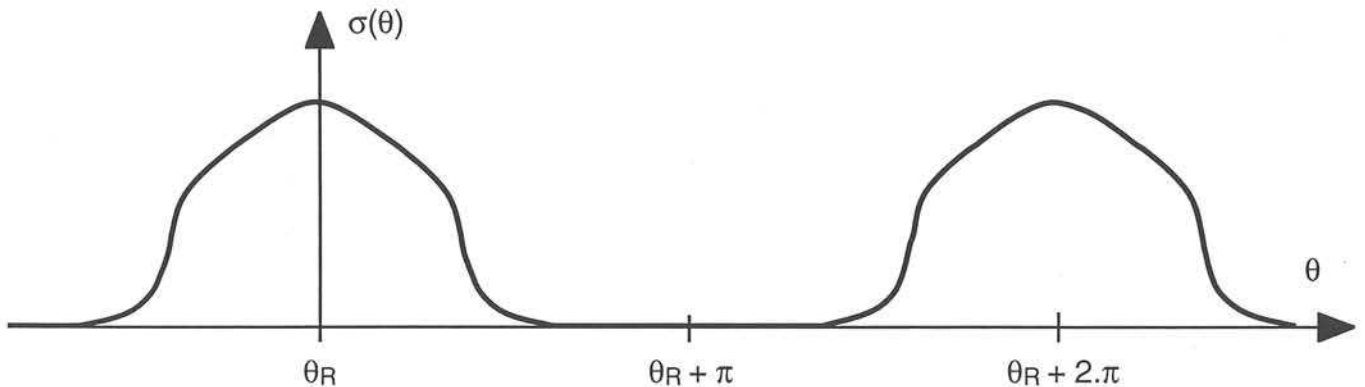


Figure II-14 : forme de la perméance créée par les pôles de type nord

Cette caractéristique représente l'effet des pôles de type nord (placés en $\theta = \theta_R + 2.k.\pi$), les pôles sud placés entre eux ($\theta = \theta_R + \pi + 2.k.\pi$) n'apparaissent donc pas. Cette perméance dépend directement de la saillance des pôles du rotor. Elle est donnée ci-dessous avec pour origine un pôle dont l'axe direct est placé en $\theta = \theta_R$:

$$\sigma(\theta - \theta_R) = \sigma_0 + \sigma_1.\cos(\theta - \theta_R) + \sigma_2.\cos(2.(\theta - \theta_R)) + \sigma_3.\cos(3.(\theta - \theta_R)) + \dots = \sum_{n=0}^{\infty} \sigma_n.\cos(n.(\theta - \theta_R))$$

Les valeurs numériques (σ_n) de la série de Fourier de la perméance sont listées en annexe 3, pour notre machine.

Il faut noter que cette courbe n'est pas symétrique par rapport à un axe horizontal, ce qui explique la présence d'harmoniques pairs dans la série de Fourier. La connaissance de cette perméance réduite à un seul type de pôles (sans compter l'effet de proximité des pôles voisins) va permettre une analyse complète des phénomènes de couplage entre rotor et stator.

III-3 • Calcul de l'induction dans l'entrefer

Principe

En fonctionnement normal, l'entrefer est magnétisé à la fois par les courants statoriques et par les courants rotoriques. Le but des paragraphes suivants est de présenter les différences de propriété que l'entrefer présente suivant la localisation de la source de FMM (rotor ou stator).

L'étude va être présentée sur un modèle analytique représentant une paire de pôles, afin de montrer clairement les phénomènes d'interférence entre deux pôles consécutifs.

La perméance, entre un point du stator et le rotor, peut alors être reconstituée à partir de deux perméances ; l'une représentera l'effet des pôles de type nord, l'autre représentera l'effet des pôles de type sud. Ces perméances notées " σ " sont périodiques de période $2.\pi$ et dépendent de la position des pôles par rapport au point considéré sur le stator.

On note par \mathcal{E}_p le potentiel de FMM des pôles de type "nord" et par conséquent les pôles de type "sud" sont à des potentiels de FMM opposés en régime de fonctionnement normal de la machine. Sur le point étudié au stator, le potentiel de FMM " $\mathcal{E}(\theta)$ " devra être déterminé à partir d'un modèle du stator en fonction de la position relative des courants et des encoches.

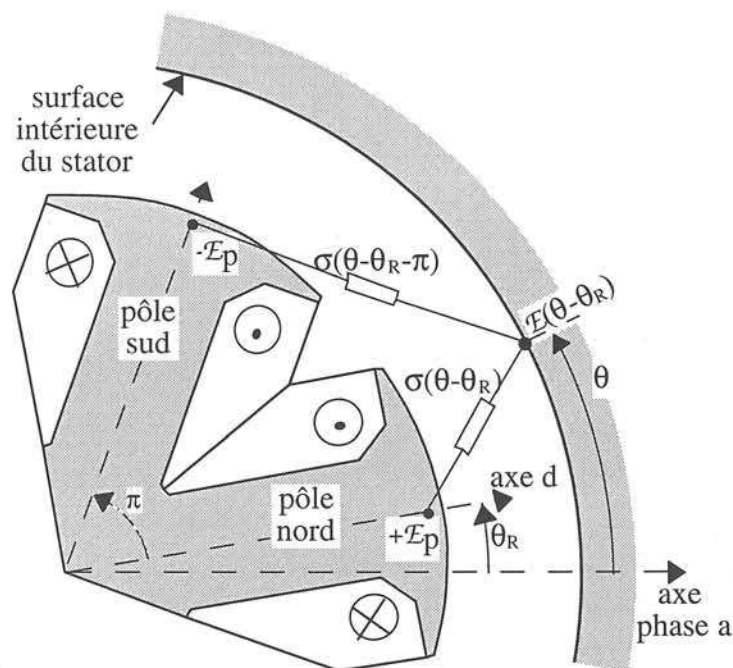


Figure II-15 : modèle de perméance de l'entrefer

L'induction créée en un point de l'entrefer de coordonnées θ par les FMM du rotor et du stator se calcule alors comme suit :

$$\begin{aligned} B(\theta) &= [\mathcal{E}_p - \mathcal{E}(\theta)] \cdot \sigma(\theta - \theta_R) + [-\mathcal{E}_p - \mathcal{E}(\theta)] \cdot \sigma(\theta - \theta_R - \pi) \\ &= \mathcal{E}_p \cdot [\sigma(\theta - \theta_R) - \sigma(\theta - \theta_R - \pi)] - \mathcal{E}(\theta) \cdot [\sigma(\theta - \theta_R) + \sigma(\theta - \theta_R - \pi)] \end{aligned}$$

L'induction est prise positive dans le sens rotor vers stator. On peut alors faire apparaître deux perméances fictives, σ_S et σ_R , qui correspondent respectivement à la perméance vue par un point du stator et à une "pseudo-perméance" excitée par le rotor.

$$B(\theta) = \mathcal{E}_p \cdot \sigma_R(\theta - \theta_R) - \mathcal{E}(\theta) \cdot \sigma_S(\theta - \theta_R)$$

Ces deux perméances sont présentées ci-après.

Perméance fictive vue par l'excitation

$$\begin{aligned} \sigma_R(\theta - \theta_R) &= \sigma(\theta - \theta_R) - \sigma(\theta - \theta_R - \pi) = \sum_{n=0}^{\infty} [\sigma_n \cdot \cos(n \cdot (\theta - \theta_R)) - \sigma_n \cdot \cos(n \cdot (\theta - \theta_R - \pi))] \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} 2 \cdot \sigma_n \cdot \cos(n \cdot (\theta - \theta_R)) \quad \text{avec } n \text{ impair} \in \{1, 3, 5, 7, \dots\} \end{aligned}$$

Les harmoniques pairs s'annulent par effet de symétrie entre les alternances positives et négatives de la répartition de la perméance. Seuls les harmoniques d'ordre impair de la réluctance d'un pôle isolé interviennent donc dans la répartition de l'induction créée par les FMM du rotor.

On retrouve la succession de pôles opposés telle que représentée sur la figure II-16 .

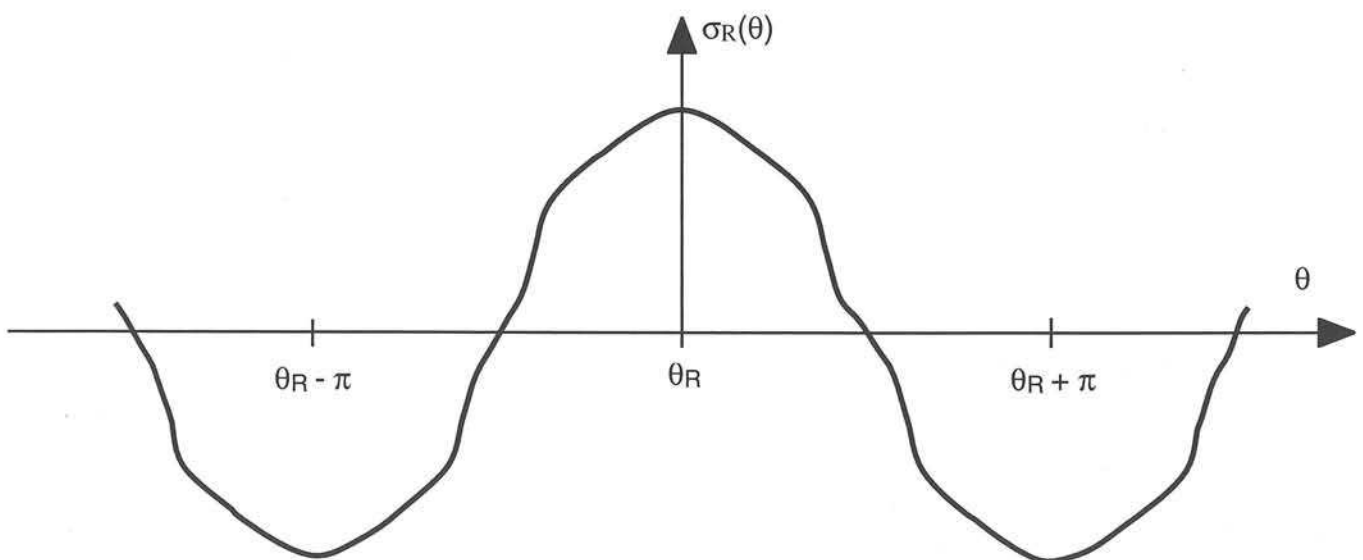


Figure II-16 : forme de la perméance fictive vue par le rotor

Perméance vue par le stator

Le calcul de la perméance fictive vue par un élément ponctuel du stator est le suivant :

$$\sigma_S(\theta - \theta_R) = \sigma(\theta - \theta_R) + \sigma(\theta - \theta_R - \pi) = \sum_{n=0}^{\infty} [\sigma_n \cdot \cos(n \cdot (\theta - \theta_R)) + \sigma_n \cdot \cos(n \cdot (\theta - \theta_R - \pi))]$$
$$\sigma_S(\theta - \theta_R) = \sum_{n=0}^{\infty} 2 \cdot \sigma_n \cdot \cos(n \cdot (\theta - \theta_R)) \quad \text{avec } n \text{ pair} \in \{0, 2, 4, 6, \dots\}$$

Ceci montre que seuls les harmoniques d'ordres pairs de la réductance d'un pôle interviennent dans la perméance vue par les courants statoriques. Cette perméance s'exprime sous une forme fonction de $(\theta - \theta_R)$, lorsqu'elle est exprimée dans le repère du stator.

La succession de deux pôles du rotor sur une période de 2π crée une perméance σ_S telle que celle représentée en figure II-17. Les pôles nord et sud se trouvent indifférenciés.

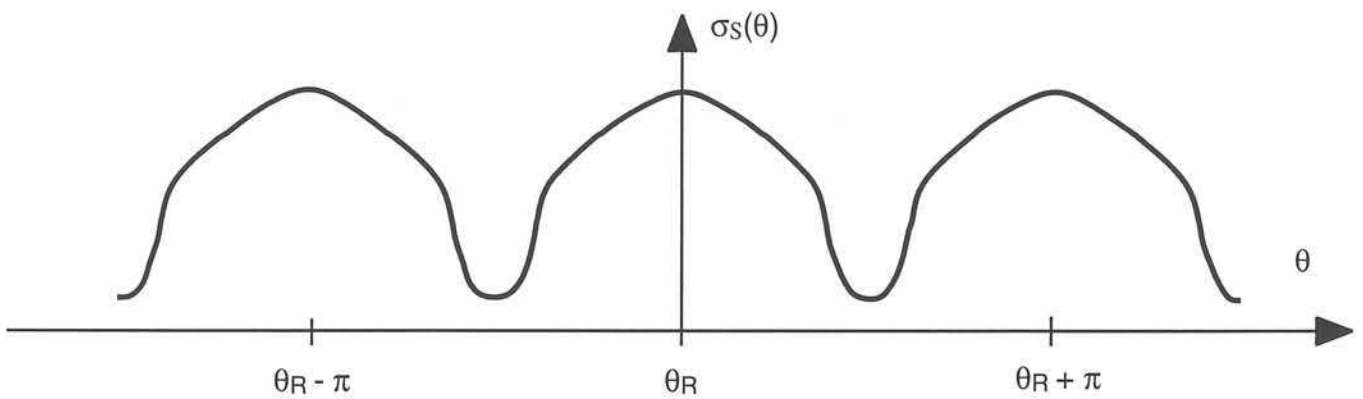


Figure II-17 : forme de la perméance vue par le stator

III) • MODELISATION DU ROTOR

IV-1 • Caractérisation

Modèle du rotor

La modélisation de l'entrefer variable est maintenant achevée. Cette étude est faite à partir des potentiels de FMM que l'on trouve d'un côté et de l'autre de l'entrefer. Nous allons profiter aussi de l'essai pour caractériser le rotor.

Nous proposons un modèle équivalent constitué de la perméance du noyau du pôle (notée \mathcal{P}_p) et de perméances de fuites entre pôles (\mathcal{P}_f). Pour l'étude en régime de fonctionnement normal, le modèle est présenté sur la figure ci-dessous :

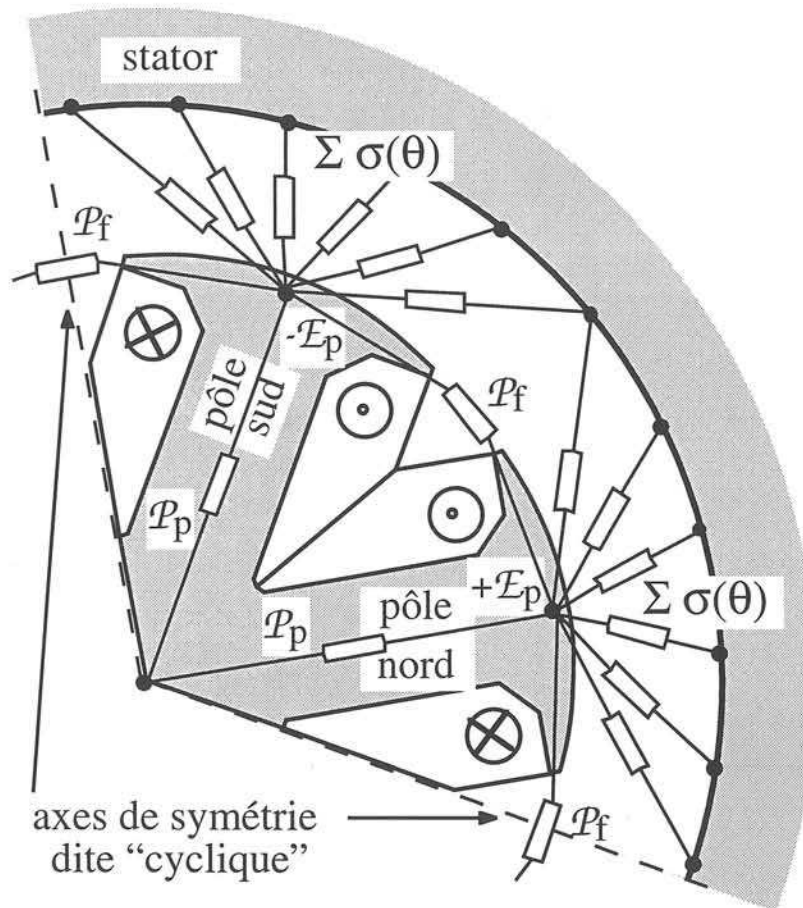


Figure II-18 : modélisation du rotor bobiné

Perméance vue par un pôle

Pour l'instant, nous allons toujours supposer que le stator est lisse, homogène et de perméance infinie (donc négligeable devant les autres). Dans ce cas la perméance totale entre un pôle et le stator (notée \mathcal{P}_0) peut être déterminée. Cette perméance \mathcal{P}_0 est la somme de toutes les perméances ponctuelles en parallèle dans l'entrefer, soit :

$$\mathcal{P}_0 = l_u \cdot \int_{-\pi}^{\pi} \sigma(\theta) \cdot r_o \cdot \frac{d\theta}{p} = \frac{\pi \cdot l_u \cdot r_o}{p} \cdot (2 \cdot \sigma_0)$$

longueur utile de la machine : l_u

élément dérivée en coordonnées mécaniques : $d\theta_m = \frac{d\theta}{p}$

Perméance interne du pôle

La perméance principale du noyau du pôle peut être évaluée à partir de l'essai, en calculant le flux la traversant et la circulation du champ sur la longueur du noyau du pôle.

Pour notre part, nous avons choisi de calculer analytiquement cette perméance à partir des données géométriques et des caractéristiques des tôles magnétiques. Nous supposons que la répartition du flux dans le noyau est homogène et que les lignes de champ sont parallèles à l'axe du noyau. La longueur du noyau est considérée égale à celle de la ligne de champ moyenne entre la surface du pôle et le pôle suivant.

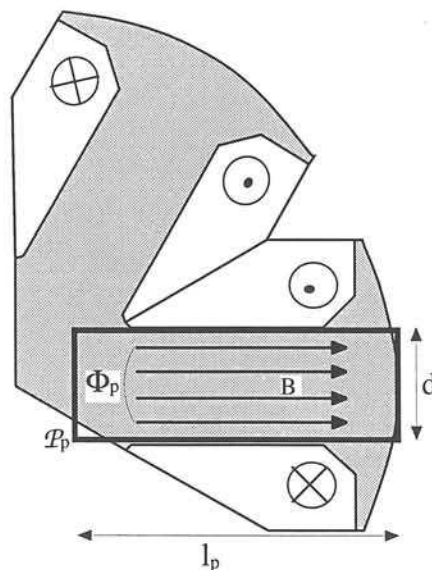


Figure II-19 : modèle de la perméance du pôle

La surface du noyau traversée par le flux est : $S_p = l_u \cdot d \cdot k_f$

La perméance du pôle se déduit alors directement :

$$\mathcal{P}_p = \mu_o \cdot \mu_r \cdot \left(\frac{S_p}{l_p} \right) \quad [\text{perméance en Henry}]$$

Il est, bien sûr, indispensable de connaître la longueur utile “ l_u ” de la machine et les caractéristiques des tôles : le coefficient de foisonnement “ k_f ” et les courbes d’aimantation $B(H)$.

Perméance de fuite

La perméance de fuite (\mathcal{P}_f) entre deux pôles consécutifs peut avoir un rôle non négligeable lorsque la perméance du pôle (\mathcal{P}_p) est prise en compte. Dans ce cas, il est possible de calculer \mathcal{P}_f à partir de l’essai, et par différence entre le flux traversant l’entrefer (Φ_o) et le flux traversant le pôle (Φ_p).

Cependant, lors de l’essai, les conditions aux limites (dites anti-cycliques) modifient la répartition du flux par rapport à la marche normale. On peut remarquer que par symétrie, ces conditions imposent une ligne de potentiel nul de FMM passant par le milieu des pôles non excités (figure II-20 ci-dessous).

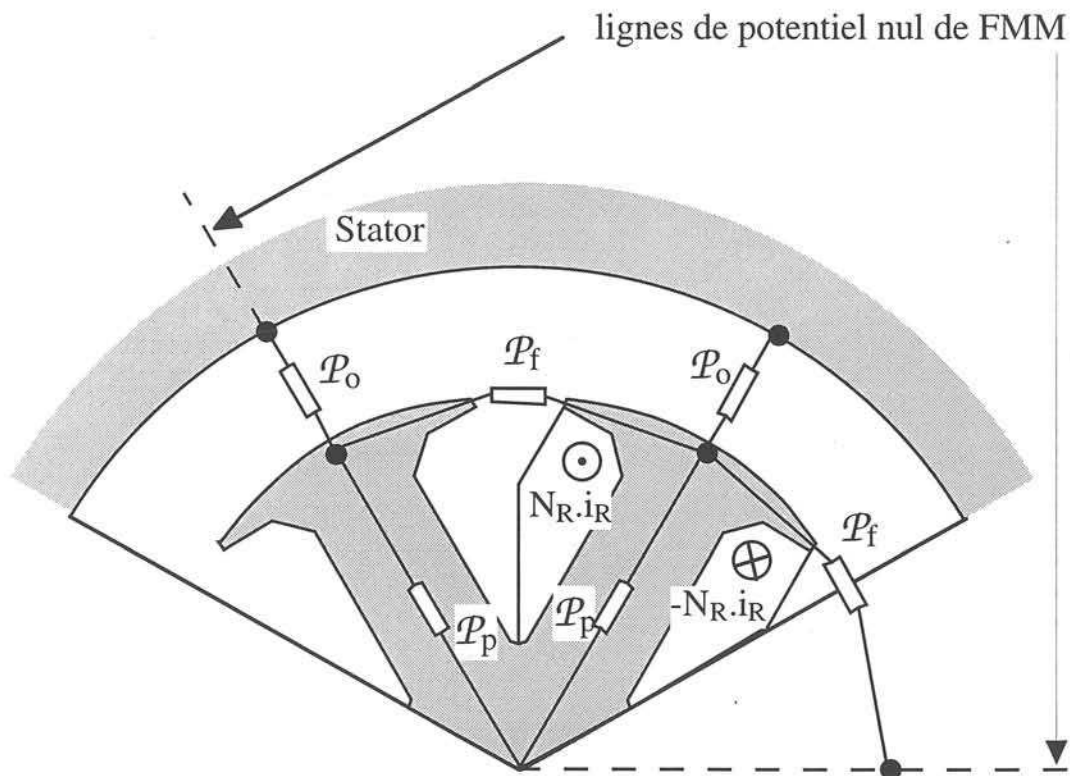


Figure II-20 : conditions sur le modèle lors de l’essai

Les lignes de FMM nulle correspondent électriquement à des plans de masse, ce qui simplifie notre modèle :

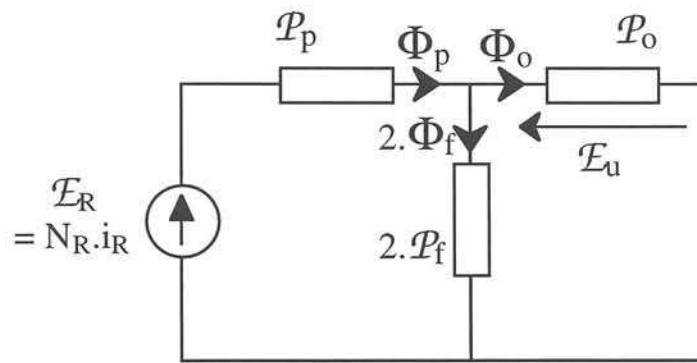


Figure II-21 : modèle de circulation du flux lors de l'essai

Lors de l'essai, le potentiel de FMM " \mathcal{E}_u " sur l'entrefer est connu et nous en déduisons le flux Φ_o :

$$\Phi_o = \mathcal{E}_u \cdot \mathcal{P}_o \quad \text{avec :} \quad \mathcal{E}_u = B_u(\theta_R) \cdot k_e \cdot \frac{e_c}{\mu_o}$$

Le flux Φ_p est lui aussi connu : $\Phi_p = (\mathcal{E}_R - \mathcal{E}_u) \cdot \mathcal{P}_p$

Nous obtenons enfin la valeur de la perméance recherchée :

$$\mathcal{P}_f = \frac{\Phi_p - \Phi_o}{2 \cdot \mathcal{E}_u} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\mathcal{E}_R}{\mathcal{E}_u} \cdot \mathcal{P}_p - \mathcal{P}_p - \mathcal{P}_o \right)$$

Ce modèle suppose que toutes les fuites entre pôles se situent au niveau des cornes polaires ce qui conduit à une légère sous-estimation de la perméance de fuite réelle entre 2 pôles consécutifs.

IV-2 • Modèle de la machine à vide

Pour cette étude, le modèle équivalent à vide comporte une paire de pôles au rotor, afin de reconstituer les symétries et la circulation du flux, comme sur la figure ci-dessous :

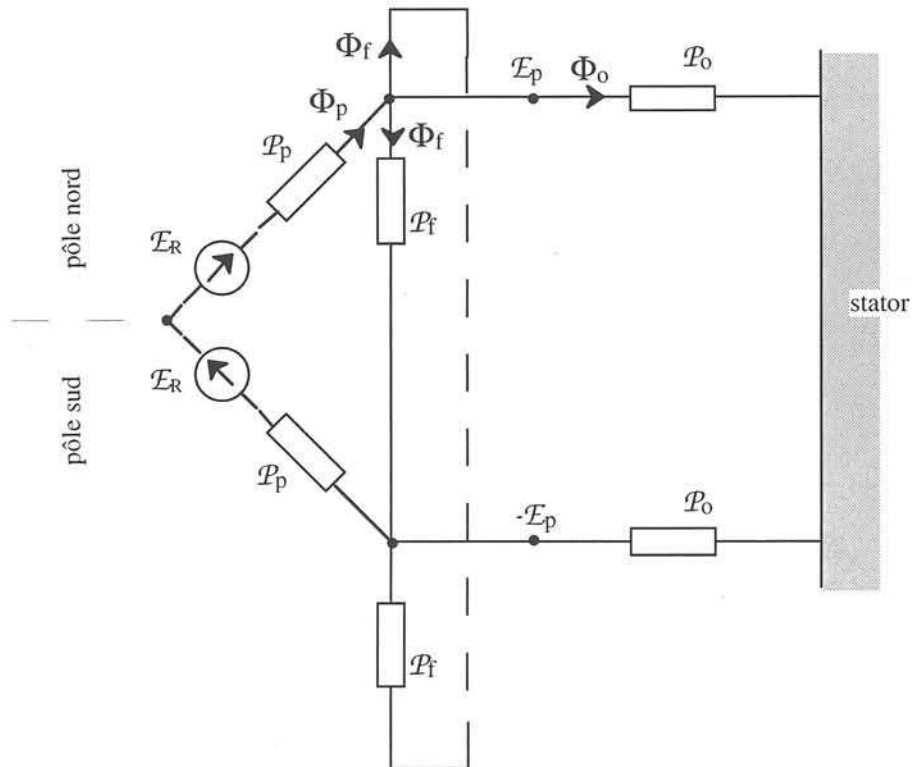


Figure II-22 : schéma équivalent d'une paire de pôles au rotor

\mathcal{E}_R : potentiel de FMM créé localement par les bobines d'excitation du rotor ($\mathcal{E}_R = N_R \cdot i_R$)

\mathcal{E}_p : potentiel de FMM résultant en surface des pôles du rotor

\mathcal{P}_p : perméance des noyaux des pôles du rotor

\mathcal{P}_f : perméance de fuite entre deux pôles consécutifs du rotor

\mathcal{P}_o : perméance entre un pôle et la surface du stator

Les symétries dans le schéma II-22, nous permettent de simplifier le modèle en ne gardant qu'un seul pôle :

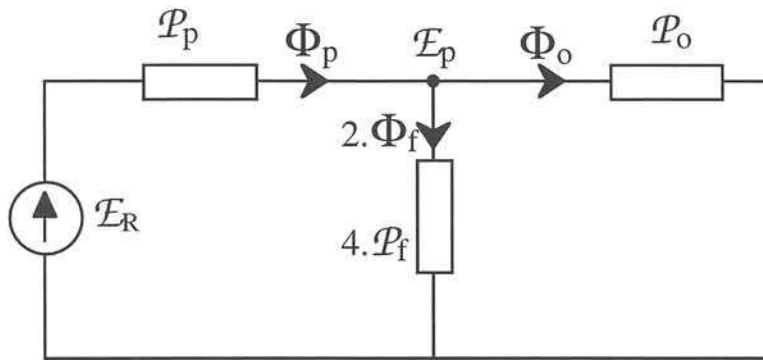


Figure II-23 : modèle équivalent au rotor et à vide

Note : La perméance de fuite apparaît sous la forme $4.P_f$, constituée de deux demi-perméances en parallèle, soit un coefficient 4 (contrairement à un coefficient 2 lors de l'essai).

Ce modèle permet de calculer le potentiel (\mathcal{E}_p) de FMM en surface des pôles du rotor, lors du fonctionnement à vide. Le pont diviseur constitué de perméances déterminées avec l'essai donne ainsi :

$$\mathcal{E}_p = \mathcal{E}_R \cdot \frac{P_p}{P_p + P_o + 4.P_f}$$

L'induction dans l'entrefer à vide pourra être calculée directement à partir de ce potentiel.

II) • ADAPTATION AUX MACHINES A AIMANTS PERMANENTS

Présentation

La représentation en coordonnées électriques d'une paire de pôles d'une machine à aimants enterrés est la suivante :

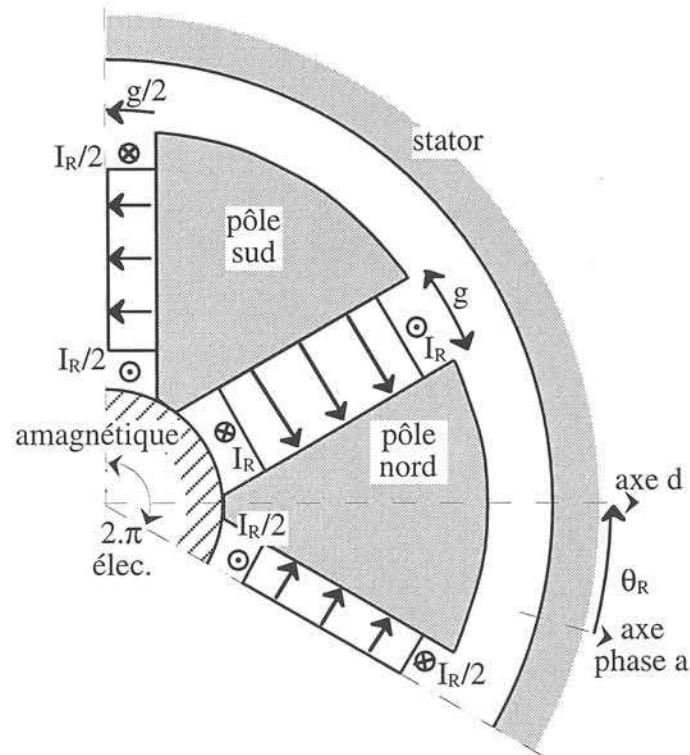


Figure II-24 : représentation d'une paire de pôles d'un rotor à aimants encastrés

Le cas de la machine à aimants se trouve être relativement similaire à celui de la machine à rotor bobiné, avec un courant d'excitation I_R concentré de part et d'autre des aimants. La seule différence se situe au niveau de la liaison magnétique entre les pôles : dans le cas du rotor bobiné les 2 pôles forment une seule pièce magnétique, alors que dans le cas de l'aimant enterré les 2 pôles sont séparés par un entrefer égal à la largeur de l'aimant (si $\mu_r=1$).

Pour l'entrefer, la disposition des FMM étant identique à celle de la machine à rotor bobiné, il sera modélisé de la même manière avec les perméances σ_R et σ_S . Ces perméances sont obtenues en isolant l'effet d'un pôle unique par inversion du sens de certains aimants.

Par contre, le modèle du rotor doit être revu pour inclure les aimants permanents dans le trajet du flux.

L'essai de caractérisation

Le cas d'un rotor comportant des aimants enterrés est un peu plus compliqué car le rotor est divisé en plusieurs pièces magnétiques, indépendantes, reliées par des perméances. Il faut donc évaluer non seulement la perméance ponctuelle de l'entrefer entre stator et pôles mais aussi les perméances entre pôles. Ces valeurs se déterminent aisément dès lors que l'on a accès à la valeur des potentiels d'ampères-tours des différentes pièces magnétiques. Ceci peut être fait numériquement en calculant l'intégrale du champ ($\int H.dl$) sur des chemins particuliers, comme représenté sur la figure ci-dessous.

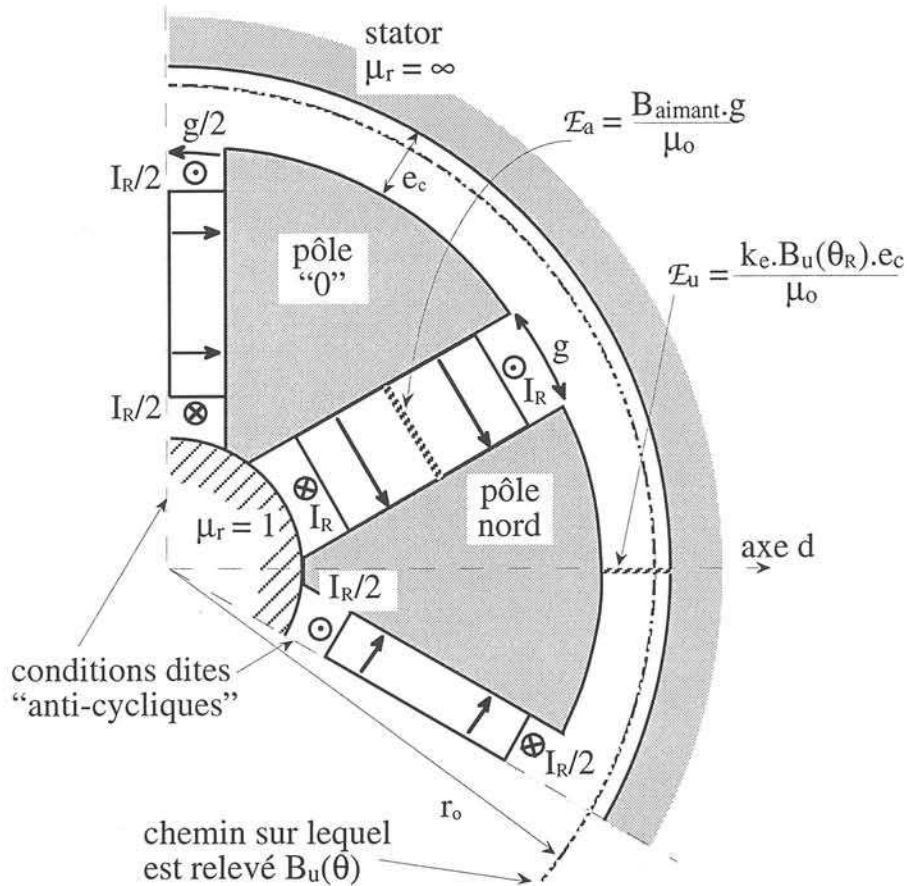


Figure II-25 : conditions d'essai pour les aimants encastrés

L'essai, en lui-même, correspond à celui de la machine à rotor bobiné, où le principe est de porter à un potentiel de FMM nul les pôles entourant le pôle étudié. Ceci est effectué en inversant le sens des aimants autour de certains pôles.

L'exemple ci-dessous présente une configuration physiquement réalisable sur une machine à 4 pôles :

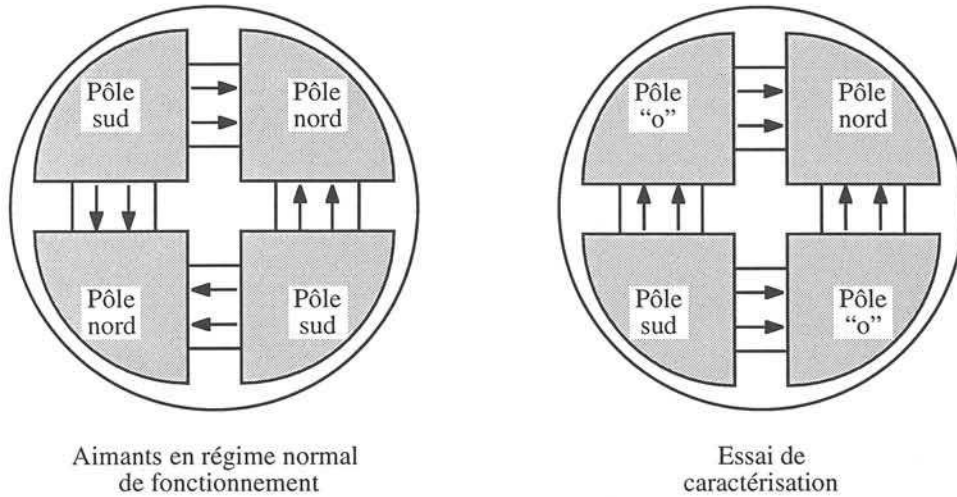


Figure II-26 : exemple d'un essai sur une machine à deux paires de pôles

Modélisation du rotor

En régime de fonctionnement normal, nous reprenons la même modélisation que pour le rotor bobiné mais en ajoutant les aimants entre chaque pôle :

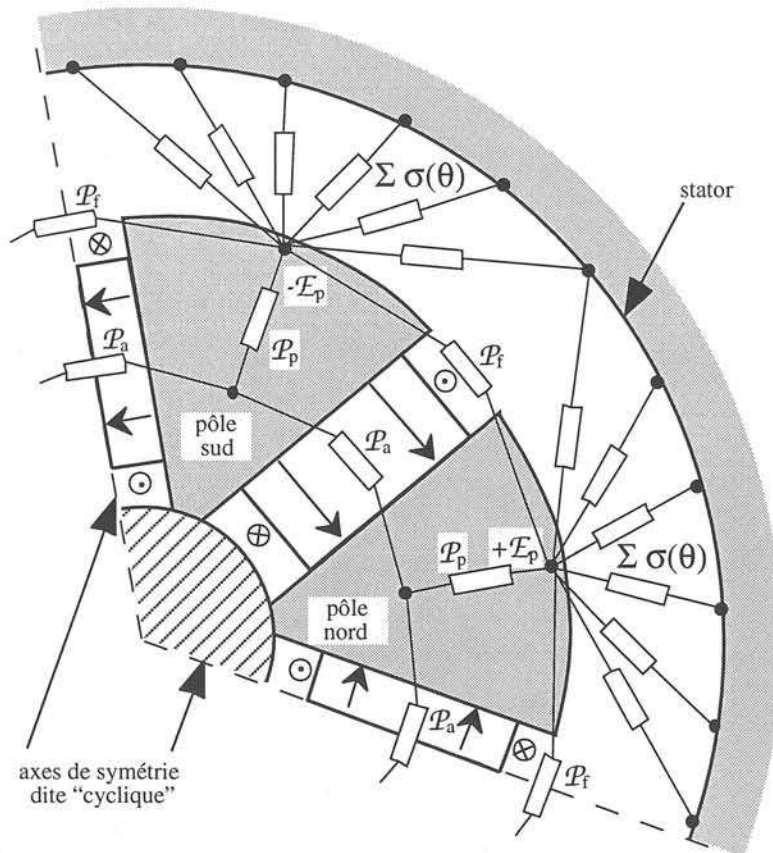


Figure II-27 : modélisation du rotor à aimants enterrés

A vide, la perméance (\mathcal{P}_0) vue par un pôle est équivalente aux multiples perméances ponctuelles $\sigma(\theta)$. Elle reste donc identique à celle du rotor bobiné (§ IV-1) :

$$\mathcal{P}_0 = \frac{\pi \cdot I_u \cdot r_0}{p} \cdot (2 \cdot \sigma_0)$$

Les perméances \mathcal{P}_p et \mathcal{P}_f seront déduites de l'essai alors que \mathcal{P}_a sera facilement calculée à partir de la géométrie rectangulaire de l'aimant :

$$\mathcal{P}_a = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \left(\frac{S_{\text{aimant}}}{g} \right) \quad [\text{perméance en Henry}]$$

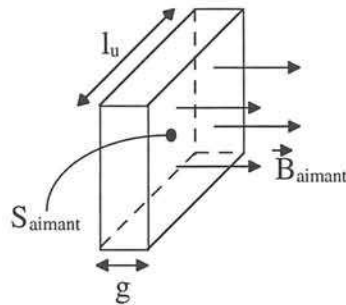


Figure II-28 : calcul de la perméance de l'aimant

Extraction des données

Les valeurs des potentiels de FMM sur l'entrefer et sur les aimants sont connues à partir de l'essai. On doit pouvoir vérifier numériquement que :

$$(\mathcal{E}_a + \mathcal{E}_u) \quad \text{légèrement inférieur à} \quad (\mathcal{E}_R = I_R)$$

Les équations suivantes permettent de déterminer les différentes perméances en jeu, lorsque les conditions de linéarité et de très faible réluctance du circuit magnétique de la machine sont respectées.

• Perméance ponctuelle de l'entrefer

Comme pour le cas de la machine à rotor bobiné, on pose :

$$\sigma(\theta) = \frac{B_u(\theta_R)}{\mathcal{E}_u} = \frac{\mu_0}{k_e \cdot e_c} \cdot \frac{B_u(\theta)}{B_u(\theta_R)} \quad [\text{perméance en H/m}^2]$$

• *Perméance de fuite entre 2 pôles*

La perméance de fuite est à nouveau déduite par différence entre le flux Φ_o dans l'entrefer et le flux Φ_p traversant le pôle. La présence des aimants entre les pôles modifie légèrement le schéma équivalent pour la circulation du flux, comme représenté sur la figure ci-après.

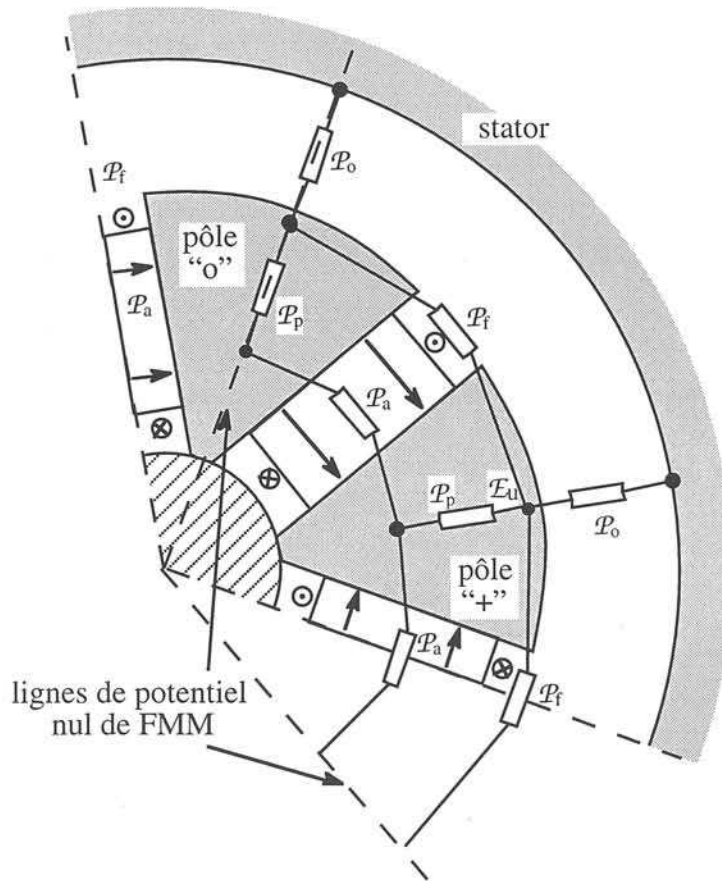


Figure II-29 : modélisation de l'essai

A nouveau, la ligne de potentiel nul de FMM nous permet de simplifier le schéma équivalent de circulation du flux pendant l'essai :

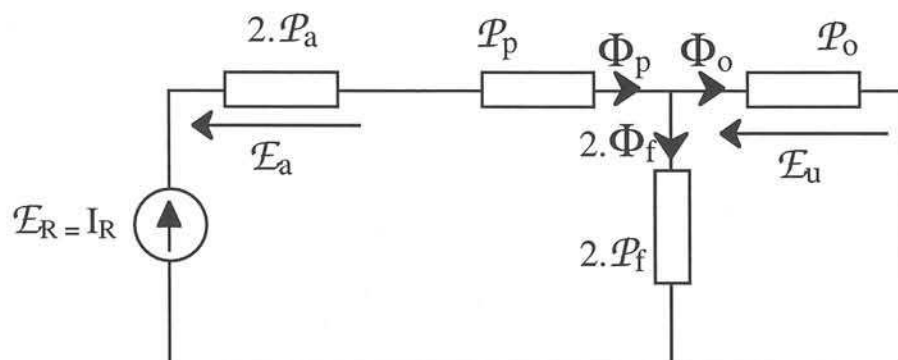


Figure II-30 : schéma équivalent de l'essai

Le flux dans l'entrefer est : $\Phi_o = \mathcal{P}_o \cdot \mathcal{E}_u$

Nous calculons, cette fois-ci, le flux Φ_p à l'aide de la FMM relevée sur l'aimant pendant l'essai :

$$\Phi_p = 2 \cdot \mathcal{P}_a \cdot \mathcal{E}_a$$

Finalement la perméance de fuite (\mathcal{P}_f) est obtenue selon la même formule :

$$\mathcal{P}_f = \frac{\Phi_p - \Phi_o}{2 \cdot \mathcal{E}_u}$$

Note : Une fois " \mathcal{P}_f " déterminée, on peut retrouver la valeur de la FMM en surface du pôle pendant l'essai :

$$\mathcal{E}_u = \mathcal{E}_R \cdot \frac{2 \cdot \mathcal{P}_a + \mathcal{P}_p}{2 \cdot \mathcal{P}_a + \mathcal{P}_p + \mathcal{P}_o + 2 \cdot \mathcal{P}_f}$$

Modèle de la machine à vide

On retrouve des symétries permettant de reconstituer la circulation du flux à vide sur un schéma comportant deux pôles :

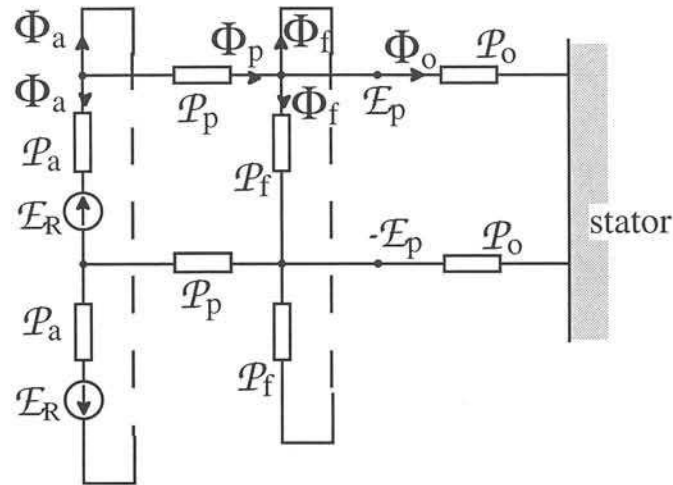


Figure II-31 : schéma équivalent d'une paire de pôles à vide

Les symétries permettent de simplifier ce schéma :

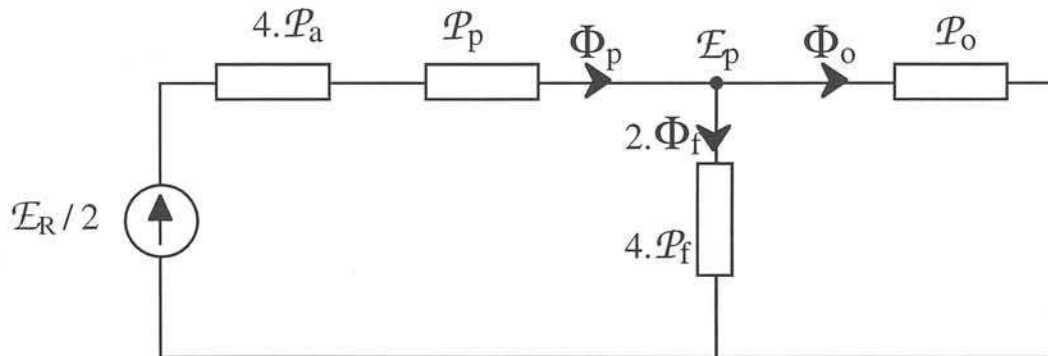


Figure II-32 : schéma équivalent à vide

Note : La seule différence par rapport au schéma équivalent à vide pour la machine à rotor bobiné est le remplacement de quelques variables :

bobiné	⇒	aimants
\mathcal{P}_p		$4.\mathcal{P}_a + \mathcal{P}_p$
\mathcal{E}_R		$\mathcal{E}_R/2$

Le potentiel " \mathcal{E}_p ", à vide, est alors déduit directement à partir des valeurs des perméances :

$$\mathcal{E}_p = \frac{\mathcal{E}_R}{2} \cdot \frac{4.\mathcal{P}_a + \mathcal{P}_p}{4.\mathcal{P}_a + \mathcal{P}_p + \mathcal{P}_o + 4.\mathcal{P}_f}$$

On peut remarquer que les potentiels de FMM en surface du pôle et à vide (\mathcal{E}_p) ne sont pas égaux à ceux de l'essai (\mathcal{E}_u). Par conséquent, les valeurs crête de l'induction dans l'entrefer sont différentes. Ce phénomène, peu observable sur la machine à rotor bobiné, est fortement accentué ici par la perméance non négligeable des aimants (\mathcal{P}_a).

En effet, une ligne de champ traverse deux aimants et deux fois l'entrefer lors de l'essai (indice u), alors qu'à vide une ligne de champ traverse toujours deux fois l'entrefer mais un seul aimant :

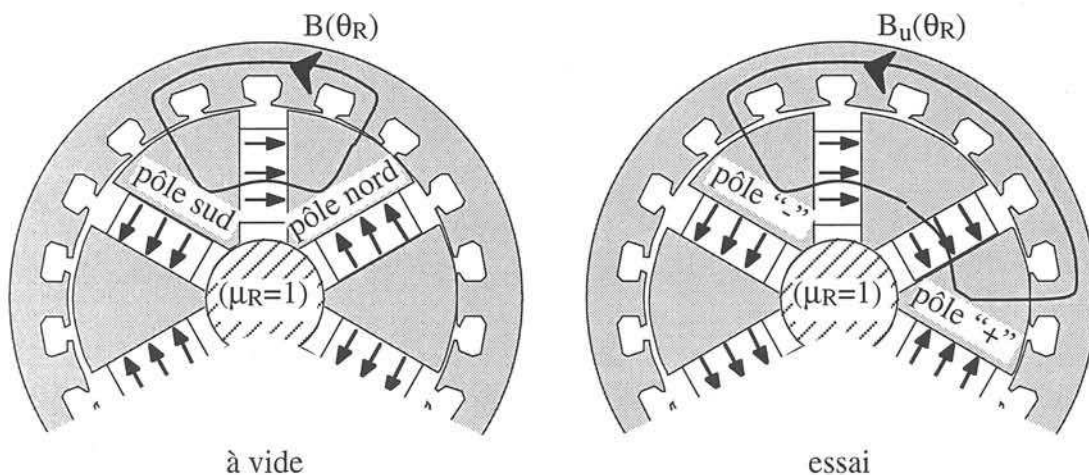


Figure II-33 : chemin suivi par la ligne d'induction principale

Sur ces deux cas, si l'on compare la valeur crête de l'induction obtenue dans l'axe direct des pôles, on obtient un coefficient inférieur à 1 :

$$k = \frac{B(\theta_R)}{B_u(\theta_R)} = \frac{\mathcal{E}_p}{\mathcal{E}_u} = \frac{2.(\mathcal{P}_a + \mathcal{P}_f) + \mathcal{P}_o}{4.(\mathcal{P}_a + \mathcal{P}_f) + \mathcal{P}_o} \quad (\mathcal{P}_p \text{ négligée})$$

II) • CALCUL DE L'INDUCTION A VIDE

Les modèles mis au point dans ce chapitre permettent le calcul de l'induction à vide dans l'entrefer des machines synchrones. La perméance des pôles du rotor est prise en compte, mais pour l'instant le stator est toujours considéré comme équivalent à une perméance infinie. Cependant cette étude permet d'étudier le cas du rotor bobiné et le cas du rotor contenant des aimants enterrés où les perméances internes du rotor (\mathcal{P}_a et \mathcal{P}_f) ont de grandes influences sur la machine.

A vide, les modèles permettent de calculer le potentiel de FMM " \mathcal{E}_p " sur les pôles du rotor (équations du § III-3) à partir des données issues de l'essai. La méthode de calcul de l'induction dans l'entrefer est alors appliquée en considérant que la FMM en surface du stator " $\mathcal{E}(\theta)$ " est uniforme, et par symétrie nulle. Dans ce cas, le calcul de l'induction dans l'entrefer et à vide se réduit à :

$$B(\theta) = \mathcal{E}_p \cdot \sigma_R(\theta - \theta_R)$$

Nous obtenons alors la répartition de l'induction à vide dans l'entrefer, semblable à σ_R , et représentée ci-dessous :

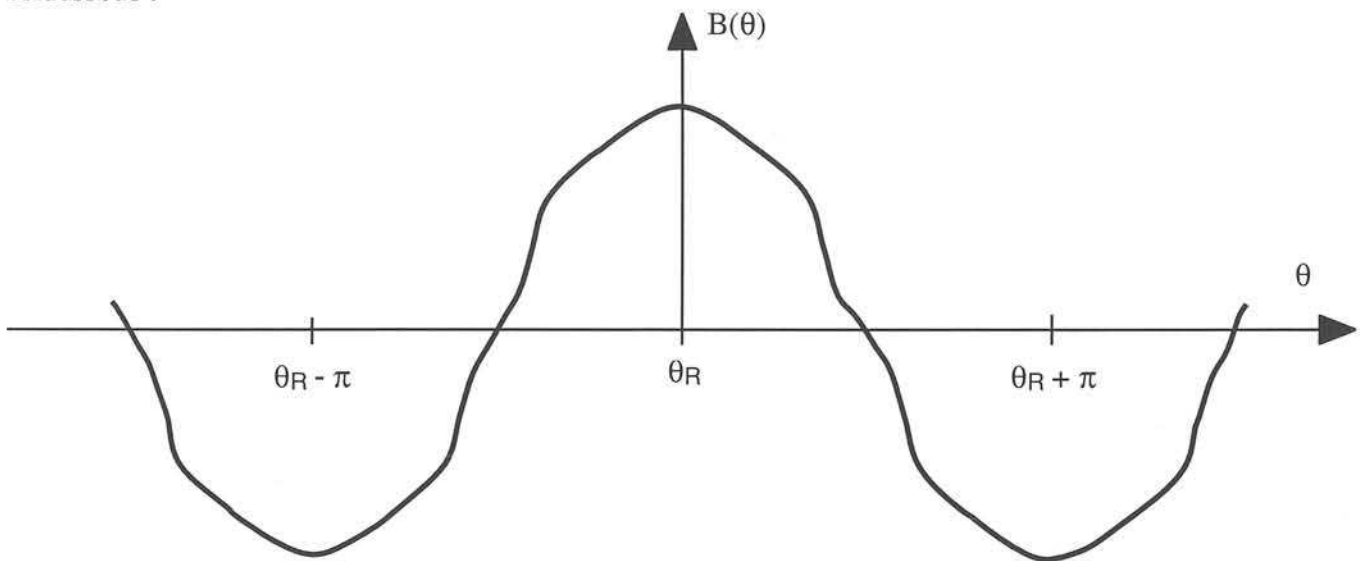


Figure II-34 : induction dans l'entrefer à vide

VII) • CONCLUSION

Pour analyser les phénomènes internes aux machines synchrones à pôles saillants, nous venons de présenter une méthode analytique qui prend en compte la géométrie réelle du rotor. A partir d'un seul relevé de l'induction créée par le rotor, cette méthode permet d'estimer les différents paramètres nécessaires à la modélisation du rotor et de l'entrefer. Ce relevé est effectué avec des conditions simples (machine à l'arrêt, un seul pôle alimenté, stator lisse) mais permettra, à l'aide du modèle, de reconstituer les phénomènes internes de la machine en rotation.

Cette approche analytique est applicable que ce soit sur des machines à excitation séparée ou à aimants permanents.

Nous disposons maintenant d'une estimation des perméances du rotor et de la perméance ponctuelle de l'entrefer. Cette dernière est exprimée sous forme de deux sommes : la perméance σ_R contenant les harmoniques impairs et la perméance σ_S pour les harmoniques pairs.

Chapitre troisième :

CALCUL DES INDUCTANCES

Chap. 3 : CALCUL DES INDUCTANCES

I) • INTRODUCTION

Nous disposons maintenant d'un modèle du rotor et de l'entrefer variable, qui prend en compte la saillance des pôles. Deux orientations sont envisageables pour la suite de l'étude :

- la première consiste à décomposer le stator en différents éléments de perméance et à reconstituer le trajet exact du flux dans les dents et la couronne statorique. Ce sera l'objet du chap. 4 ;
- la seconde, plus simple, conserve un stator lisse de perméabilité infinie parcouru en surface par une densité de courant.

Nous allons montrer dans ce troisième chapitre que cette dernière solution permet d'obtenir les inductances de la machine en se basant sur la décomposition harmonique de la saillance (obtenue au chap. 2).

Les différentes inductances engendrées par l'entrefer variable seront calculées en régime linéaire (non saturé), en supposant que la perméabilité des tôles du circuit magnétique est négligeable devant celle des entrefers et des aimants permanents.

Cette modélisation permet de relier directement les choix effectués sur la géométrie (en particulier la forme des pôles) avec la réponse de la machine lors de l'alimentation par un onduleur.

II) • MODELISATION DU STATOR

II-1 • Hypothèses de calcul

Dans ce chapitre, le stator ($\mu_r = \infty$) est considéré homogène, c'est à dire que sa surface intérieure est lisse. Les encoches n'existant plus, les courants statoriques sont ramenés en surface du stator et les conducteurs d'une même encoche concentrés. Il est alors possible de calculer la force magnéto-motrice créée par ces courants, sur le pourtour du stator, à partir d'une décomposition harmonique en série de Fourier.

Le calcul de l'induction dans l'entrefer peut, selon le chapitre précédent (§ III-3), se calculer aisément à partir des forces magnéto-motrices présentes de chaque côté de l'entrefer, à savoir :

$$B(\theta) = \mathcal{E}_p \cdot \sigma_R(\theta - \theta_R) - \mathcal{E}(\theta) \cdot \sigma_S(\theta - \theta_R)$$

Nous disposons d'un modèle du rotor (chap. 2) permettant de calculer, à vide, le potentiel \mathcal{E}_p en surface du pôle. Il nous manque un modèle du stator pour pouvoir calculer le potentiel $\mathcal{E}(\theta)$ en surface du stator. Ce potentiel dépend, bien entendu, des courants statoriques mais aussi de la perméance du circuit magnétique constituant le stator. Dans ce chapitre, cette perméance sera considérée négligeable afin de pouvoir calculer les inductances de la machine à partir des caractéristiques des enroulements statoriques. Il est ainsi possible de calculer analytiquement l'induction dans l'entrefer lorsque la machine est en charge.

Nous allons donc calculer cette induction lorsque la machine fonctionne en régime normal avec des courants suffisamment faibles pour ne pas saturer la machine. Ce fonctionnement en régime permanent est obtenu lorsque le stator de la machine est alimenté par un système de courants triphasés, sinusoïdaux et équilibrés.

Les courants triphasés dans les phases a, b, c sont décrits sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}i_a &= \sqrt{2} \cdot I \cdot \cos(\omega \cdot t + \gamma) \\i_b &= \sqrt{2} \cdot I \cdot \cos(\omega \cdot t + \gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\i_c &= \sqrt{2} \cdot I \cdot \cos(\omega \cdot t + \gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3})\end{aligned}$$

I : valeur efficace du courant dans chaque phase

γ : déphasage du courant à $t = 0$ par rapport au cosinus

α : position du rotor, à $t = 0$, par rapport à la phase "a" du stator

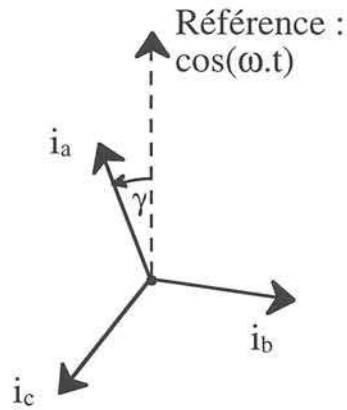


Figure III-1 : courants triphasés représentés dans le plan de Fresnel

La condition d'égalité de la pulsation d'alimentation et de la vitesse angulaire du rotor nous donne alors la position électrique du rotor :

$$\theta_R = \omega.t + \alpha$$

II-2 • FMM instantanée créée par une phase

La distribution des spires d'une phase statorique crée une répartition de FMM qui s'exprime sous la forme générale d'une décomposition harmonique du type :

$$\mathcal{E}_a(\theta) = N_S \cdot i_a \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \epsilon_n \cdot k_n \cdot \cos(n \cdot \theta) \quad \text{avec } n \text{ impair} \in \{1, 3, 5, 7, \dots\}$$

N_S : nombre de conducteurs par pôle et par phase

i_a : courant instantané dans la phase étudiée (a)

ϵ_n : décomposition harmonique d'un signal carré.

k_n : coefficient de bobinage de rang n

Le coefficient de bobinage regroupe l'effet des raccourcissements et distributions de l'enroulement réel par rapport à un enroulement de référence. L'inclinaison éventuelle du stator par rapport au rotor sera prise en compte ultérieurement (§ III-2). Les coefficients et leurs expressions analytiques sont détaillés en annexe 2.

La bobine de référence [Chatelain 89] est la plus simple possible, c'est à dire concentrée, diamétrale et non inclinée. Sa FMM est représentée ci-dessous :

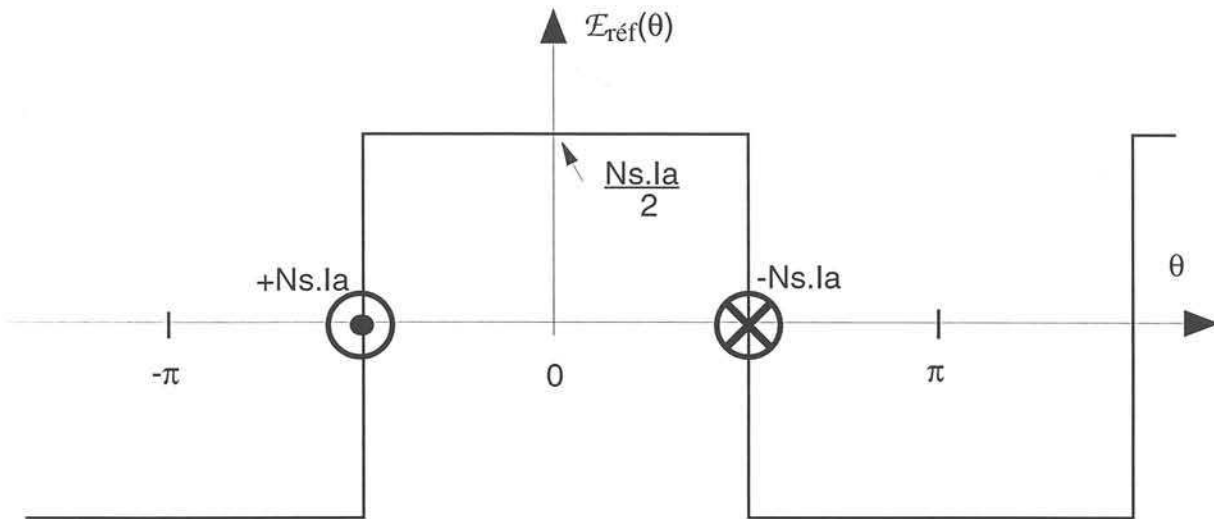


Figure III-2 : distribution des forces magnéto-motrices de la bobine de référence

La décomposition harmonique (\mathcal{E}_n) de ce signal correspond à celle d'un signal pair et permet d'obtenir les coefficients \mathcal{E}_n :

$$\mathcal{E}_n = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \mathcal{E}_{\text{réf}}(\theta) \cdot \cos(n \cdot \theta) \cdot d\theta = \frac{2 \cdot N_s \cdot i_a}{\pi \cdot n} \cdot \sin\left(n \cdot \frac{\pi}{2}\right) = N_s \cdot i_a \cdot \mathcal{E}_n$$

On pose : $\mathcal{E}_n = \frac{2}{\pi \cdot n} \cdot (-1)^{\frac{n-1}{2}}$ pour n impair (sinon $\mathcal{E}_n = 0$)

La distribution spatiale des FMM du stator ne contient ainsi que des harmoniques impairs.

II-3 • FMM créée en régime permanent

La distribution des spires d'une phase statorique quelconque placée en θ_x s'écrit donc sous la forme suivante :

$$\mathcal{E}_x(\theta) = N_S \cdot i_x \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \varepsilon_n \cdot k_n \cdot \cos(n \cdot (\theta - \theta_x)) \quad \text{avec } n \text{ impair} \in \{1, 3, 5, 7, \dots\}$$

La FMM résultante créée en régime permanent par les 3 phases statoriques se calcule ainsi :

$$\mathcal{E}_S(\theta) = N_S \cdot i_a \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \varepsilon_n \cdot k_n \cdot \cos(n \cdot \theta) + N_S \cdot i_b \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \varepsilon_n \cdot k_n \cdot \cos(n \cdot (\theta - \frac{2\pi}{3})) + N_S \cdot i_c \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \varepsilon_n \cdot k_n \cdot \cos(n \cdot (\theta + \frac{2\pi}{3}))$$

Le report de la formulation temporelle des courants i_a, i_b, i_c , donne la forme générale suivante :

$$\mathcal{E}_S(\theta) = \frac{N_S \cdot \sqrt{2} \cdot I}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \varepsilon_n \cdot k_n \cdot \left(\cos(\omega \cdot t + \gamma + n \cdot \theta) \cdot [1 + 2 \cdot \cos(\frac{(n+1) \cdot 2\pi}{3})] + \cos(\omega \cdot t + \gamma - n \cdot \theta) \cdot [1 + 2 \cdot \cos(\frac{(n-1) \cdot 2\pi}{3})] \right)$$

On obtient alors une FMM constituée d'harmoniques "n" impairs, non multiples de 3, et tournant à des vitesses égales à $\pm \frac{\omega}{n}$:

$$\mathcal{E}_S(\theta) = \frac{3}{2} \cdot N_S \cdot \sqrt{2} \cdot I \cdot [\varepsilon_1 \cdot k_1 \cdot \cos(\omega \cdot t + \gamma - \theta) + \varepsilon_5 \cdot k_5 \cdot \cos(\omega \cdot t + \gamma + 5 \cdot \theta) + \varepsilon_7 \cdot k_7 \cdot \cos(\omega \cdot t + \gamma - 7 \cdot \theta) + \dots]$$

Ces harmoniques ont des amplitudes suffisamment décroissantes pour que les rangs supérieurs à 1 soient pratiquement négligeables, même pour le cas de notre machine où le nombre d'encoches par pôle est faible. A titre indicatif et pour la machine étudiée, les harmoniques 5 et 7 ont respectivement des amplitudes par rapport au fondamental de 4% et 2% .

II-4 • Le modèle complet

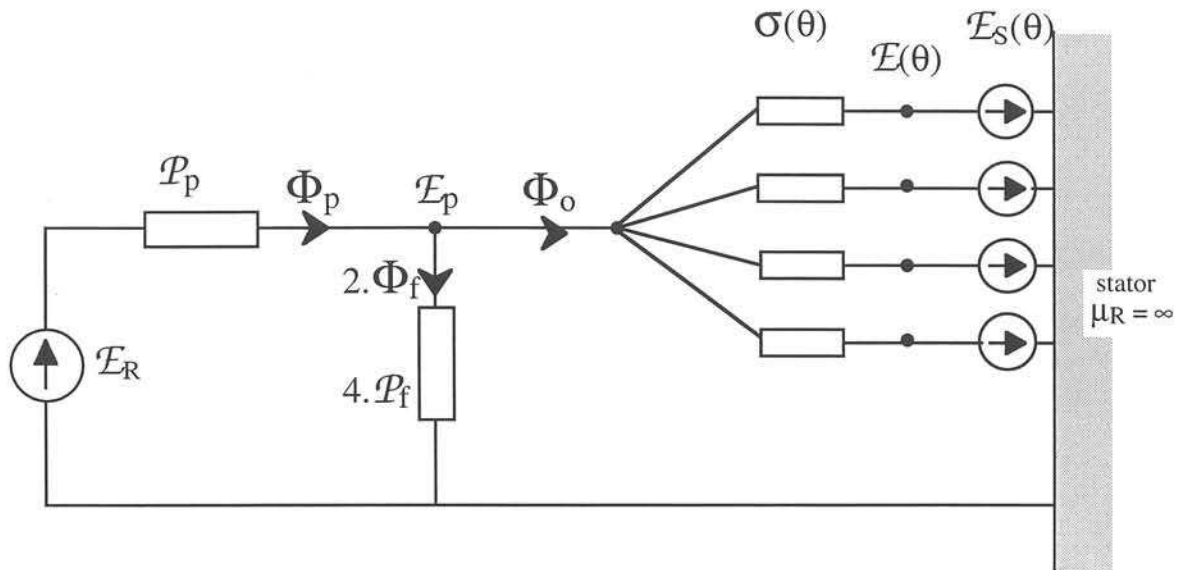


Figure III-3 : modèle en charge avec stator homogène

Ce modèle permet le calcul du potentiel \mathcal{E}_p en fonction des différentes perméances et des courants dans les enroulements de la machine.

L'induction dans l'entrefer est alors calculée à partir de l'équation déterminée dans le chapitre 2 § III-3, lors de la modélisation de l'entrefer, avec $\mathcal{E}(\theta) = -\mathcal{E}_S(\theta)$ soit :

$$B(\theta) = \mathcal{E}_p \cdot \sigma_R(\theta - \theta_R) + \mathcal{E}_S(\theta) \cdot \sigma_S(\theta - \theta_R)$$

Dans le paragraphe précédent, les calculs en régime permanent ont par ailleurs montré qu'il n'est pas trop pénalisant de modéliser les enroulements du stator à partir du premier harmonique de leur distribution spatiale de FMM, soit par exemple pour la phase "a" :

$$\mathcal{E}_a(\theta) = N_S \cdot \mathcal{E}_1 \cdot k_1 \cdot \cos(\theta) \cdot i_a$$

Nous utiliserons souvent cette forme afin de simplifier les calculs.

III) • INDUCTANCES DE LA MACHINE A ROTOR BOBINE

III-1 • Le modèle

Introduction

Il est possible de modéliser la machine à rotor bobiné par les inductances, à partir du premier harmonique de la tension induite dans les enroulements. Les couplages entre les différents enroulements de la machine se réduisent alors à des mutuelles dépendant simplement de " θ_R ". Les inductances de la machine peuvent alors être écrites sous forme matricielle.

Si cette identification analytique est basée sur le premier harmonique spatial de l'induction, elle permet l'étude en régime variable ou instantané de la machine, à condition d'ajouter les effets d'éventuels amortisseurs [Boldea 92]. Cette identification est rapide et sera exposée en détail.

Les expressions permettant de passer au cas du régime permanent seront aussi évoquées. Elles incluent les effets de tous les harmoniques spatiaux de l'induction qui participent au fondamental des tensions induites dans les enroulements. Nous pourrions ainsi obtenir les inductances cycliques de la machine avec une meilleure précision [Pichoir 65].

Mise sous forme matricielle

L'écriture sous forme matricielle des tensions, courants et flux instantanés permet de manipuler plus facilement toutes ces grandeurs [Séguier 77]. Il faut pour cela connaître les valeurs de $[L]$, la matrice des inductances et mutuelles entre chaque enroulement. Cette matrice peut être exprimée à partir des grandeurs géométriques de la machine. La forme donnée ci-après est restreinte par les conditions suivantes :

- absence d'amortisseurs et donc de courants induits au rotor (à l'exception du courant dans l'enroulement d'excitation),
- absence d'aimants permanents dans la machine (afin de pouvoir définir v_R , sinon se reporter au § IV du présent chapitre),
- perméance du circuit magnétique (fer) très supérieure à celle de l'entrefer (air),
- linéarité du comportement de la machine,
- approximation sinusoïdale par une modélisation à partir du 1^{er} harmonique de tension induite.

La machine est constituée de l'enroulement d'excitation du rotor et des enroulements des 3 phases du stator. Si l'on considère que les interactions entre chaque enroulement sont uniquement des couplages magnétiques, on obtient une matrice 4x4 telle que :

$$[\Phi] = [L] \cdot [\dot{i}]$$

avec $[\dot{i}]$ et $[\Phi]$ des vecteurs contenant les valeurs du flux et du courant dans chaque enroulement.

Il est alors possible d'écrire les tensions aux bornes de chaque enroulement sous forme d'un vecteur $[\vartheta]$:

$$[\vartheta] = [R] \cdot [\dot{i}] + \frac{\partial}{\partial t} [\Phi]$$

avec $[R]$ la matrice (diagonale) des résistances des enroulements.

Les grandeurs de chacune des trois phases du stator portent les indices a, b ou c ; celles relatives aux trois sont repérées par l'indice "S". Les grandeurs relatives à l'enroulement d'excitation portent l'indice "R". Les vecteurs tension, courant et flux sont explicités ci-dessous, suivis de la matrice des résistances dont les éléments en dehors de la diagonale sont nuls :

$$[\vartheta] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_R \end{bmatrix} \quad [\dot{i}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_R \end{bmatrix} \quad [\Phi] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \\ \Phi_R \end{bmatrix} \quad [R] = \begin{bmatrix} R_S & & & \\ & R_S & & \\ & & R_S & \\ & & & R_R \end{bmatrix}$$

Matrice des inductances

La matrice des inductances est beaucoup plus compliquée, elle doit reproduire les couplages existant entre chaque enroulement. Cependant, il faut noter que la machine possède des symétries et que les phases sont réparties régulièrement sur la circonférence de la machine. Il est alors possible de décrire les couplages à partir de quelques grandeurs dépendant de la géométrie de la machine [Boldea 92]. Du fait de la saillance de la machine et de la rotation du rotor par rapport au stator, les valeurs peuvent dépendre de la position " θ_R " du rotor.

Cette matrice peut se retrouver à partir du schéma équivalent représenté en figure III-4 et de l'expression des flux dans chaque enroulement [Louis 89].

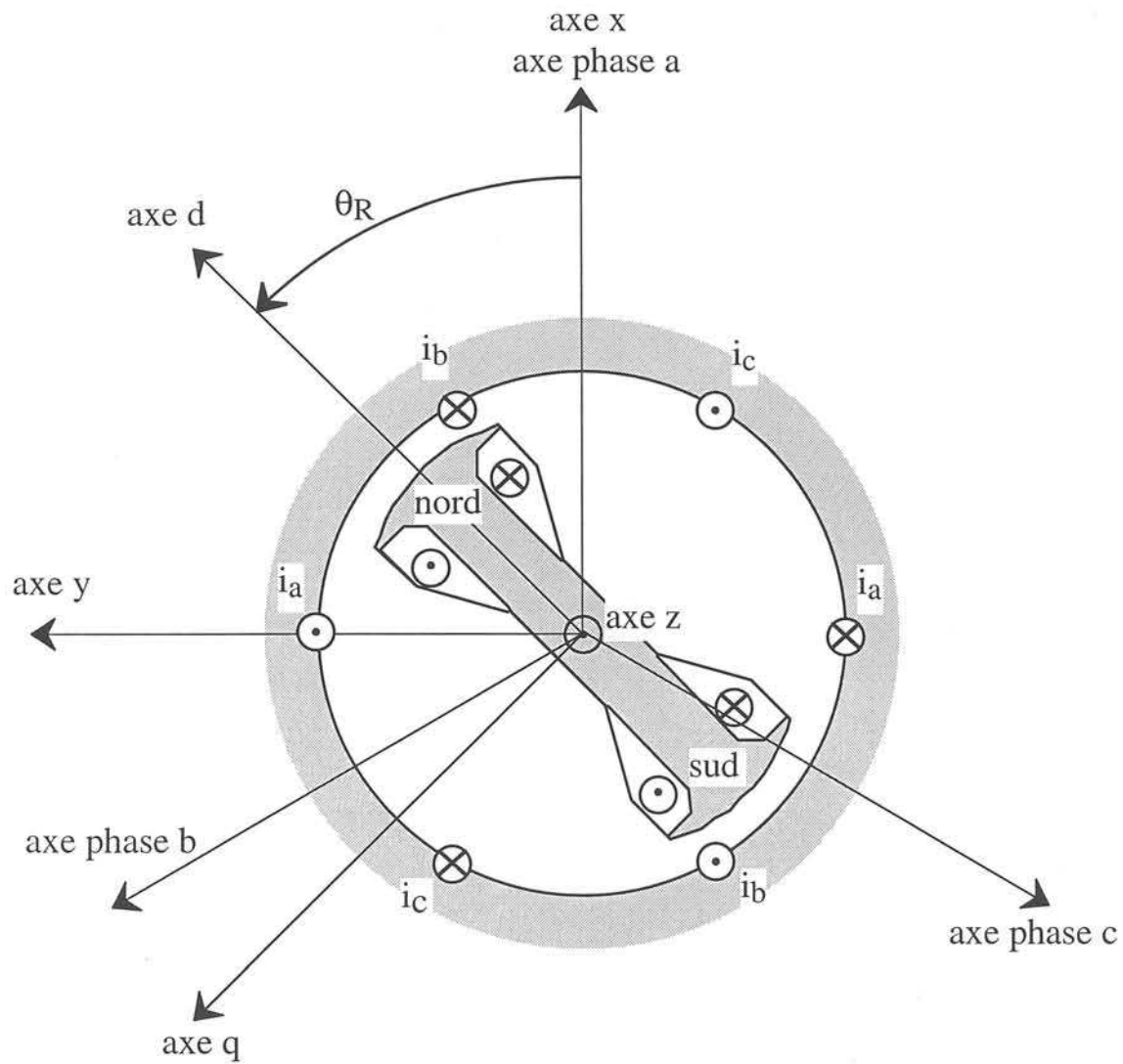


Figure III-4 : modélisation des inductances et mutuelles.

La matrice $[L]$ est alors celle donnée ci-dessous, pour une machine à pôles saillants (et $L_d > L_q$) ne comportant pas d'amortisseurs.

$$[L] = \begin{bmatrix} L_0 + \lambda + L_2 \cdot \cos(2 \cdot \theta_R) & \frac{-L_0}{2} - L_2 \cdot \cos(2 \cdot (\theta_R + \frac{\pi}{6})) & \frac{-L_0}{2} - L_2 \cdot \cos(2 \cdot (\theta_R - \frac{\pi}{6})) & M_1 \cdot \cos(\theta_R) \\ \frac{-L_0}{2} - L_2 \cdot \cos(2 \cdot (\theta_R + \frac{\pi}{6})) & L_0 + \lambda + L_2 \cdot \cos(2 \cdot (\theta_R - \frac{2\pi}{3})) & \frac{-L_0}{2} - L_2 \cdot \cos(2 \cdot (\theta_R + \frac{\pi}{2})) & M_1 \cdot \cos(\theta_R - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{-L_0}{2} - L_2 \cdot \cos(2 \cdot (\theta_R - \frac{\pi}{6})) & \frac{-L_0}{2} - L_2 \cdot \cos(2 \cdot (\theta_R + \frac{\pi}{2})) & L_0 + \lambda + L_2 \cdot \cos(2 \cdot (\theta_R + \frac{2\pi}{3})) & M_1 \cdot \cos(\theta_R + \frac{2\pi}{3}) \\ M_1 \cdot \cos(\theta_R) & M_1 \cdot \cos(\theta_R - \frac{2\pi}{3}) & M_1 \cdot \cos(\theta_R + \frac{2\pi}{3}) & L_R + L_f \end{bmatrix}$$

On peut remarquer que le couplage entre deux phases quelconques est maximum (en valeur absolue) lorsque le rotor est situé dans l'axe de symétrie défini par ces deux phases.

Les mutuelles de fuite (mutuelles ne passant pas par l'entrefer) sont négligées. Les constantes utilisées dans ces matrices sont calculables à partir de la géométrie de la machine. La liste est donnée ci-dessous :

- L_0 : Inductance (dont l'origine est liée à la valeur moyenne de la perméance),
- λ : Inductance de fuite du stator,
- L_2 : Variation d'inductance due à la réluctance (liée à l'harmonique d'ordre 2 de la saillance),
- M_1 : Mutuelle entre stator et rotor (fondamental du flux induit),
- L_R : Inductances du rotor (fuites non comprises),
- R_R : Résistance de l'enroulement du rotor,
- R_S : Résistance d'une phase du stator,
- L_f : Inductances de fuite du rotor (fuites entre pôles ne passant pas par le stator).

L'estimation analytique de λ est donnée en annexe 2.

III-2 • Expressions analytiques

Conditions de calcul

La perméance du circuit magnétique étant négligée devant celle de l'entrefer, le modèle se réduit au schéma suivant :

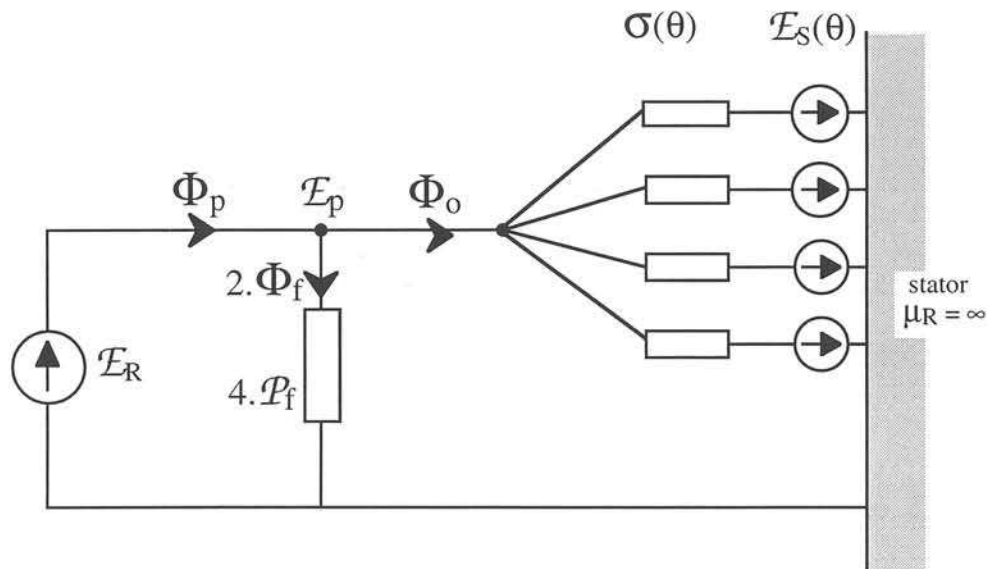


Figure III-5 : modèle complet pour étude linéaire

Le calcul des inductances de la machine sera fait, par identification des termes correspondants, dans les formulations du flux embrassé par les enroulements de la phase "a". Ce flux sera calculé à partir de la distribution de l'induction créée dans l'entrefer, à proximité du stator, et sur l'arc de rayon "r_o". Cette distribution spatiale s'exprime simplement pour des courants i_a et i_r donnés et pour une position fixe "θ_R" du rotor :

$$B(\theta) = \mathcal{E}_R \cdot \sum_{n \text{ impair}} 2 \cdot k_{in} \cdot \sigma_n \cdot \cos(n \cdot (\theta - \theta_R)) + \mathcal{E}_S(\theta) \cdot \sum_{n \text{ pair}} 2 \cdot k_{in} \cdot \sigma_n \cdot \cos(n \cdot (\theta - \theta_R))$$

$$\mathcal{E}_S(\theta) = (N_S \cdot \epsilon_1 \cdot k_1) \cdot \cos(\theta) \cdot i_a \quad \mathcal{E}_p = \mathcal{E}_R = N_R \cdot i_R \quad (\text{cf. } \S \text{ II-4})$$

A noter l'introduction du coefficient d'inclinaison k_{in} (défini pour n quelconque, pair ou impair) qui permet de décrire l'inclinaison de la perméance du rotor par rapport aux encoches du stator. Le champ B(θ) correspond alors exactement au champ moyen coupé par un conducteur statorique dont le point milieu est situé en "θ".

Principe de calcul

Les inductances et mutuelles sont calculées pour chaque enroulement à partir du flux induit dans les bobines. Afin de retrouver toutes les valeurs, les cas du stator alimenté (i_a) puis du rotor alimenté (i_R) seront passés en revue. Quoi qu'il en soit, la distribution spatiale de l'induction " $B(\theta)$ " est constituée d'une série harmonique de rangs uniquement impairs :

$$B(\theta) = \sum_{n \text{ impair}} B_n \cdot \cos(n \cdot \theta + \theta_n)$$

avec B_n et θ_n l'amplitude et la position spatiale de l'harmonique " n "

L'expression générale de " Φ_A ", le flux total embrassé par les spires de la phase " a ", est déterminée à partir de chaque harmonique :

$$\Phi_A = \sum_{n \text{ impair}} p \cdot N_S \cdot k_n \cdot \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B_n \cdot \cos(n \cdot \theta + \theta_n) \cdot l_u \cdot r_o \cdot \frac{d\theta}{p} = \sum_{n \text{ impair}} \pi \cdot l_u \cdot r_o \cdot (N_S \cdot \varepsilon_n \cdot k_n) \cdot B_n \cdot \cos(\theta_n)$$

avec : $\varepsilon_n = \frac{2}{\pi \cdot n} \cdot (-1)^{\frac{n-1}{2}}$ et $d\theta_m = \frac{d\theta}{p}$

Estimation des tensions

En régime permanent, le rotor tourne à la vitesse " Ω_S " tout comme le fondamental de la distribution spatiale des FMM. En conséquence, les distributions spatiales de l'induction B_n tourneront aussi à " Ω_S " et créeront des tensions induites dans les enroulements de la phase " a " d'harmoniques " n " correspondants. En régime permanent, le calcul de ces tensions donne un résultat peu exploitable de formulation complexe (projection des harmoniques sur les axes d et q de la machine, puis combinaisons vectorielles). Nous proposons ci-après des formules simplifiées en supposant que chaque harmonique B_n crée une tension induite en régime permanent sous la forme :

$$V_n \approx \pi \cdot l_u \cdot r_o \cdot (N_S \cdot \varepsilon_n \cdot k_n) \cdot B_n \cdot n$$

V_n est l'amplitude crête de l'harmonique " n " de la FEM induite dans les phases du stator.

Inductances statoriques

Les conditions et formulations précédentes sont appliquées au cas où seule la phase "a" est alimentée par un courant i_a .

L'induction moyenne coupée par les conducteurs statoriques est alors :

$$B(\theta) = (N_S \cdot \epsilon_1 \cdot k_1) \cdot i_a \cdot \left[2 \cdot \sigma_0 \cdot k_{i0} \cdot \cos(\theta) + \sigma_2 \cdot k_{i2} \cdot \cos(\theta - 2 \cdot \theta_R) \right. \\ \left. + \sum_{n=3}^{\infty} \left(\sigma_{(n-1)} \cdot k_{i(n-1)} \cdot \cos(n \cdot \theta - (n-1) \cdot \theta_R) + \sigma_{(n+1)} \cdot k_{i(n+1)} \cdot \cos(n \cdot \theta - (n+1) \cdot \theta_R) \right) \right] \\ \text{(impairs)}$$

Il est ainsi possible d'estimer les taux d'harmoniques relevés sur les tensions statoriques lors des essais, sans excitation, en régime permanent (stator alimenté en triphasé, rotor ouvert et tournant à " Ω_S ") :

$$\frac{V_n}{V_1} \approx \frac{n \cdot \epsilon_n \cdot k_n \cdot \left[\sigma_{(n-1)} \cdot k_{i(n-1)} \cdot \cos((n-1) \cdot \psi) + \sigma_{(n+1)} \cdot k_{i(n+1)} \cdot \cos((n+1) \cdot \psi) \right]}{\epsilon_1 \cdot k_1 \cdot \left[2 \cdot \sigma_0 \cdot k_{i0} + \sigma_2 \cdot k_{i2} \cdot \cos(2 \cdot \psi) \right]}$$

avec " ψ " l'angle interne qui correspond à " θ_R " lorsque seule la phase "a" est alimentée par un courant i_a constant (pour plus de détails se reporter au § III-3 "Le modèle d,q").

Par ailleurs, le fondamental du flux induit " Φ_{A1} " s'écrit :

$$\Phi_{A1} = \pi \cdot l_u \cdot r_0 \cdot (N_S \cdot \epsilon_1 \cdot k_1)^2 \cdot \left[2 \cdot k_{i0} \cdot \sigma_0 + k_{i2} \cdot \sigma_2 \cdot \cos(2 \cdot \theta_R) \right] \cdot i_a$$

Par identification de " Φ_{A1} " avec l'expression " $\Phi_A = [L_0 + L_2 \cdot \cos(2 \cdot \theta_R)] \cdot i_a$ ", on obtient les expressions des inductances :

$$L_0 = 2 \cdot \pi \cdot l_u \cdot r_0 \cdot (N_S \cdot \epsilon_1 \cdot k_1)^2 \cdot k_{i0} \cdot \sigma_0$$

$$L_2 = \pi \cdot l_u \cdot r_0 \cdot (N_S \cdot \epsilon_1 \cdot k_1)^2 \cdot k_{i2} \cdot \sigma_2$$

Dans les paragraphes suivants, les valeurs de L_0 et L_2 seront vérifiées en régime permanent.

Mutuelle rotor / stator

Le calcul est effectué lorsque seul l'enroulement du rotor est alimenté par un courant i_R donné. Nous obtenons ainsi l'induction moyenne coupée par les conducteurs statoriques :

$$B(\theta) = N_S \cdot i_R \cdot \left(\sum_{n \text{ impair}} 2 \cdot \sigma_n \cdot k_{in} \cdot \cos(n \cdot (\theta - \theta_R)) \right)$$

A nouveau, il est possible d'estimer les taux de distorsion harmonique de la FEM à vide de la machine :

$$\frac{V_n}{V_1} = \frac{n \cdot \epsilon_n \cdot k_n \cdot k_{in} \cdot \sigma_n}{\epsilon_1 \cdot k_1 \cdot k_{i1} \cdot \sigma_1} \quad (\text{sans approximation cette fois-ci})$$

La restriction, au premier harmonique du flux " Φ_{A1} ", permet le calcul de la mutuelle entre rotor et stator :

$$\Phi_{A1} = \pi \cdot l_u \cdot r_0 \cdot (N_S \cdot \epsilon_1 \cdot k_1) \cdot N_R \cdot 2 \cdot k_{i1} \cdot \sigma_1 \cdot \cos(\theta_R) \cdot i_R$$

Soit par identification avec " $\Phi_A = M_1 \cdot \cos(\theta) \cdot i_R$ " :

$$M_1 = 2 \cdot \pi \cdot l_u \cdot r_0 \cdot (N_S \cdot \epsilon_1 \cdot k_1) \cdot N_R \cdot k_{i1} \cdot \sigma_1$$

Inductance du rotor

L'expression du flux " Φ_R " créé par un courant i_R est, selon la matrice des inductances :

$$\Phi_R = (L_R + L_f) \cdot i_R$$

D'autre part, le modèle nous permet d'exprimer ce flux Φ_R à partir du flux Φ_p dans un pôle du rotor (cf. Fig. III-5) :

$$\Phi_R = 2 \cdot p \cdot N_R \cdot \Phi_p = 2 \cdot p \cdot N_R \cdot (\Phi_0 + 2 \cdot \Phi_f) = 2 \cdot p \cdot N_R \cdot \mathcal{E}_R \cdot [\mathcal{P}_0 + 4 \cdot \mathcal{P}_f]$$

Par identification nous obtenons :

$$L_f = 8 \cdot p \cdot (N_R)^2 \cdot \mathcal{P}_f \quad (\text{fuites du rotor})$$

$$L_R = 2 \cdot p \cdot (N_R)^2 \cdot \mathcal{P}_0 = 4 \cdot \pi \cdot l_u \cdot r_0 \cdot (N_R)^2 \cdot \sigma_0 \quad (\text{selon } \mathcal{P}_0 \text{ donné au chap. 2, § IV-1})$$

Cas du régime permanent

Il reste encore à vérifier que la restriction des FMM du stator à leur fondamental n'induit pas une erreur trop importante. Le calcul complet, avec tous les harmoniques de la FMM créée par le stator en régime permanent, nous a permis de montrer que leur influence peut être prise en compte à l'aide des formules suivantes :

$$K_{L0} = \frac{L_0 \text{ (avec tous les harmoniques de FMM)}}{L_0 \text{ (avec le 1^{er} harmonique de FMM)}} = 1 + \sum_m \left(\frac{\epsilon_{|m|} \cdot k_{|m|}}{\epsilon_1 \cdot k_1} \right)^2$$

$$K_{L2} = \frac{L_2 \text{ (avec tous les harmoniques de FMM)}}{L_2 \text{ (avec le 1^{er} harmonique de FMM)}} = 1 + \sum_m \left(\frac{\epsilon_{|m|} \cdot k_{|m|} \cdot \epsilon_{|m-2|} \cdot k_{|m-2|}}{(\epsilon_1 \cdot k_1)^2} \right)$$

avec m les harmoniques de FMM (cf. § II-3) : $m \in \{-5, 7, -11, 13, \dots\}$

Ces coefficients représentent l'apport supplémentaire des harmoniques (de FMM) créés par le stator sur le fondamental des flux induits dans les phases du stator. Dans le cas de la machine étudiée ici, les coefficients de bobinage n'atténuent pas complètement les harmoniques supérieurs ; les facteurs correctifs atteignent les valeurs suivantes :

$$K_{L0} = 106,04\% \quad K_{L2} = 105,71\%$$

(participation des harmoniques 5 et 7, les suivants sont négligés)

Cette correction n'a de sens que pour le régime permanent. Dans le cas d'une utilisation des inductances en régime instantané, seules les valeurs précédentes de L_0 et L_2 sont correctes.

Conclusion

Il vient d'être exprimé les différentes inductances de la machine à pôles saillants à partir de quelques grandeurs géométriques de la machine (longueur, diamètre), des nombres de spires, des coefficients de bobinage, et surtout à l'aide des perméances ponctuelles σ_n relevées lors d'un essai statique très simple présenté dans le chapitre précédent.

Avant de passer aux vérifications en régime permanent, il convient d'estimer les inductances statoriques de fuite. Ces valeurs ont été estimées à partir de méthodes présentées en annexe 2.

III-3 • Vérification par simulation en rotation

Inductances cycliques

En régime permanent, la tension par phase se calcule facilement en fonction des différentes valeurs des inductances. Ceci permettra la vérification des valeurs analytiques de L_0 , L_2 et M_1 à partir de simulations numériques en rotation.

La première ligne de la matrice des inductances $[L]$ permet de calculer le flux dans la phase "a" et donc d'en déduire la tension à ses bornes :

$$\Phi_A = M_1 \cdot \cos(\theta_R) \cdot i_R + (L_0 + \lambda + L_2 \cdot \cos(2 \cdot \theta_R)) \cdot i_a + \left(\frac{-L_0}{2} + L_2 \cdot \cos(2 \cdot \theta_R - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \right) \cdot i_b + \left(\frac{-L_0}{2} + L_2 \cdot \cos(2 \cdot \theta_R + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \right) \cdot i_c$$

$$v_a = R_S \cdot i_a + \frac{\partial \Phi_A}{\partial t}$$

Si l'on reprend les équations des courants i_a , i_b et i_c en régime permanent, il est possible d'exprimer "v_a" en fonction du temps "t", après calcul de la dérivée de Φ_A :

$$v_a = R_S \cdot i_a - M_1 \cdot \omega \cdot \sin(\omega \cdot t + \alpha) \cdot i_R - I \cdot \sqrt{2} \cdot \left(\left(\frac{3}{2} \cdot L_0 + \lambda \right) \cdot \omega \cdot \sin(\omega \cdot t + \gamma) + \frac{3}{2} \cdot L_2 \cdot \omega \cdot \sin(\omega \cdot t + 2 \cdot \alpha - \gamma) \right)$$

Cette équation peut aussi se mettre sous une forme où apparaissent L_d et L_q , les inductances dans l'axe direct et dans l'axe en quadrature par rapport au rotor :

$$v_a = R_S \cdot i_a + M_1 \cdot \omega \cdot \cos(\omega \cdot t + \alpha + \frac{\pi}{2}) \cdot i_R + L_d \cdot \omega \cdot \cos(\omega \cdot t + \alpha + \frac{\pi}{2}) \cdot I \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\gamma - \alpha) + L_q \cdot \omega \cdot \cos(\omega \cdot t + \alpha + \pi) \cdot I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\gamma - \alpha)$$

$$\text{avec : } L_d = \frac{3}{2} \cdot (L_0 + L_2) + \lambda$$

$$L_q = \frac{3}{2} \cdot (L_0 - L_2) + \lambda$$

Nous vérifierons les valeurs de L_0 et L_2 à partir des valeurs de L_d et L_q obtenues en régime permanent. L_d est l'inductance cyclique synchrone dans l'axe direct du rotor et L_q l'inductance cyclique synchrone dans l'axe en quadrature du rotor.

Le modèle (d,q)

Les différentes phases des tensions décrivant " v_a " dans le paragraphe précédent se reportent aisément dans le plan de Fresnel défini à partir des axes, direct et en quadrature (d,q), du rotor [Boldea 92]. On note " ψ " ($\psi = \gamma - \alpha$) l'angle interne entre le maximum de FMM ($\theta = \omega.t + \alpha$) et l'axe "d" du rotor.

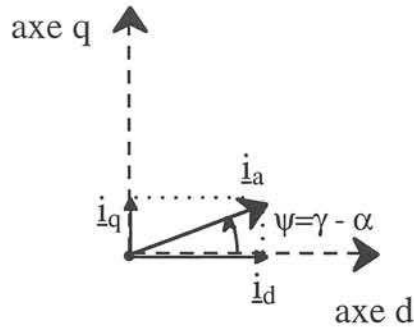


Figure III-6 : représentation du maximum de FMM (phase de i_a)

Afin de passer en notation complexe, on pose $\dot{i}_a = \dot{i}_d + \dot{i}_q$ avec :

$$\dot{i}_d = I \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\psi) \quad \text{et} \quad \dot{i}_q = j \cdot I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\psi)$$

La valeur complexe de la tension est alors :

$$\underline{v}_a = R_S \cdot \dot{i}_a + j \cdot L_d \cdot \omega \cdot \dot{i}_d + j \cdot L_q \cdot \omega \cdot \dot{i}_q + j \cdot M_1 \cdot \omega \cdot i_R$$

Cette dernière équation se représente sous forme vectorielle, toujours dans le même repère :

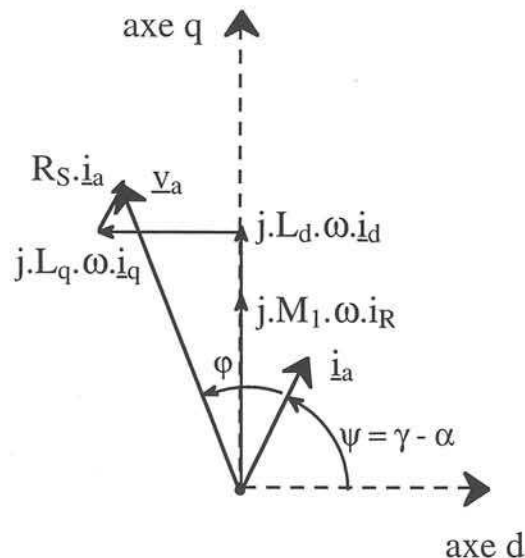


Figure III-7 : tension et courant dans la phase "a", représentés dans le repère du rotor

Ces représentations et équations nous permettent de décrire et de choisir les lois de commande et de pilotage de la machine.

Résultats numériques

Les valeurs numériques des inductances sont obtenues à l'aide de simulations en rotation de la machine. La machine est discrétisée dans un plan de coupe à l'aide d'éléments finis :

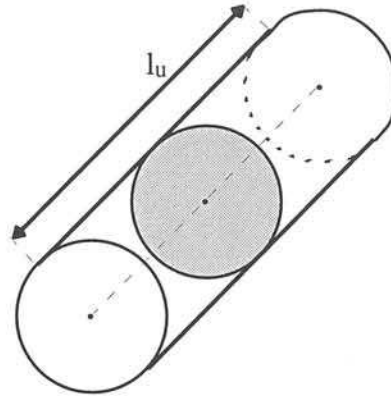


Figure III-8 : l'étude de la machine est effectuée dans un plan de coupe

La géométrie de la machine correspond à la réalité (entrefer non corrigé, stator avec encoches). Les valeurs numériques, obtenues en rotation pour différentes positions successives du rotor par rapport au stator, prennent donc en compte le déplacement du rotor devant les encoches.

Plusieurs séries de calculs en rotation sont effectuées pour différents plans de coupe de la machine, afin de reproduire l'inclinaison du rotor par rapport aux encoches du stator. L'évolution temporelle des valeurs de flux " $\Phi(t)$ " embrassé par les enroulements est reconstituée par interpolation à l'aide de 9 plans de coupe répartis sur la longueur totale de la machine. Ceci est nécessaire pour l'évaluation correcte des inductances statoriques, en présence de courants triphasés au stator.

L'évaluation de l'inductance du rotor et de la mutuelle rotor/stator ne nécessite par contre qu'une seule série de calcul sur un plan de coupe, car cette fois-ci les courants sont placés au rotor. Le flux " $\Phi(t)$ " est alors obtenu à l'aide d'une moyenne temporelle glissante correspondant au temps de déplacement du rotor sur la largeur de l'inclinaison. La notation $\overline{\Phi(t)}$ est utilisée pour représenter les valeurs correspondant à cette moyenne glissante.

L'évolution du flux est quasi-sinusoïdale dans les enroulements de la phase "a". La tension instantanée $v_a(t)$ est obtenue par dérivation ($v_a(t) = \partial \Phi_A(t) / \partial t$). Ensuite, la décomposition en série de Fourier de cette tension donne son contenu harmonique. L'amplitude crête V_1 du fondamental permet de calculer les inductances ou mutuelles en jeu.

Afin de vérifier les valeurs analytiques obtenues précédemment, trois points de fonctionnement en régime permanent ont été simulés. Les valeurs relevées sont les flux temporels dans l'enroulement du rotor et dans la phase "a" :

1°) alimentation du rotor par un courant continu i_R et aucun courant au stator :

On relève ainsi $\overline{\Phi_R(t)}$ qui se révèle constant, et $\overline{\Phi_A(t)}$ qui est une grandeur quasi-sinusoïdale. La tension induite $v_a(t)$ contient des harmoniques 3 (3,57%) et 5 (0,13%). Nous obtenons alors :

$$L_R = \frac{\overline{\Phi_R(t)}}{i_R} = 5,31 \text{ H} \qquad M_1 = \frac{V_1}{i_R \cdot \omega} = 26,7 \text{ mH}$$

2°) alimentation du stator selon l'axe d, en triphasé équilibré, avec un courant efficace par phase I ; absence de courants au rotor. Les conditions initiales des courants sont telles que $\psi = \gamma - \alpha = 0$.

On relève $\Phi_A(t)$ à l'aide d'interpolations sur 9 plans de coupe, ce qui donne une valeur quasi-sinusoïdale de tension induite $v_a(t)$ contenant des harmoniques 3 (19%), et 5 (5,4%). Nous pouvons en déduire l'inductance cyclique dans l'axe direct, en notant que cette valeur inclut les fuites d'encoche :

$$L_d = \frac{V_1}{I \cdot \omega \cdot \sqrt{2}} = 271,3 \text{ } \mu\text{H}$$

3°) alimentation du stator selon les mêmes conditions que précédemment, mais avec excitation de l'axe q : les phases des courants sont telles que $\psi = \gamma - \alpha = \frac{\pi}{2}$.

Dans ce cas nous obtenons $v_a(t)$ avec à nouveau des harmoniques 3 (35%), et 5 (7,8%). L'inductance en quadrature, fuites d'encoche incluses, est alors évaluée :

$$L_q = \frac{V_1}{I \cdot \omega \cdot \sqrt{2}} = 185,4 \text{ } \mu\text{H}$$

Note : seuls les harmoniques 3 et 5 des tensions induites ont été reportés car ils sont les plus significatifs.

Contenu harmonique des tensions

Les taux harmoniques par rapport au fondamental sont récapitulés dans le tableau ci-dessous, afin de montrer le bien fondé de l'approximation réalisée lors du calcul analytique.

Essai	à vide		en direct		en quadrature	
	3	5	3	5	3	5
rang d'harmonique						
simulation numérique	3,6%	0,1%	19%	5,4%	35%	7,8%
estimation analytique	4,2%	0,1%	16%	3,0%	34%	4,6%

Nous avons aussi vérifié que les déphasages respectifs de ces harmoniques correspondaient entre la simulation numérique d'une part et la détermination analytique d'autre part.

Valeurs des inductances

La comparaison des valeurs nécessite l'évaluation des fuites d'encoche au stator. Cette évaluation est présentée en annexe 2. La valeur analytique des inductances de fuite d'encoche par phase " λ " est de 15 μH . Les essais pour obtenir L_d et L_q sont effectués en régime permanent, les valeurs analytiques de L_0 et L_2 sont donc corrigées à l'aide des coefficients K_{L0} et K_{L2} (§ III-2 "Cas du régime permanent").

Inductance	L_R	M_1	$L_d = \frac{3}{2} \cdot (L_0 + L_2) + \lambda$	$L_q = \frac{3}{2} \cdot (L_0 - L_2) + \lambda$
simulation numérique	5,31 H	26,7 mH	271,3 μH	185,4 μH
estimation analytique	5,21 H	27,0 mH	277,4 μH	180,0 μH

Note : ces valeurs ne comprennent pas les inductances de fuite des têtes de bobine. Pour le cas de la machine présentée ici, il convient d'ajouter aux inductances environ 10 μH supplémentaires.

Ce récapitulatif nous permet de conclure à la validité de la méthode proposée. Cependant, l'évaluation analytique des inductances de fuite mériterait une étude plus approfondie, et en particulier leur évolution en fonction de la saillance présentée par le rotor.

IIJ) • PRISE EN COMPTE DE LA PERMEANCE DU ROTOR

IV-1 • Objectif

Il est possible, toujours analytiquement, de tenir compte de la perméance interne " \mathcal{P}_p " des pôles du rotor. Cela permet de traiter les cas suivants :

- saturation du noyau des pôles du rotor de la machine à rotor bobiné (la perméance du noyau du pôle n'est alors plus forcément négligeable devant celle de l'entrefer),
- présence d'aimants permanents à l'intérieur du rotor sur le trajet du flux entre les pôles (ce dernier point permet de retrouver des valeurs d'inductances telles que $L_d < L_q$).

L'étude et le calcul des inductances peuvent être menés selon les mêmes principes qu'exposés précédemment, mais à un détail près : le potentiel \mathcal{E}_p en surface du pôle n'est plus égal au potentiel \mathcal{E}_R imposé par l'excitation (cf. fig. III-3). En effet, \mathcal{E}_p , la valeur du potentiel de FMM en surface des pôles du rotor est une valeur qui dépend à la fois de \mathcal{E}_R et des courants au stator.

Cependant, le calcul ne sera pas modifié car \mathcal{E}_p est une constante invariante en régime permanent ; il suffit donc de la déterminer pour chaque point de fonctionnement. Ensuite l'induction dans l'entrefer est dérivée, comme précédemment, à partir de :

$$B(\theta) = \mathcal{E}_p \cdot \sigma_R(\theta - \theta_R) + \mathcal{E}_S(\theta) \cdot \sigma_S(\theta - \theta_R)$$

IV-2 • Potentiel en surface des pôles

Régime permanent

Selon le § II du présent chapitre, la FMM créée par le stator est correctement décrite par les équations suivantes :

$$\mathcal{E}_S(\theta) = \mathcal{E}_1 \cdot \cos(\omega.t + \gamma - \theta) \quad \mathcal{E}_1 = \frac{3}{2} \cdot N_S \cdot \mathcal{E}_1 \cdot k_1 \cdot \sqrt{2} \cdot I$$

Déterminons le flux Φ_0 traversant l'entrefer pour rejoindre un pôle du rotor :

$$\Phi_A = l_u \cdot \int_{-\pi}^{\pi} [\mathcal{E}_p + \mathcal{E}_S(\theta)] \cdot \sigma(\theta - \theta_R) \cdot r_o \cdot \frac{d\theta}{p} = \mathcal{P}_0 \cdot \mathcal{E}_p + \mathcal{P}_1 \cdot \mathcal{E}_1 \cdot \cos(\gamma - \alpha)$$

avec : $\mathcal{P}_0 = \frac{\pi \cdot l_u \cdot r_o}{p} \cdot (2 \cdot \sigma_0)$ (selon \mathcal{P}_0 donné au chap. 2, § IV-1)

$$\mathcal{P}_1 = \frac{\pi \cdot l_u \cdot r_o}{p} \cdot \sigma_1 \quad (\text{par analogie avec } \mathcal{P}_0)$$

Les lois des noeuds et des mailles (cf. fig. III-3) permettent d'écrire les équations suivantes :

$$\Phi_p = \Phi_0 + 4 \cdot \mathcal{P}_f \cdot \mathcal{E}_p \quad \mathcal{E}_p = \mathcal{E}_R - \frac{\Phi_p}{\mathcal{P}_p}$$

Finalement, le potentiel \mathcal{E}_p s'exprime en fonction des perméances du modèle de la machine et des FMM, en régime permanent, du rotor et du stator :

$$\mathcal{E}_p = \frac{\mathcal{P}_p \cdot \mathcal{E}_R - \mathcal{P}_1 \cdot \mathcal{E}_1 \cdot \cos(\psi)}{\mathcal{P}_p + \mathcal{P}_0 + 4 \cdot \mathcal{P}_f} \quad (\text{invariant dans le temps})$$

Cette dernière expression fait apparaître un terme relatif à la réaction magnétique d'induit, et dépendant de l'angle électrique " ψ " entre les courants statoriques et l'axe "d" du rotor (l'angle de commande " ψ " de la machine est invariant pour un point de fonctionnement en régime permanent).

Calcul des inductances

Le calcul analytique des inductances de la machine est plus simple à mener pour le cas des inductances élémentaires d'une phase seule, par exemple "a", lorsque la machine est à l'arrêt :

Dans ce cas : $\mathcal{E}_S(\theta) = \mathcal{E}_a \cdot \cos(\theta)$ avec $\mathcal{E}_a = N_S \cdot \mathcal{E}_1 \cdot k_1 \cdot i_a$

Le flux Φ_0 rejoignant le pôle du rotor est alors :

$$\Phi_0 = l_u \cdot \int_{-\pi}^{\pi} [\mathcal{P}_p + \mathcal{E}_S(\theta)] \cdot \sigma(\theta - \theta_R) \cdot r_o \cdot \frac{d\theta}{p} = \mathcal{P}_0 \cdot \mathcal{E}_p + \mathcal{P}_1 \cdot \mathcal{E}_a \cdot \cos(\theta_R)$$

$$\mathcal{E}_p = \frac{\mathcal{P}_p \cdot \mathcal{E}_R - \mathcal{P}_1 \cdot \mathcal{E}_a \cdot \cos(\theta_R)}{\mathcal{P}_p + \mathcal{P}_0 + 4 \cdot \mathcal{P}_f} \quad (\text{invariant dans le temps si la machine est à l'arrêt})$$

Tout ceci permet de calculer L_0 et L_2 par identification des termes constants et des termes en "cos(2.θ_R)" dans l'expression du flux embrassé par la phase "a".

Rappel : extension aux aimants permanents enterrés (chap. 2, § V) :

rotor bobiné	⇒	aimants permanents
\mathcal{P}_p		$4 \cdot \mathcal{P}_a + \mathcal{P}_p$
\mathcal{E}_R		$\mathcal{E}_R/2$

U) • CONCLUSION

Nous avons montré dans ce chapitre qu'il est possible d'exprimer les valeurs des différentes inductances de la machine à l'aide de quelques valeurs géométriques (diamètre, longueur utile du stator) et des premiers harmoniques de la perméance σ déterminée dans le chapitre précédent.

Ces inductances sont, bien entendu, calculées avec les approximations usuelles : perméance du fer très supérieure à celle de l'air ou des aimants, simplification au premier harmonique de la tension induite, stator homogène (lisse) et enfin linéarité de la machine. Néanmoins, les vérifications numériques présentées dans ce chapitre ont montré que ce calcul analytique d'inductances donne de bons résultats, que ce soit pour des positions figées du rotor ou bien en régime permanent avec rotation. Ceci confirme la validité du modèle d'entrefer variable présenté au chapitre 2.

L'extension du modèle pour les régimes de fonctionnement saturés (non linéaires) sera présentée dans le chapitre suivant sur la base d'un modèle de stator plus élaboré.

Chapitre quatrième :

REPARTITION DU FLUX EN CHARGE

Chap. 4 : REPARTITION DU FLUX EN CHARGE

I) • INTRODUCTION

Ce chapitre présente un modèle permettant d'analyser la répartition instantanée des flux dans une machine en charge. Un modèle nodal avec des réluctances localisées est élaboré à partir des principaux trajets du flux dans la machine. Ce modèle utilise la caractérisation de la zone d'entrefer, présentée lors du deuxième chapitre.

Nous allons tout d'abord exposer une méthode permettant de déduire le flux instantané dans chaque dent du stator à partir de la caractérisation de l'entrefer. Dans un deuxième temps, le circuit magnétique sera modélisé plus en détail dans le but de prendre en compte la variation de perméabilité des tôles (saturation). Il apparaît alors un système d'équations dont les principes de simplification et de résolution utilisés seront exposés. Finalement, des exemples d'évolution du flux dans les dents seront présentés, afin de montrer les performances que l'on peut attendre de ce modèle.

II) • MODELE DETAILLE DU STATOR

II-1 • Elaboration du modèle

Le stator de la machine est divisé en un nombre restreint de zones permettant de reconstituer le trajet du flux principal de la machine. Chaque zone est choisie de telle façon que l'induction sur cette zone reste uniformément répartie, même au cours de la rotation de la machine.

A titre d'exemple, l'induction dans une dent peut être supposée pratiquement uniforme car le flux entrant dans une dent, côté entrefer, varie peu avant de rejoindre la couronne statorique. Bien que le flux ait tendance à se répartir naturellement sur toute la largeur des dents, des concentrations de champ subsistent aux abords des coins et des becs d'encoches. Les surfaces concernées par ces phénomènes sont toutefois limitées, ce qui modifie peu le comportement moyen des dents (et de la machine).

La couronne du stator sera par contre divisée en une succession de zones, correspondant au trajet du flux entre une dent et la suivante ; ce flux entoure alors les FMM contenues dans l'encoche. La réluctance de chaque zone sera calculée à partir de la longueur de la ligne de champ moyenne, à travers la zone considérée.

Le stator complet est donc modélisé à partir d'un motif répétitif comportant, sur la longueur d'un pas dentaire, la perméance d'une dent " \mathcal{R}_d ", la perméance de la couronne " \mathcal{R}_c " et les FMM " $\mathcal{E}_{(i)}$ " de l'encoche entourée. Ce motif est reproduit autant de fois qu'il y a d'encoches dans la machine (fig. IV-1).

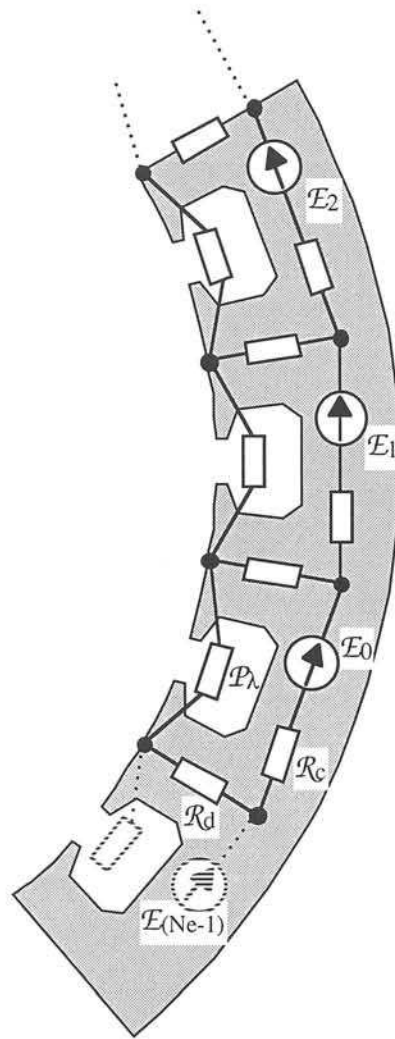


Figure IV-1 : modèle détaillé du stator

Ce modèle est principalement constitué de réluctances (et non de perméances) afin de simplifier les calculs (nombreux éléments en série). A noter la présence des fuites d'encoches \mathcal{P}_λ , normalement réparties sur toute la hauteur de l'encoche, que nous avons choisies de concentrer à l'endroit où elles sont le plus importantes, à proximité des becs d'encoche. La valeur reportée ici doit correspondre à la perméance de fuite, soit l'expression de λ_{encoche} (annexe 2) sans le coefficient N^2 , ainsi :

$$\Phi_\lambda = \mathcal{P}_\lambda \cdot (N \cdot I) \quad (\text{si l'on néglige } \mathcal{R}_c \text{ et } \mathcal{R}_d)$$

$$\mathcal{P}_\lambda = \frac{\lambda_{\text{encoche}}}{N^2}$$

II-2 • Modèle complet de la machine

A nouveau, il est possible de reconstituer le schéma complet de distribution du flux dans la machine à partir de deux pôles stator et rotor, comme le montre la fig. IV-2. On suppose, pour l'étude, que la machine comporte "q" encoches par pôle, soit $N_e (= 2.p.q)$ encoches au total.

Le modèle de la figure IV-2 comporte une perméance $\mathcal{P}(\theta)$ entre chaque pôle du rotor et chaque encoche du stator représentée sur le modèle. Ces perméances dépendent de " θ " la position relative d'un pôle par rapport à l'encoche considérée. Cette perméance de période 2π sera déterminée à partir de la distribution $\sigma(\theta)$ obtenue dans le chapitre 2.

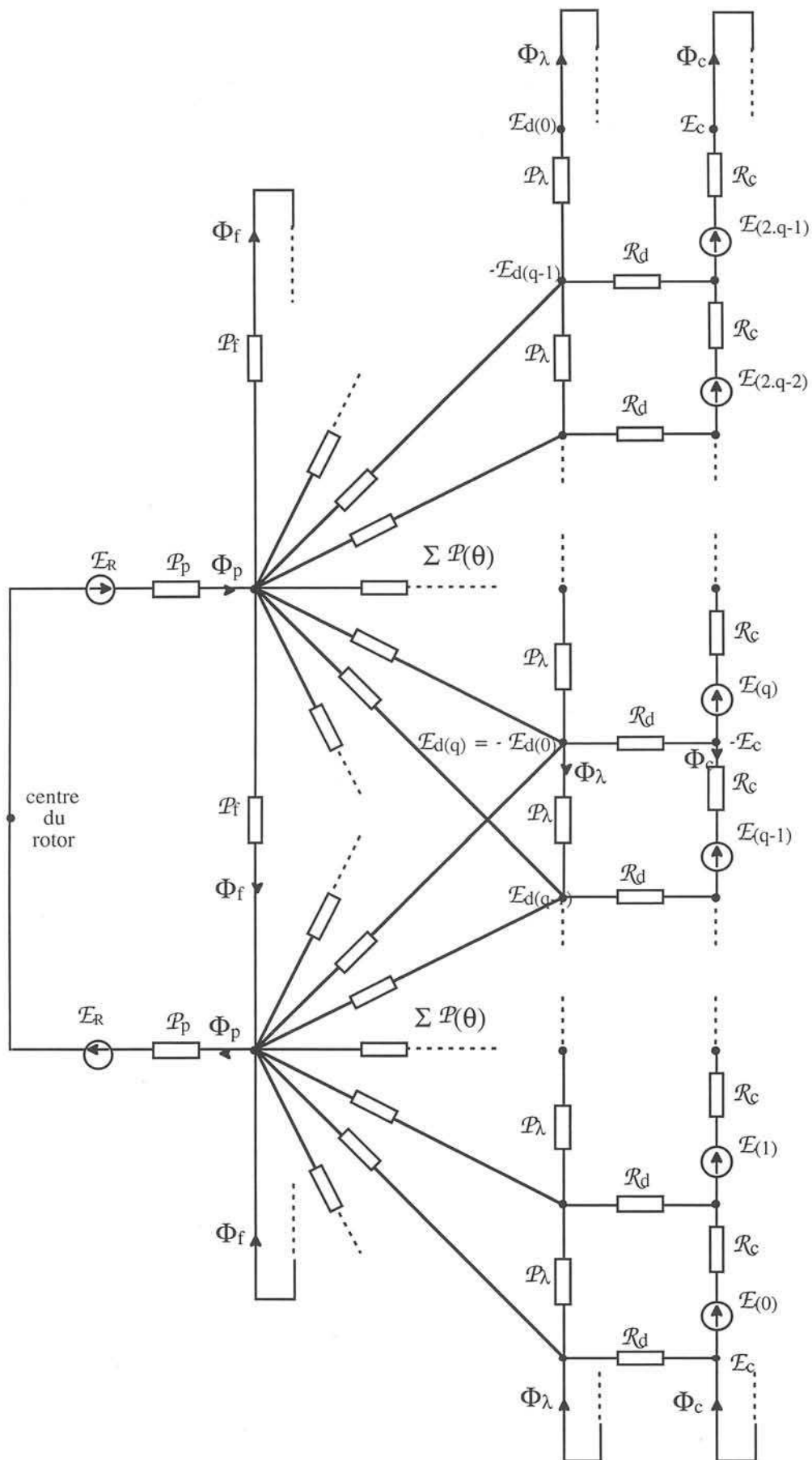


Figure IV-2 : modèle complet de la machine

II-3 • Calcul de la perméance entre une dent et un pôle du rotor

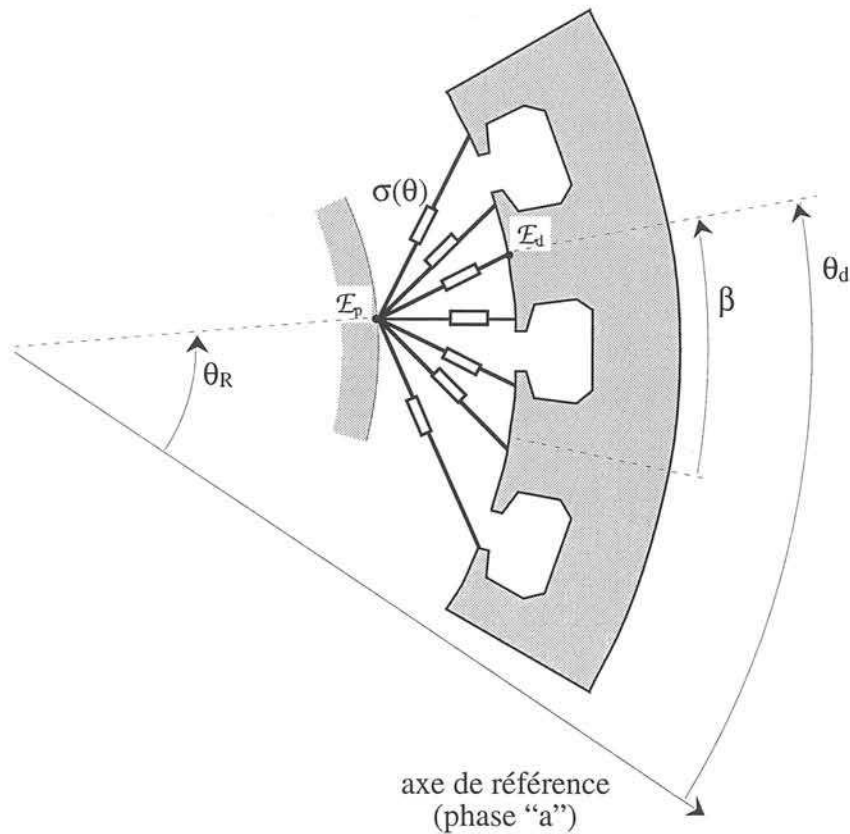


Figure IV-3 : perméances entre un pôle rotor et les dents du stator

- θ_R : position du rotor par rapport à l'axe "a"
- θ_d : position de la dent par rapport à l'axe "a"
- β : angle électrique correspondant au pas dentaire

Nous supposons que la présence des encoches ne modifie pas le flux Φ_d traversant l'entrefer, face à un pas dentaire, et que ce flux est de même valeur que celui traversant l'entrefer de la machine à stator lisse et entrefer corrigé par Carter.

Dans ce cas la perméance \mathcal{P} entre un pôle et une dent sera donnée par la somme des perméances ponctuelles σ obtenues au chapitre 2. L'intégrale est faite, sur la largeur d'un pas dentaire, et au niveau du rayon r_0 sur lequel est défini σ :

$$\mathcal{P} = \int_{\theta_d - \beta/2}^{\theta_d + \beta/2} \sigma(\theta) \cdot \frac{d\theta}{p} \cdot l_u \cdot r_0 = \frac{l_u \cdot r_0 \cdot \pi}{p \cdot q} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} k_{\beta n} \cdot \sigma_n \cdot \cos[n \cdot (\theta_d - \theta_R)]$$

$$k_{\beta n} = \frac{2}{n \cdot \beta} \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \beta}{2}\right) \quad \text{pour } n \text{ pair ou impair (} k_{\beta 0} = 1 \text{ pour le cas } n = 0 \text{)}$$

Nous obtenons une expression de \mathcal{P} où apparaît la surface d'un pas dentaire $\left(\frac{l_u \cdot r_0 \cdot \pi}{p \cdot q}\right)$ et la décomposition harmonique de la perméance ponctuelle σ affecté d'un facteur k_β .

Les coefficients k_{β_n} traduisent le fait qu'une dent est supposée récupérer et "moyenner" l'induction traversant l'entrefer sur la largeur d'un pas dentaire, et pour une tranche donnée de la machine. Seule la largeur " β " du pas dentaire intervient sur les valeurs des coefficients k_{β_n} qui sont donc indépendants d'une éventuelle inclinaison des dents du stator.

II-4 • Schéma simplifié

L'étude analytique du modèle complet (fig. IV-2) doit prendre en compte le couplage des flux du rotor avec ceux du stator. Grâce aux symétries impaires existant dans la machine, nous allons restreindre l'étude à l'équivalent d'un seul pôle. La linéarité de l'entrefer va permettre aussi de dissocier le schéma en deux parties, en remplaçant chaque perméance de l'entrefer par son flux équivalent :

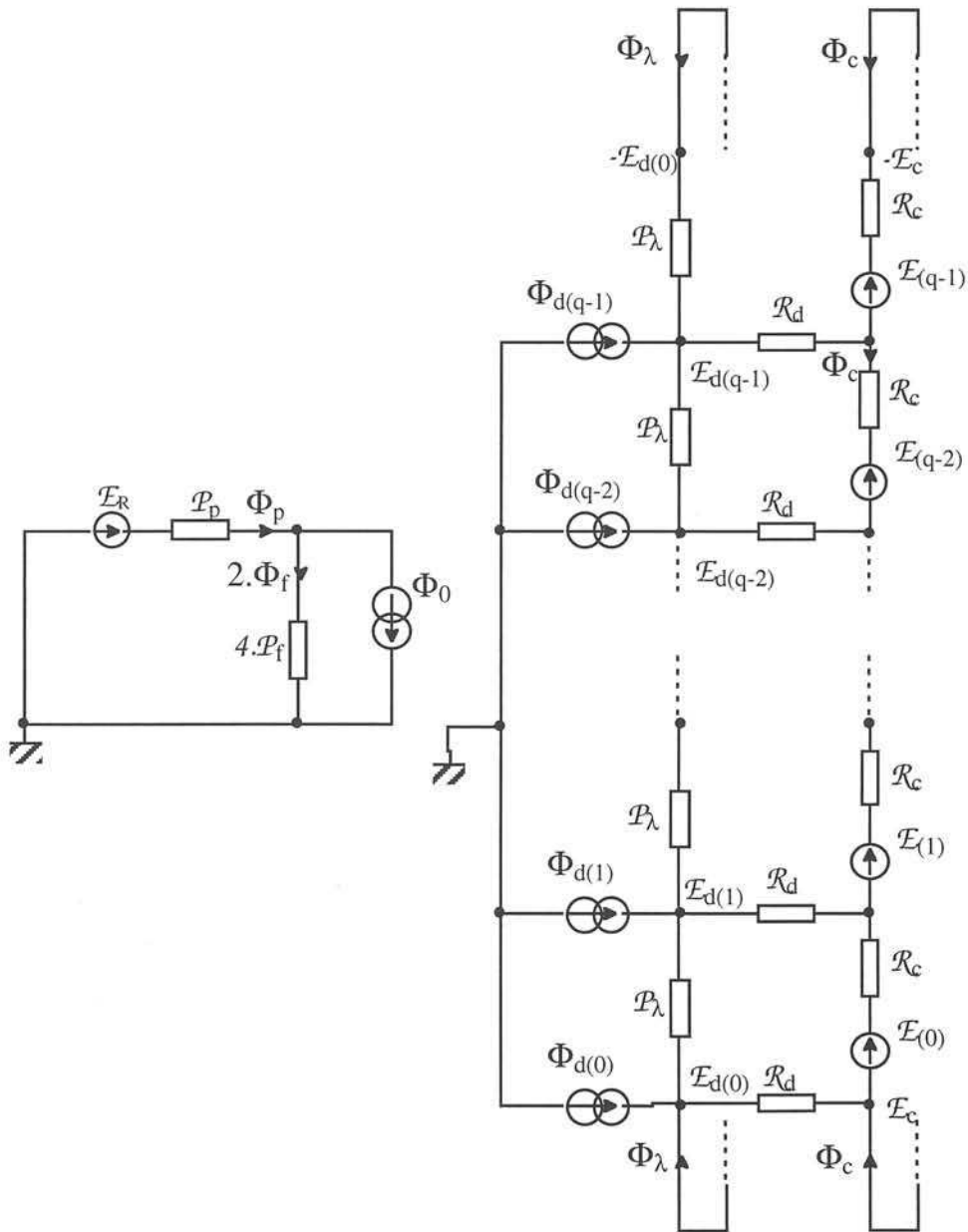


Figure IV-4 : schéma simplifié pour l'étude en charge

II-5 • Calcul des flux du schéma simplifié

L'exploitation du schéma simplifié de la figure IV-4 nécessite de connaître les flux Φ_0 et $\Phi_{d(i)}$, à tout instant, et pour toute position du rotor. Nous allons montrer que le calcul de ces flux se fait simplement à partir des valeurs des potentiels de FMM de chaque côté de l'entrefer. Ce calcul va faire apparaître deux perméances \mathcal{P}_R et \mathcal{P}_S dérivées des répartitions harmoniques de σ_R et σ_S (voir chapitre 2, § III-3).

Flux traversant l'entrefer en direction d'une dent

Ce flux, quel que soit l'instant et la position du rotor (θ_R), provient uniquement des pôles du rotor de type nord ou sud, ainsi :

$$\begin{aligned}\Phi_{d(i)} &= (\mathcal{E}_p - \mathcal{E}_{d(i)}) \cdot \mathcal{P}(\theta_{d(i)} - \theta_R) + (-\mathcal{E}_p - \mathcal{E}_{d(i)}) \cdot \mathcal{P}(\theta_{d(i)} - \theta_R - \pi) \\ &= \mathcal{E}_p \cdot \mathcal{P}_R(\theta_{d(i)} - \theta_R) - \mathcal{E}_{d(i)} \cdot \mathcal{P}_S(\theta_{d(i)} - \theta_R)\end{aligned}$$

A nouveau, les harmoniques pairs ou impairs se combinent différemment, avec :

$$\begin{aligned}\mathcal{P}_S(\theta) &= \frac{\pi \cdot I_u \cdot r_0}{p \cdot q} \cdot \left(\sum_{n=0}^{\infty} 2 \cdot k_{\beta n} \cdot \sigma_n \cdot \cos(n \cdot \theta) \right) && \text{(n pair uniquement)} \\ \mathcal{P}_R(\theta) &= \frac{\pi \cdot I_u \cdot r_0}{p \cdot q} \cdot \left(\sum_{n=1}^{\infty} 2 \cdot k_{\beta n} \cdot \sigma_n \cdot \cos(n \cdot \theta) \right) && \text{(n impair)}\end{aligned}$$

Les fonctions \mathcal{P}_R et \mathcal{P}_S peuvent donc être déduites directement à partir de la géométrie de la machine et de l'essai du chapitre 2 qui donne les valeurs de σ_n . A noter que ces deux fonctions sont paires, tout comme σ_R et σ_S .

Flux sortant d'un pôle du rotor

Le flux Φ_0 , traversant l'entrefer et provenant uniquement d'un type de pôle (nord par exemple), est obtenu à partir de la somme des flux traversant les perméances entre ce pôle et les dents du stator, soit :

$$\Phi_0 = \sum_{i=0}^{2q-1} (\mathcal{E}_p - \mathcal{E}_{d(i)}) \cdot \mathcal{P}(\theta_{d(i)} - \theta_R)$$

Les symétries impaires du stator donnent :

$$\mathcal{E}_{d(i+q)} = -\mathcal{E}_{d(i)} \quad \text{et} \quad \Phi_0 = \mathcal{E}_p \cdot \mathcal{P}_0 - \left(\sum_{i=0}^{q-1} \mathcal{E}_{d(i)} \cdot \mathcal{P}_R(\theta_{d(i)} - \theta_R) \right)$$

II-6 • Utilisation du schéma simplifié

Le modèle présenté en figure IV-4 permet de calculer la répartition des flux dans la machine à tout instant au cours de sa rotation. Le système est simplifié de façon à ne comporter que le minimum d'inconnues correspondant à un pôle unique du rotor et du stator.

Les valeurs des flux entrant dans chaque dent ne sont valables que pour une seule "tranche" de la machine. Si cette dernière possède un circuit magnétique incliné, il faut reproduire le calcul pour plusieurs "tranches" de la machine afin de connaître exactement le niveau de l'induction dans chaque tôle. Si l'on cherche uniquement la valeur moyenne du flux dans les dents de la machine sans se soucier des variations entre tôles, il suffit de rajouter dans les formules de \mathcal{P}_R et \mathcal{P}_S le coefficient d'inclinaison habituel k_{in} .

Pour la suite de ce travail, nous nous sommes intéressés uniquement à la répartition des flux dans une "tranche" de la machine située en son milieu. Ceci nous permet d'obtenir avec une assez bonne précision le comportement des tôles de la machine (et en particulier leur saturation).

Les flux dans le modèle simplifié de la fig. IV-4 se calculent alors directement à partir des valeurs de FMM présentes sur ce schéma, à savoir :

$$\Phi_0 = \mathcal{E}_p \cdot \mathcal{P}_0 - \left(\sum_{i=0}^{q-1} \mathcal{E}_{d(i)} \cdot \mathcal{P}_R(\theta_{d(i)} - \theta_R) \right)$$
$$\Phi_{d(i)} = \mathcal{E}_p \cdot \mathcal{P}_R(\theta_{d(i)} - \theta_R) - \mathcal{E}_{d(i)} \cdot \mathcal{P}_S(\theta_{d(i)} - \theta_R)$$

Il est alors possible de résoudre le système de la fig. IV-4 à partir des lois des noeuds et des mailles.

III) • APPLICATION ET VALIDATION EN REGIME LINEAIRE

III-1 • Résolution analytique

Nous allons vérifier que le flux traversant une dent du stator est calculé correctement par notre modèle analytique. Pour cette comparaison, nous supposons que le rotor n'est pas incliné par rapport au stator. Pour l'instant, la machine est supposée linéaire avec une perméance du circuit magnétique très supérieure à l'air.

Le modèle présenté en fig. IV-4 est alors fortement simplifié :

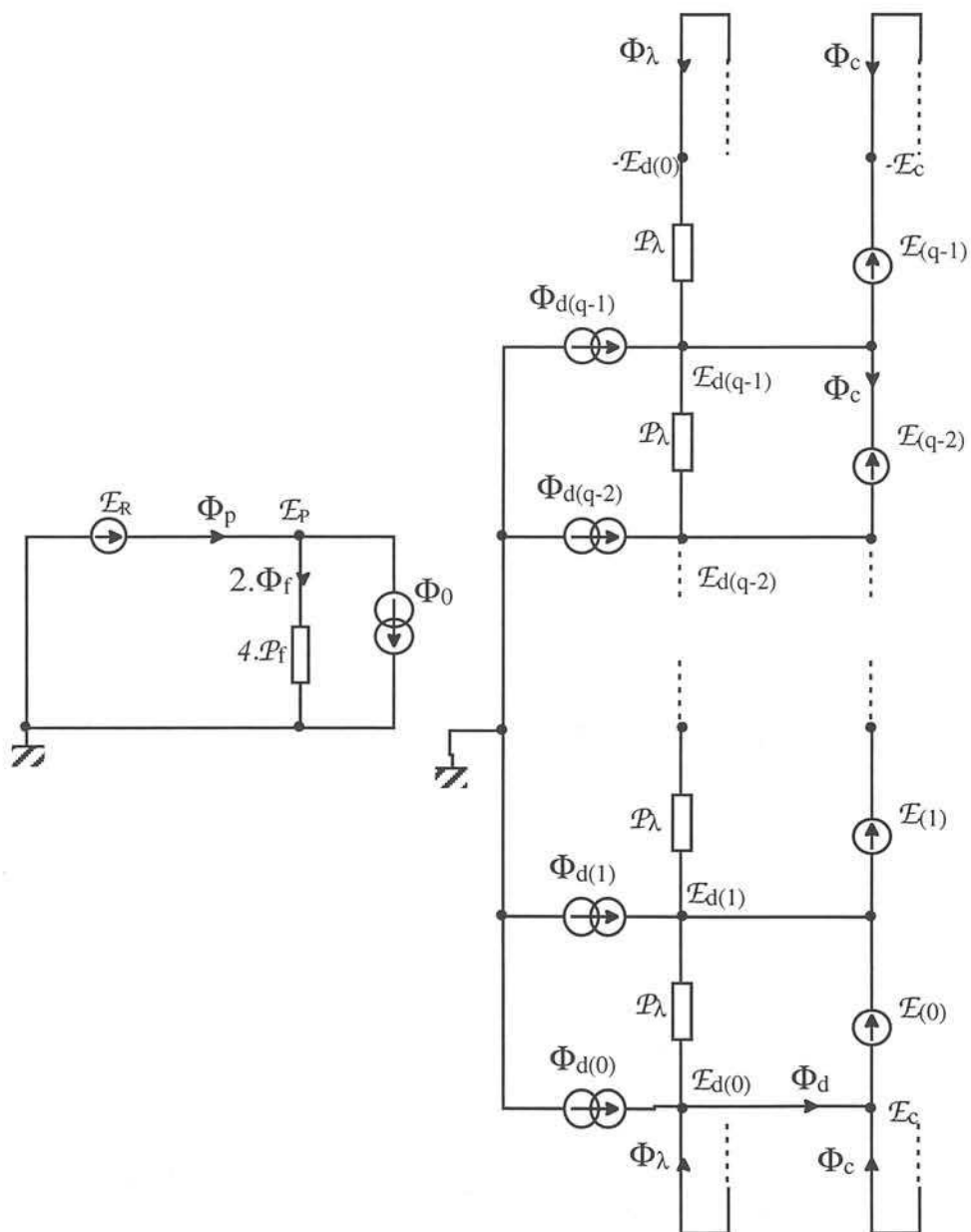


Figure IV-5 : modèle linéaire pour étude en charge

Ainsi :

$$\mathcal{E}_p = \mathcal{E}_R = N_R \cdot i_R \quad \text{et} \quad \mathcal{E}_c = -\frac{1}{2} \cdot \sum_{i=0}^{q-1} \mathcal{E}_{(i)} \quad \text{avec} \quad \mathcal{E}_{(i)} = N \cdot I_{(i)}$$

Le flux $\Phi_{d(0)}$ entrant dans la dent située en $\theta_{d(0)} = 0$ (axe de la phase "a") sera ainsi égal à :

$$\Phi_{d(0)} = \mathcal{E}_R \cdot \mathcal{P}_R(\theta_R) + \frac{1}{2} \cdot \left[\sum_{i=0}^{q-1} \mathcal{E}_{(i)} \right] \cdot \mathcal{P}_S(\theta_R)$$

Note : \mathcal{P}_R et \mathcal{P}_S sont des fonctions paires car les pôles du rotor sont symétriques par rapport à leur axe d.

Le flux Φ_d circulant dans cette dent alors que le rotor se trouve dans une position θ_R quelconque est alors obtenu directement sous forme analytique dès lors que les FMM de la machine sont imposées :

$$\Phi_d = \mathcal{P}_R(\theta_R) \cdot (N_R \cdot i_R) + \mathcal{P}_S(\theta_R) \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot \sum_{i=0}^{q-1} N \cdot I_{(i)} \right] + \mathcal{P}_\lambda \cdot [N \cdot I_{(0)} + N \cdot I_{(q-1)}]$$

Nous allons tour à tour alimenter le rotor, puis le stator, afin de retrouver ces perméances et de vérifier leur évolution en fonction de θ_R . Nous allons comparer nos résultats avec ceux obtenus par un logiciel de calcul par éléments finis, qui effectue une résolution numérique pour chaque position θ_R du rotor.

Afin de montrer et d'expliquer les différents comportements et limites de notre modèle, nous allons utiliser deux descriptions différentes du stator pour les résolutions numériques :

- stator lisse et entrefer corrigé (§ III-2),
- stator réel avec ses encoches (§ III-3).

Le flux Φ_d obtenu pour une dent sur une période électrique complète permet de reconstituer ceux traversant les autres dents : leur évolution sera identique mais avec un décalage temporel correspondant à leur position respective. Les comparaisons suivantes seront toutes faites avec la référence correspondant à la dent placée dans l'axe de la phase "a".

III-2 • Cas du stator lisse

L'entrefer est corrigé par le coefficient de Carter, pour se placer dans les mêmes conditions que le calcul analytique. Ceci nous permet de vérifier que notre modèle évalue correctement le flux traversant l'entrefer en direction d'un pas dentaire du stator, alors que le rotor se déplace.

Le flux calculé numériquement est relevé en surface du stator (côté entrefer) sur la largeur d'un pas dentaire.

Alimentation du rotor

Pour la simulation numérique :

- les pôles du rotor sont alimentés avec un courant i_R constant (0,8 A),
- il n'y a pas de courants au stator.

Le modèle analytique estime le flux Φ_d sur un pas polaire selon l'équation suivante :

$$\Phi_d = \mathcal{P}_R(\theta_R) \cdot (N_R \cdot i_R)$$

L'évolution de ce flux en fonction de θ_R , pour le modèle analytique et lors de la simulation numérique, est présenté en fig. IV-6a. Les deux courbes obtenues sont pratiquement superposées. Ceci est normal puisque l'on se trouve dans une configuration semblable à l'essai ayant servi à construire le modèle avec des courants placés au rotor.

Alimentation du stator

Lors de la simulation numérique :

- les pôles du rotor ne sont pas alimentés,
- le stator est alimenté par des courants triphasés, équilibrés mais figés à l'instant (t) où la phase "a" est au maximum :

$$I = 50 \text{ Aeff}, \text{ et "t" tel que : } \omega \cdot t + \gamma = 0 \text{ soit : } I_a = \sqrt{2} \cdot I \text{ et } I_b = I_c = -\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot I ,$$

- les courants du stator sont placés en surface de celui-ci, côté entrefer, à l'emplacement de l'ouverture d'encoche correspondante. Ces courants sont simulés par une source linéique de longueur $0,4^\circ$ électriques ; donc d'effet négligeable sur la répartition du flux principal de la machine.

Le modèle analytique utilisé est tel que :

- les sources ponctuelles de courant créent un flux de fuite correspondant à la perméance \mathcal{P}_λ , évaluée, pour la configuration présente, à 60 nH (annexe 2) ; la contribution des fuites au flux Φ_d est ainsi de 21 μ Wb selon l'équation :

$$\Phi_{df} = \mathcal{P}_\lambda \cdot N \cdot [I_{(0)} + I_{(q-1)}]$$

- Le flux Φ_d sur le pas dentaire est obtenu analytiquement par :

$$\Phi_d = \Phi_{df} + \mathcal{P}_S(\theta_R) \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot \sum_{i=0}^{q-1} N \cdot I_{(i)} \right]$$

Dans cette expression, seule la perméance $\mathcal{P}_S(\theta_R)$ n'est pas une constante.

Cette fois-ci, la comparaison, du flux " Φ_d " obtenu analytiquement avec celui obtenu numériquement, laisse apparaître une petite différence entre les deux courbes (fig. IV-6b). En effet, le modèle analytique est basé sur un essai où les courants sont au rotor, et ici, on compare les résultats obtenus numériquement avec des courants disposés au stator. L'écart a pour origine le flux de fuite (Φ_{df}) autour des sources de courant. Ce flux est estimé dans l'annexe 2 sans prendre en compte l'effet de la saillance du rotor, introduisant quelques approximations en supposant Φ_{df} indépendant de θ_R (consulter la note du chap. 2, § III-1, "présentation du modèle").

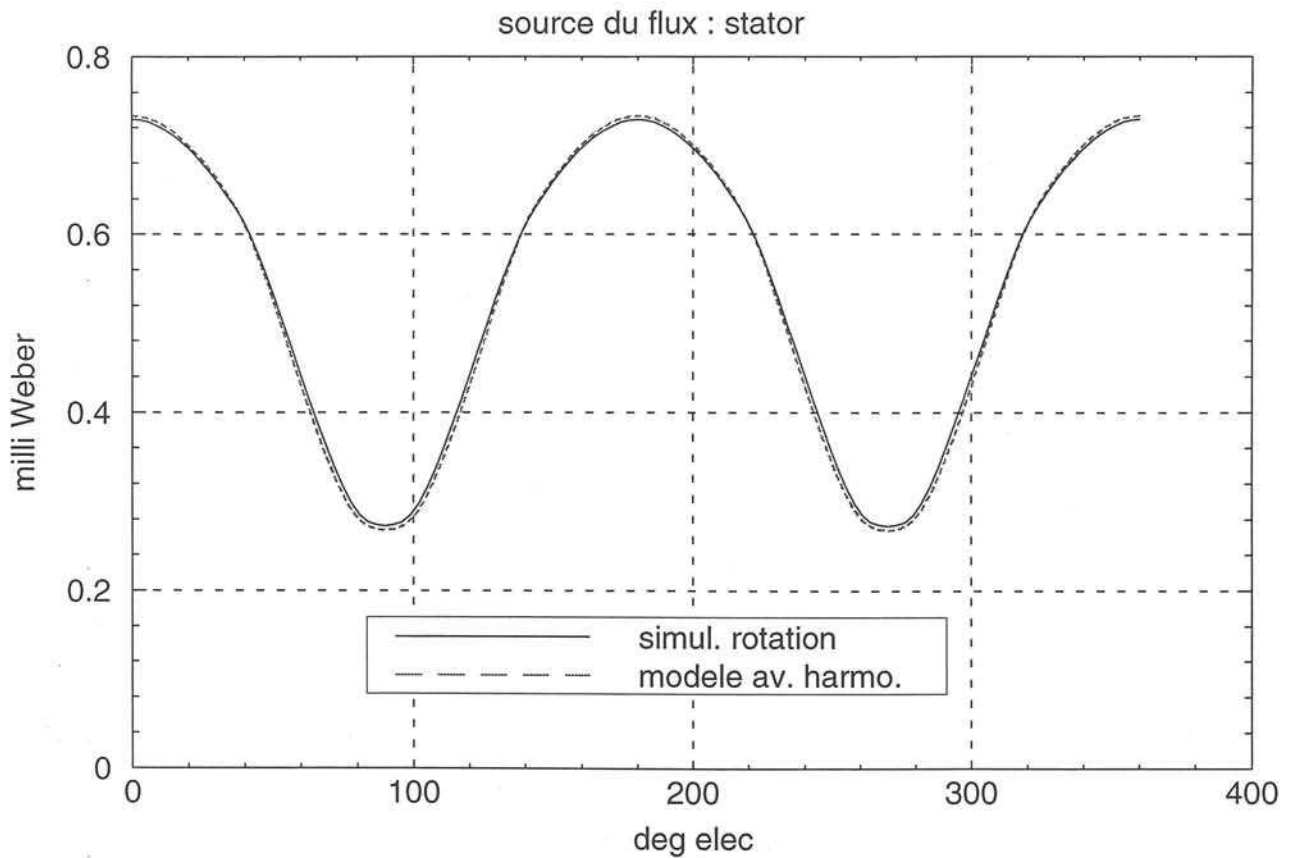
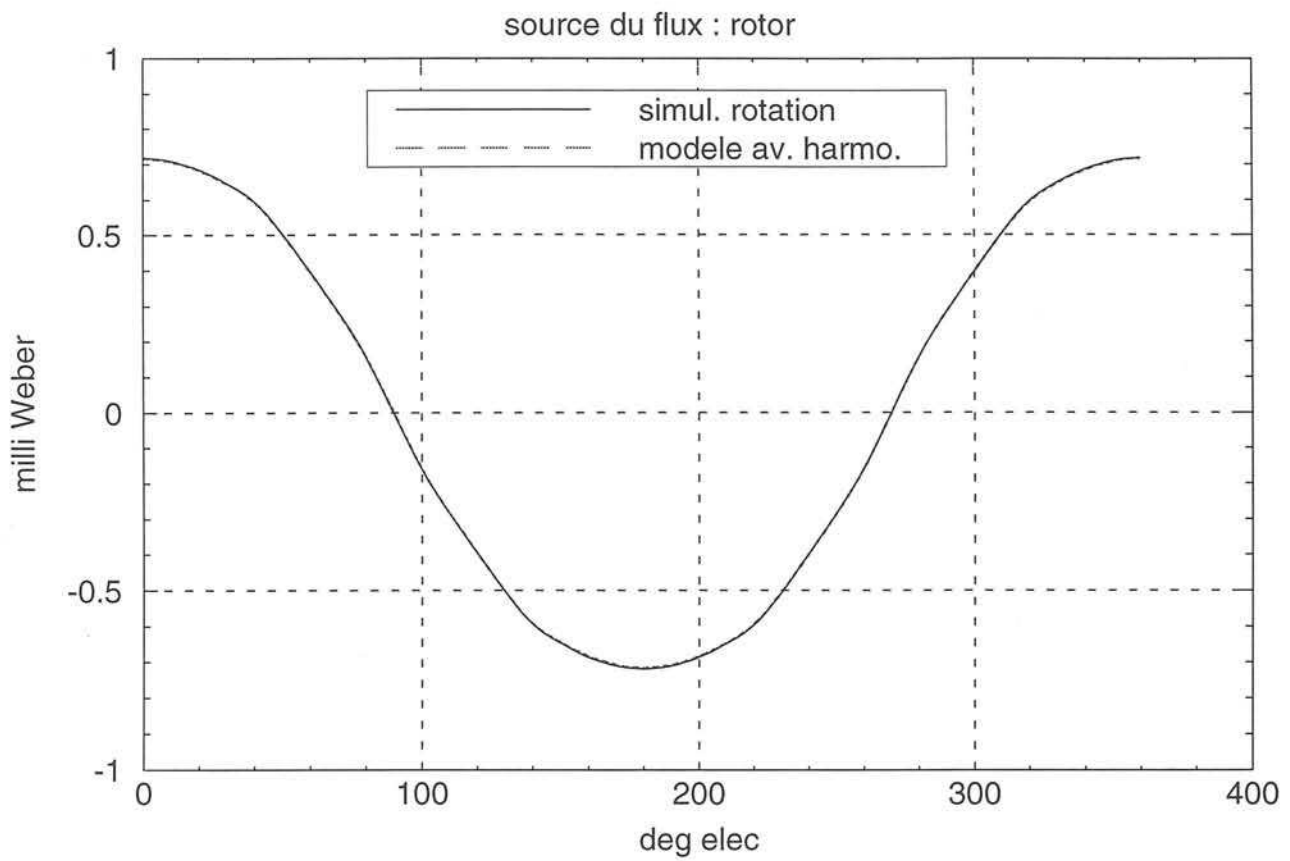


Figure IV-6 : flux sur un pas dentaire, cas du stator lisse
(évolution due à la rotation pour des courants figés, fuites au stator de $21 \mu\text{Wb}$ incluses)

III-3 • Cas du stator réel

Le modèle numérique comporte, cette fois-ci, la géométrie réelle du stator avec ses encoches. Le flux d'une dent Φ_d est relevé entre les centres des deux encoches attenantes. Il comporte donc à nouveau la majorité du flux de fuite dû à la perméance \mathcal{P}_λ calculée à proximité des becs d'encoches.

Alimentation du rotor

On compare encore le flux obtenu numériquement avec I_R égal à 0,8 A , et celui déterminé analytiquement :

$$\Phi_d = \mathcal{P}_R(\theta_R) \cdot (N_R \cdot i_R)$$

A nouveau, on retrouve une très bonne corrélation entre les courbes quelle que soit la position (θ_R) du rotor (fig. IV-7a).

Alimentation du stator

Les courants sont les mêmes que précédemment (§ III-2). Il sont supposés uniformément répartis dans les encoches du stator. Le flux de fuite, estimé au niveau des becs d'encoches, est cette fois-ci égal à 26 μWb (cf. annexe 2). A nouveau, cette estimation ne tient pas compte de l'effet de la position du rotor. Cependant, l'essai précédent avec un stator lisse a montré que l'écart dû à ce phénomène reste faible.

Cette fois-ci, les courbes obtenues (fig. IV-7b) montrent une bonne détermination selon l'axe d mais une plus grande variation selon l'axe q du rotor. Ce phénomène ne peut pas être expliqué par des variations aussi grandes sur les flux de fuite. Ce phénomène est, plus vraisemblablement, dû au coefficient de Carter utilisé pour corriger l'entrefer lors de l'essai permettant de déterminer les harmoniques σ_n .

En effet, le coefficient de Carter a été déterminé selon l'axe d et non selon l'axe q. Ce choix est justifié par un moindre impact sur les valeurs globales de flux dans la machine, car le flux principal (à vide) est orienté selon l'axe d. On peut aussi noter que cet écart s'atténue dès lors que la machine possède des ouvertures d'encoches plus petites. Ceci montre bien la difficulté de définir un coefficient de Carter approprié pour l'axe q. La machine donnée en exemple ici est cependant un cas extrême, avec une seule encoche par pôle et par phase.

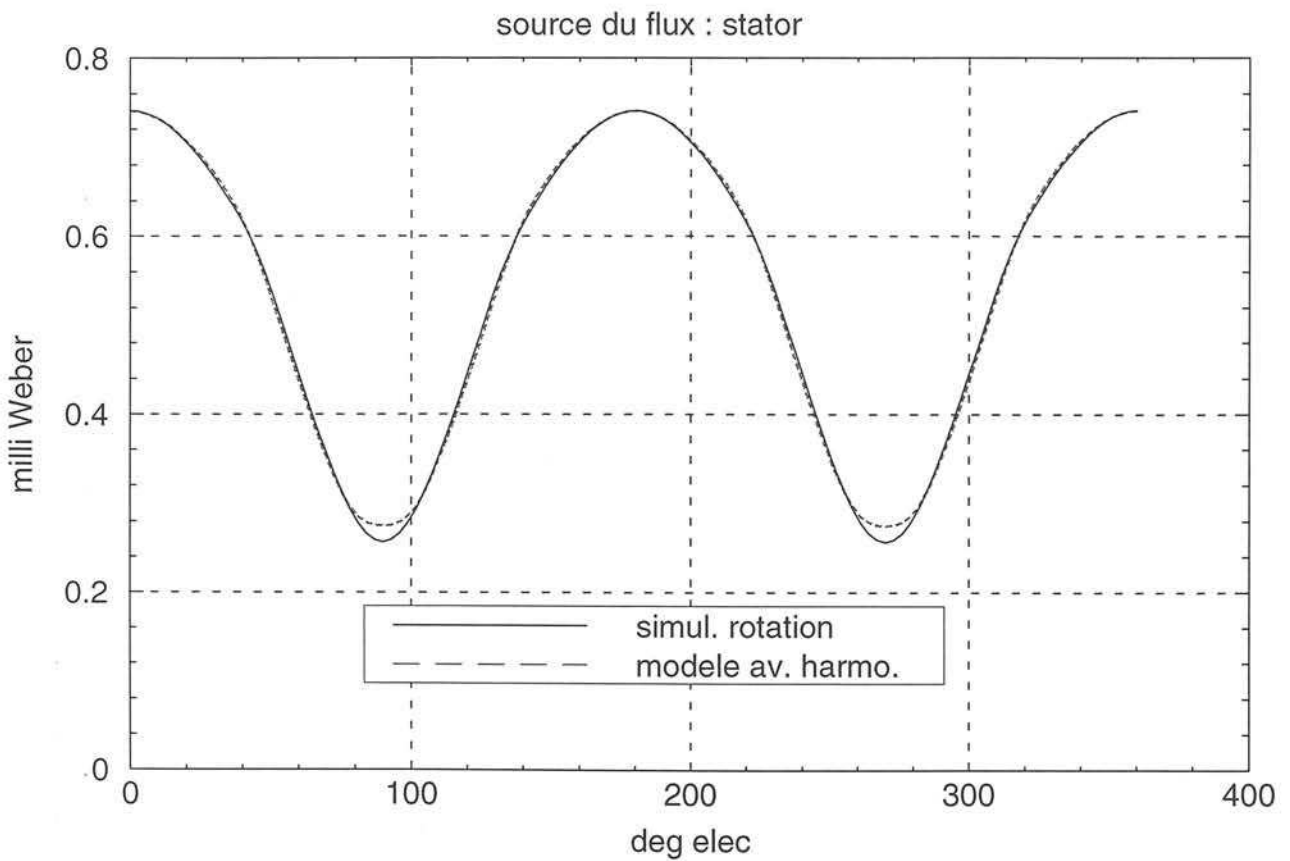
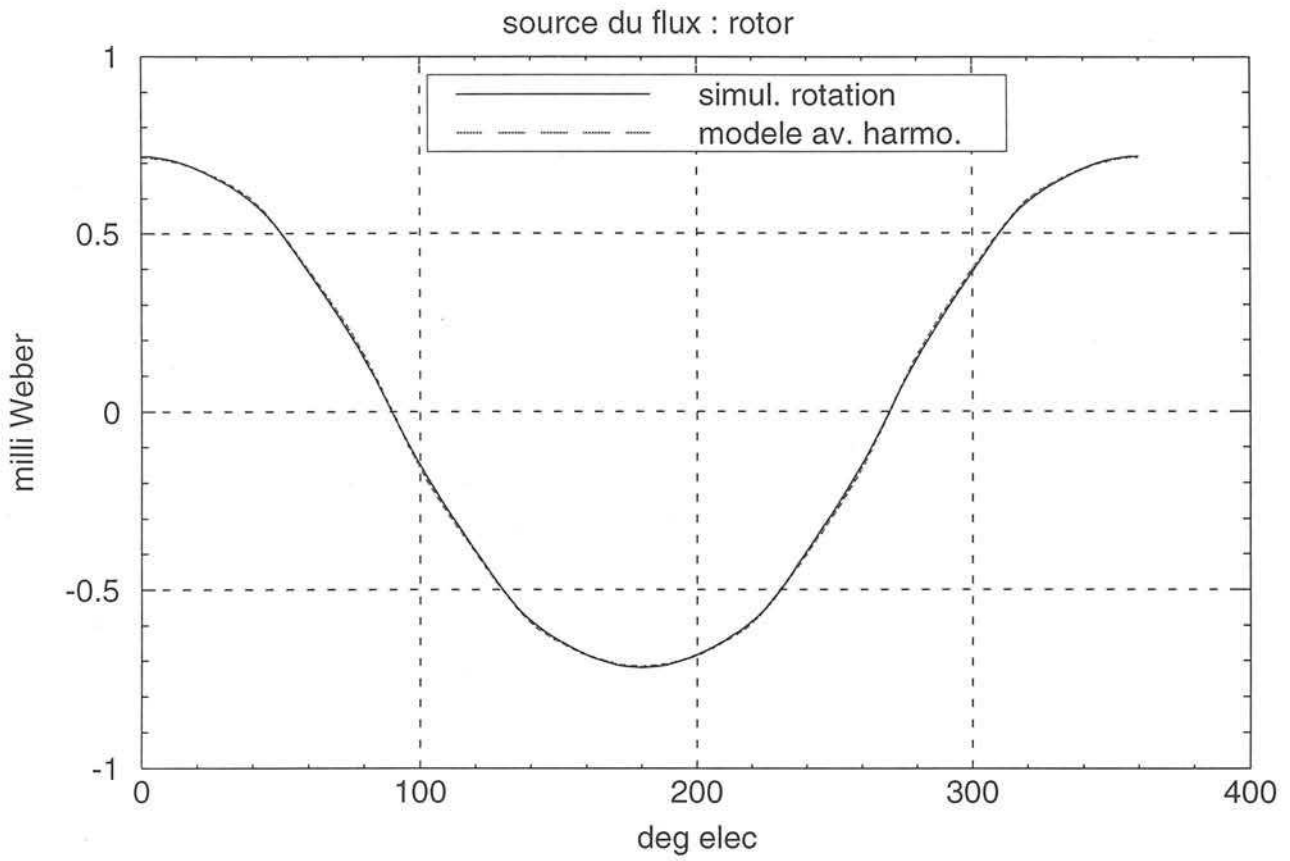


Figure IV-7 : flux dans une dent, cas du stator réel
 (évolution due à la rotation pour des courants figés, fuites au stator de $26 \mu\text{Wb}$ incluses)

III-4 • Conclusion

Nous avons maintenant montré que notre modèle permet d'obtenir les flux dans les dents de la machine, quels que soient les courants (rotor ou stator). L'entrefer variable est donc correctement modélisé pour obtenir les flux dans la machine en charge.

Cependant, deux phénomènes ont été mis en évidence :

- les flux de fuite au niveau des encoches du stator dépendent de la position du rotor et nécessiteraient une étude analytique plus détaillée,
- le coefficient de Carter calculé selon l'axe "d" induit une petite surestimation des flux selon l'axe "q" ; cet effet serait moins prononcé sur une machine possédant un plus grand nombre d'encoches par pôle (rappel : cas étudié $q=3$).

Les effets indésirables n'étant pas trop importants, nous avons choisi de garder notre modèle tel quel, sans le compliquer davantage. Nous devons maintenant vérifier si notre modèle reste correct lorsque la non-linéarité des tôles magnétiques est prise en compte.

10) • EXTENSION AUX REGIMES SATURES

IV-1 • Principe

Le comportement magnétique des tôles est pris en compte à l'aide de la caractéristique de première aimantation. Cette courbe $B(H)$ est donnée par le fabricant.

Le modèle du stator élaboré précédemment convient parfaitement à la modélisation en non linéaire. Le découpage prend en compte des zones sur lesquelles l'induction peut être considérée homogène et colinéaire. Contrairement aux calculs précédents (cas linéaire), nous avons négligé les perméances de fuite des encoches, dans le cas non linéaire. Les effets de cette simplification seront analysés à la fin du chapitre.

Par contre, le modèle du rotor n'est pas suffisamment élaboré pour le cas non-linéaire car, jusqu'ici, le potentiel de FMM en surface du pôle (\mathcal{E}_p) a toujours été considéré uniforme. Au contraire, lors du fonctionnement en charge de la machine, la RMI du stator est susceptible de répartir différemment la distribution des FMM résultantes dans l'entrefer. La surface d'un même pôle du rotor peut ainsi présenter des zones soumises à un fort niveau d'induction (d'où la possible saturation) alors que d'autres zones seront, à l'inverse, peu sollicitées. Chaque pôle du rotor doit donc être décomposé en zones représentatives des différents trajets que peut suivre le flux principal. Le potentiel de FMM en surface du pôle (\mathcal{E}_p) n'est donc plus considéré homogène et sera déterminé, pour chaque zone, en fonction de la saturation.

IV-2 • Adaptation du modèle

Le découpage interne des pôles

En fonctionnement à couple maximum, la RMI créée par le stator est déphasée spatialement de $\pi/2$ électriques par rapport à l'induction créée par le rotor. Il en résulte un état de saturation dissymétrique des cornes polaires qui nous oblige à les distinguer. Nous avons ainsi divisé les pôles du rotor en trois zones, à savoir : le centre, correspondant au prolongement direct du noyau du pôle et les cornes polaires correspondant aux deux extrémités ceinturant le bobinage.

Bien sûr, le découpage du pôle est arbitraire et difficile à justifier précisément. Un plus grand nombre de zones améliorerait certainement les résultats mais nous avons préféré ne pas compliquer inutilement notre propos. Le choix de la largeur des zones doit respecter l'hypothèse de quasi-uniformité de l'induction sur chaque zone. Nous avons donc délimité les cornes polaires de façon à faire apparaître la ligne de champ moyenne de la zone fortement contrainte (forte courbure des lignes entre le noyau et la corne).

Evidemment, ces découpages ne modifient en rien le comportement du modèle en régime linéaire. Par contre, les zones délimitées sur la tête du pôle se trouvent placées en parallèle (du point de vue magnétique). Les sections et longueurs de ces zones doivent être ajustées de façon à ce que, à perméabilité identique, le potentiel magnétique en surface des pôles soit le même sur toutes les zones (pour un essai à vide).

Le découpage que nous proposons est représenté en fig. IV-8. Le respect de la symétrie du pôle permet de limiter les caractérisations de l'entrefer que nous devons exécuter pour chaque zone.

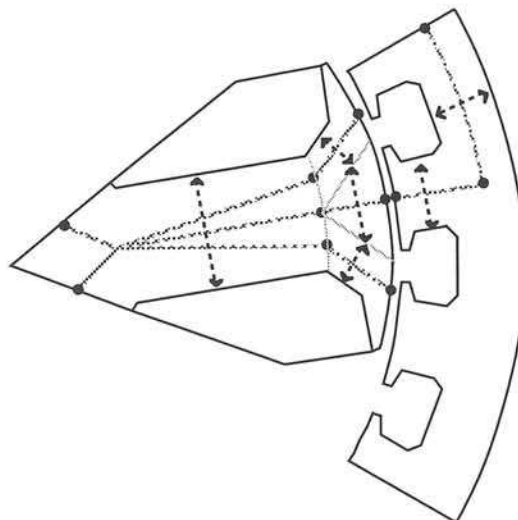


Figure IV-8 : définition des éléments du modèle à constantes réparties

Les essais de caractérisation

Le principe de cette caractérisation correspond à celui présenté au chapitre 2, mais devra être répété pour chaque zone. Par contre, il n'est plus possible d'utiliser les enroulements d'excitation pour imposer une valeur de FMM (\mathcal{E}_u) sur une zone déterminée du pôle. A cet effet, nous utilisons des sources de courant dites "ponctuelles", placées à chaque extrémité de la zone testée (fig. IV-9).

Lors des essais, on relève pour chaque zone "x" portée à " \mathcal{E}_u ", la distribution de l'induction " $B_{ux}(\theta)$ " créée dans l'entrefer. La fig. IV-9 présente l'essai permettant d'obtenir la distribution $B_{u1}(\theta)$ correspondant à la zone "1" du pôle du rotor (1 corne). La distribution $B_{u3}(\theta)$ de l'autre corne ne nécessite pas d'essai à proprement parlé et est obtenue par symétrie soit : $B_{u3}(\theta) = B_{u1}(-\theta)$. Un deuxième essai est, par contre, effectué pour la zone "milieu" du pôle et permet d'obtenir $B_{u2}(\theta)$.

Il est maintenant possible de développer un modèle pour les régimes saturés et qui prend en compte le comportement particulier des cornes polaires.

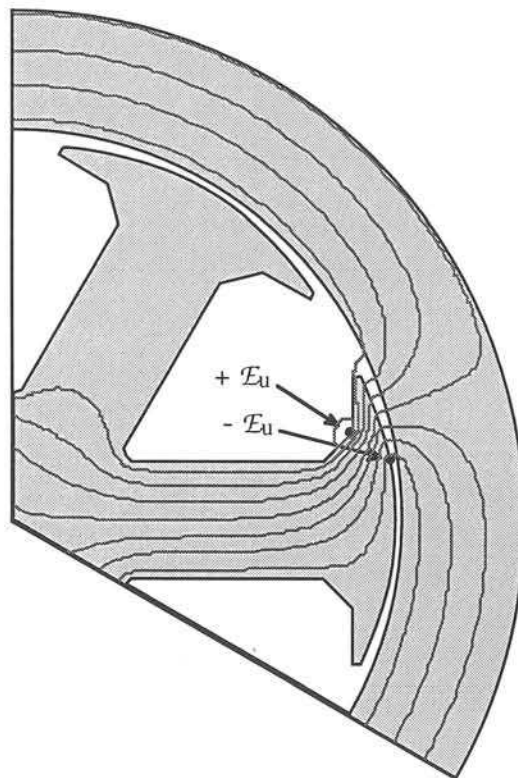


Figure IV-9 : caractérisation d'une corne polaire à l'aide de sources ponctuelles

IV-3 • Adaptation du modèle d'entrefer variable

Le modèle pour étude en saturé

Ce modèle s'inspire de celui présenté en fig. IV-2, en incluant la division de la surface des pôles du rotor en plusieurs zones.

Les perméances de l'entrefer sont définies entre chaque zone du rotor et chaque dent du stator. Afin de simplifier la représentation, nous n'avons représenté que le strict nécessaire aux développements qui vont suivre, soit :

- deux pôles consécutifs au rotor (chaque pôle est divisé en m zones),
- un seul pôle au stator (n dents par pôle).

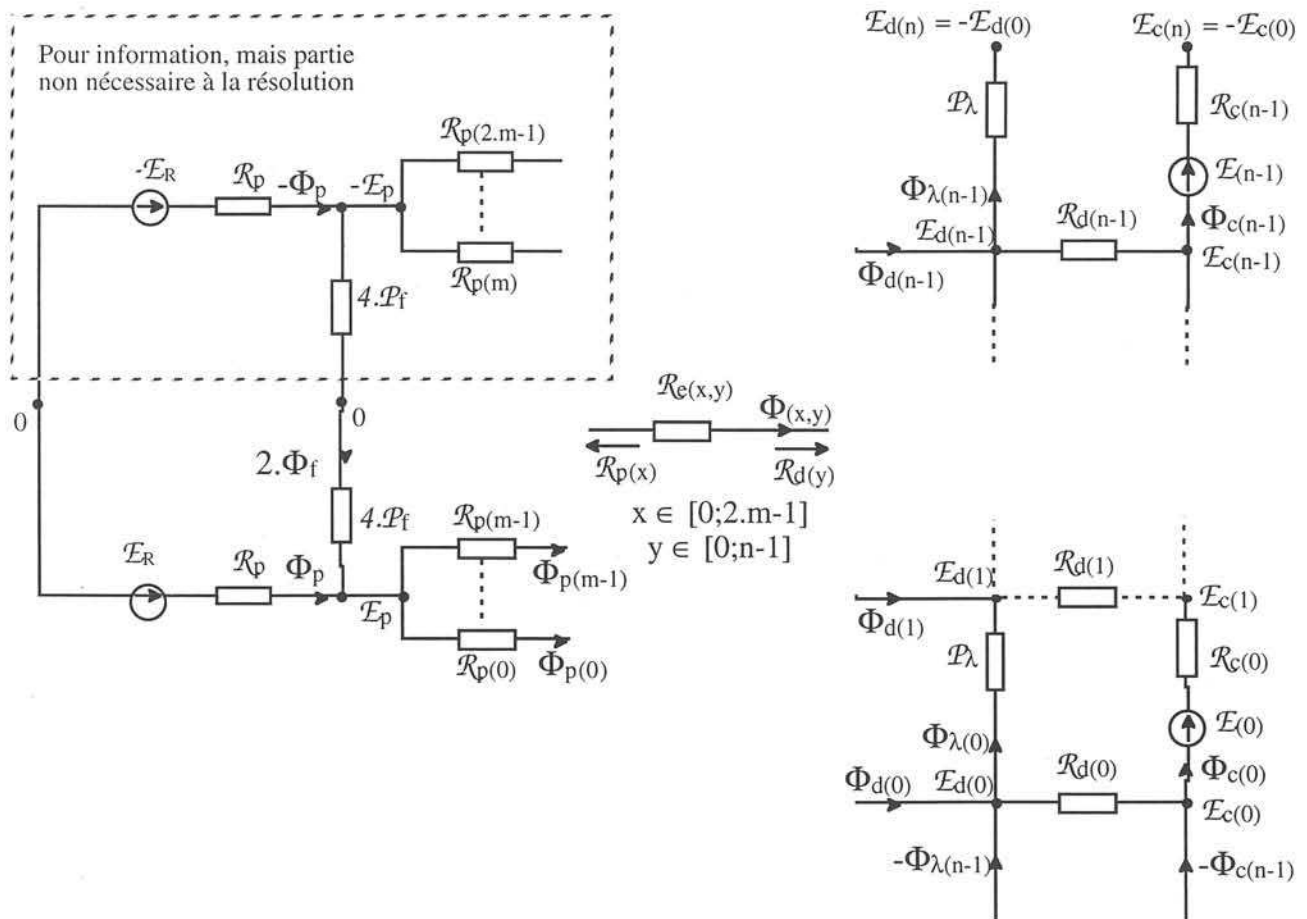


Figure IV-10 : modèle pour étude des régimes saturés

Ce modèle contient ainsi les réluctances de zones ferromagnétiques ($\mathcal{R}_p, \mathcal{R}_{px}, \mathcal{R}_{dy}, \mathcal{R}_{sy}$) qui peuvent être affectées par la saturation. Les perméances de fuite ($\mathcal{P}_f, \mathcal{P}_\lambda$) sont supposées linéaires car elles sont extérieures au circuit magnétique. Les réluctances d'entrefer " $\mathcal{R}_{ex,y}$ " sont aussi linéaires mais dépendent de la position angulaire du rotor.

Les symétries et propriétés de $\mathcal{R}_{ex,y}$ vont permettre la résolution complète du système avec, pour seules inconnues, les flux dans un pôle complet de la machine. La présence d'un deuxième pôle du rotor sur le modèle ci-dessus est à titre explicatif mais ne sera bien entendu pas résolu puisque symétrique de l'autre pôle.

Les liaisons rotor-stator n'ont pas été représentées par souci de clarté. A noter tout de même la présence de $(2.m).(n)$ réluctances d'entrefer nécessaires à la résolution complète du système. C'est le nombre minimum car la perméance $\mathcal{P}(\theta)$ est définie sur une période électrique complète.

Le système au complet se décrit sur une paire de pôles de la machine et permet de recenser toutes les liaisons (rotor-stator). Les simplifications par symétrie seront ensuite exposées.

Chaque zone "x" d'un pôle du rotor est liée à chaque dent "y" du stator (0 à 2.n) par l'intermédiaire d'une réluctance d'entrefer $\mathcal{R}_{exy}(\theta_{dy}-\theta_R)$. Cette réluctance est obtenue, pour une zone "x" et quel que soit "y", à partir d'un seul essai statique où la zone concernée est portée à un potentiel connu de FMM.

Le flux Φ_{px} , traversant la zone "x" du pôle rotor, est constitué de la somme des flux provenant du stator soit :

$$\Phi_{px} = \sum_{y=0}^{2.n-1} \Phi_{x,y}$$

De même les flux traversant l'entrefer au niveau d'une dent "y" du stator, sont :

$$\Phi_{dy} = \sum_{x=0}^{2.m-1} \Phi_{x,y}$$

Propriétés de la réluctance d'entrefer

Les écritures précédentes sont développées sur une paire de pôles complète, alors que les symétries naturelles entre deux pôles consécutifs mènent à des simplifications.

Les simplifications liées aux paires de pôles sur une période électrique de 2π sont :

$$\begin{aligned} \Phi_{px} &= \Phi_{p(x+2.m)} & \Phi_{dy} &= \Phi_{d(y+2.n)} \\ \Phi_{x,y} &= \Phi_{(x+2.m),(y+2.n)} & \mathcal{R}_{ex,y} &= \mathcal{R}_{e(x+2.m),(y+2.n)} \end{aligned}$$

Les symétries inverses à l'intérieur même d'une paire de pôles donnent d'autre part :

$$\Phi_{px} = - \Phi_{p(x+m)} \quad \Phi_{dy} = - \Phi_{d(y+n)} \quad \Phi_{x,y} = - \Phi_{(x+m),(y+n)}$$

$$\mathcal{R}_{ex,y} = \mathcal{R}_{e(x+m),(y+n)} \quad (\text{la réluctance est une fonction paire})$$

Ces relations combinées entre elles permettent d'écrire :

$$\Phi_{(x+m),y} = - \Phi_{x,(y+n)} \quad \mathcal{R}_{e(x+m),y} = \mathcal{R}_{ex,(y+n)}$$

Ces deux dernières propriétés caractérisent la symétrie inverse entre, d'une part, un pôle nord du rotor avec un pôle sud du stator et, d'autre part, un pôle sud du rotor avec un pôle nord du stator.

Le modèle peut ainsi être résolu à partir des valeurs décrites sur un seul pôle de la machine (rotor + stator) avec des flux et des réluctances d'entrefer au nombre de $(2.m).n$. Les conditions de liaisons entre rotor et stator sont alors :

$$\Phi_{px} = \sum_{y=0}^{n-1} (\Phi_{x,y} - \Phi_{(x+m),y}) \quad \text{avec } x \in [0;m-1]$$

$$\Phi_{dy} = \sum_{x=0}^{m-1} (\Phi_{x,y} + \Phi_{(x+m),y}) \quad \text{avec } y \in [0;n-1]$$

$\Phi_{x,y}$ et $\mathcal{R}_{ex,y}$ sont, eux, définis pour $x \in [0;2.m-1]$ et $y \in [0;n-1]$

IV-4 • Valeurs des réluctances

Cas du circuit magnétique

Chaque zone du circuit magnétique de la machine est modélisée selon le principe développé au chap. 2, § IV-1, pour la perméance interne du pôle. Cette fois-ci, nous travaillons avec les réluctances ; sur une zone de largeur d , traversée par un flux Φ dont la longueur de la ligne de champ moyenne est l_g , on peut écrire le potentiel de FMM \mathcal{E} :

$$\mathcal{E} = \mathcal{R} \Phi \quad \text{avec} \quad \mathcal{R} = \frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot \frac{l_g}{l_u \cdot d \cdot k_f}$$

Lors de la première itération sur le modèle, toutes les valeurs de flux sont initialisées à zéro et les valeurs de μ_r déduites de la courbe d'aimantation des tôles :

$$B = \frac{\Phi}{l_u \cdot d \cdot k_f} \quad \text{et} \quad \mu_r = \frac{B}{\mu_0 \cdot H}$$

La courbe d'aimantation utilisée par notre modèle est la même que celle du logiciel "éléments finis" qui nous sert de comparaison. Cette courbe représentée en fig. 11, ci-dessous est obtenue à partir des données fournies par le fabricant (courbe de 1^{ère} aimantation).

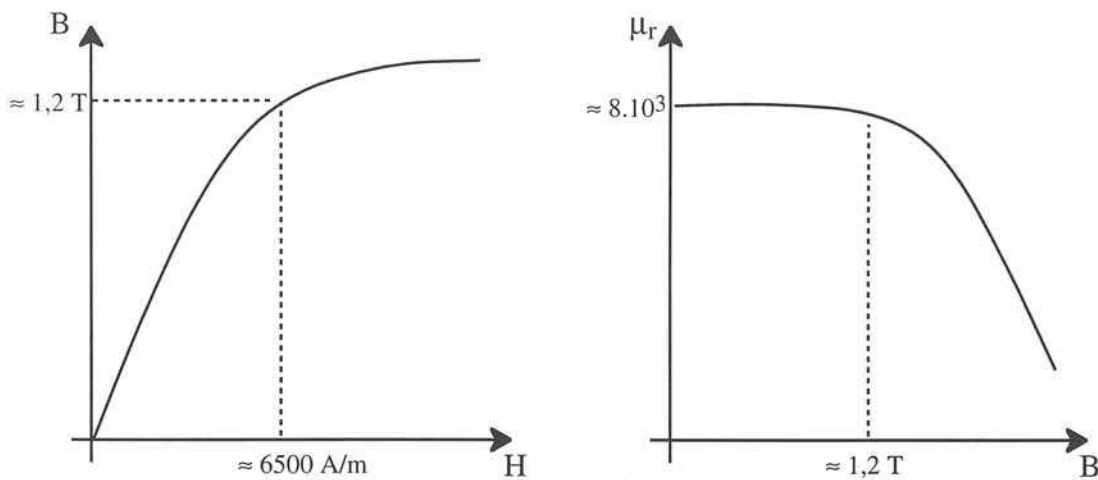


Figure IV-11 : courbe d'aimantation et perméabilité relative des tôles

Cas de l'entrefer variable

La réluctance $\mathcal{R}_{ex,y}$ entre une zone "x" du rotor et une dent "y" du stator est obtenue comme indiqué dans ce chapitre au § II-3. Le calcul est effectué pour chaque zone "x" du rotor à partir des relevés d'induction $B_{ux}(\theta-\theta_R)$ provenant des essais de caractérisation en statique.

Les harmoniques σ_n n'apparaissent plus car, en régime saturé, il n'est plus possible d'étudier chaque harmonique séparément. La formulation est adaptée à une dent "y" de position angulaire " θ_d " par rapport à l'axe de référence (fig. IV-3) :

$$\frac{1}{\mathcal{R}_{ex,y}(\theta_d-\theta_R)} = \int_{\theta_d-\beta/2}^{\theta_d+\beta/2} \frac{B_{ux}(\theta-\theta_R)}{\mathcal{E}_u} \cdot \frac{d\theta}{p} \cdot l_u \cdot r_0$$

Les valeurs des réluctances $\mathcal{R}_{ex,y}$ sont donc identiques quelle que soit la dent "y", excepté un décalage d'origine égal à θ_d . Les valeurs $\mathcal{R}_{ex,y}(\theta_x)$ peuvent être tabulées et la valeur particulière pour une dent au cours de la rotation est obtenue par lecture de cette table avec $\theta_x = \theta_d - \theta_R$. A titre d'information, nous avons tabulé les valeurs de $\mathcal{R}_{ex,y}$ sur 360° électriques avec un pas de 1° électrique.

IV-5 • Résolution

Nous disposons maintenant d'un modèle dont les valeurs numériques des réluctances ont toutes été estimées. Dès lors que les courants d'alimentation de la machine sont connus, il est possible de retrouver les valeurs de flux dans chaque réluctance.

Pour cette opération, on peut utiliser un logiciel résolvant les circuits électriques en utilisant les analogies entre phénomènes magnétiques et électriques (chap. 2, § II-2, "calcul analytique"). En effet, pour chaque position du rotor, les sources de FMM, les valeurs des réluctances d'entrefer et la topologie du réseau sont connues. Seules les réluctances correspondant à des portions de circuit magnétique nécessitent un calcul itératif, du fait de leur comportement non linéaire.

Dans notre cas, nous avons choisi de résoudre le système sous forme matricielle à l'aide du logiciel "MatrixX". Les lois des noeuds et des mailles du modèle à résoudre se décrivent aisément sous forme matricielle d'autant mieux que la structure du stator est répétitive. Ce logiciel permet aussi la résolution du modèle par itération afin de reconstituer les phénomènes de saturation.

L'organigramme de résolution (fig. IV-12) fait apparaître deux boucles imbriquées pour couvrir à la fois la rotation du rotor et aussi assurer la convergence pour chaque pas (boucle intérieure).

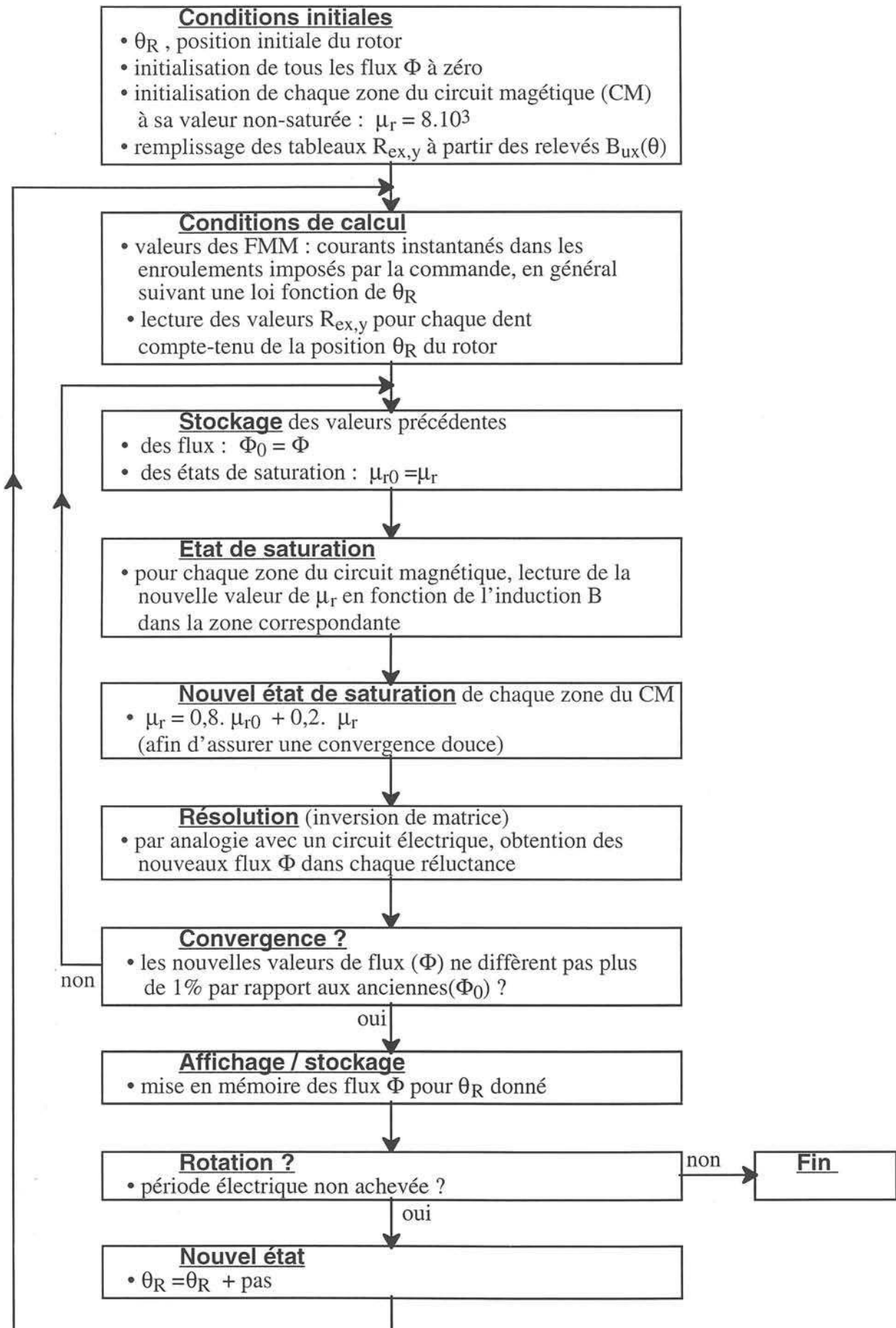


Figure IV-12 : organigramme de résolution

Exemples caractéristiques

Nous avons choisi de présenter les valeurs d'induction obtenues en présence de courants localisés, soit au rotor, soit au stator. L'induction la plus exemplaire est celle que l'on obtient, lors de la rotation de la machine, dans une dent placée dans l'axe de référence (milieu de la phase "a").

Nous avons sélectionné trois cas d'alimentation de la machine pour lesquels les comportements sont fortement différents :

- excitation par le rotor (machine à vide : $I=0$, $I_R=4A$),
- essai suivant l'axe direct (machine sans excitation : $I_R=0$, $I_d=300 A_{eff}$),
- essai suivant l'axe en quadrature (machine sans excitation : $I_R=0$, $I_q=300 A_{eff}$).

Pour chacun de ces cas, nous allons comparer les résultats de notre méthode de calcul, à partir de l'évolution de l'induction dans une dent en fonction de θ_R (position du rotor). Les courbes seront donc les suivantes :

- relevé obtenu par simulation en rotation avec éléments finis (calculs longs avec inversion de matrices d'ordre ≈ 6000) et prise en compte de la saturation,
- valeurs obtenues à l'aide du modèle nodal à constantes localisées et résolution de la saturation par analogie avec un circuit électrique (inversion de matrices d'ordre ≈ 20),
- valeurs obtenues analytiquement en négligeant la réluctance du circuit magnétique (§ III du présent chapitre) ; ces calculs sont effectués à partir des décompositions harmoniques de la perméance.

A noter que la simulation par EF comporte la géométrie exacte de la machine et, par conséquent, les fuites d'encoches. Par contre, nous n'avons pas inclus ces fuites dans les résultats donnés par nos deux modèles ("nodal non linéaire" ou "harmonique linéaire"). En effet, leur estimation est difficile en fonction, de la position du rotor, et du niveau de saturation des becs d'encoches.

Sur chaque figure, nous avons représenté une 4^{ème} courbe correspondant au supplément d'induction dans la dent étudiée. Ce supplément provient des fuites d'encoches et est estimé à partir du potentiel de FMM en surface des dents statoriques :

$$\Phi_{df} = \mathcal{P}\lambda \cdot [(\mathcal{E}_{d1} - \mathcal{E}_{d0}) - (\mathcal{E}_{d0} + \mathcal{E}_{d(q-1)})] \quad (\text{se reporter à la fig. IV-2})$$

On peut remarquer que ces fuites correspondent fortement à l'écart entre la résolution EF et le modèle non linéaire. On retrouve tout de même une petite surévaluation du flux, selon l'axe q et lors de l'essai réactif, comme le laissait présager le § III-3 "Cas du stator réel".

Induction moyenne dans la dent = FluxTotal/SurfaceDent

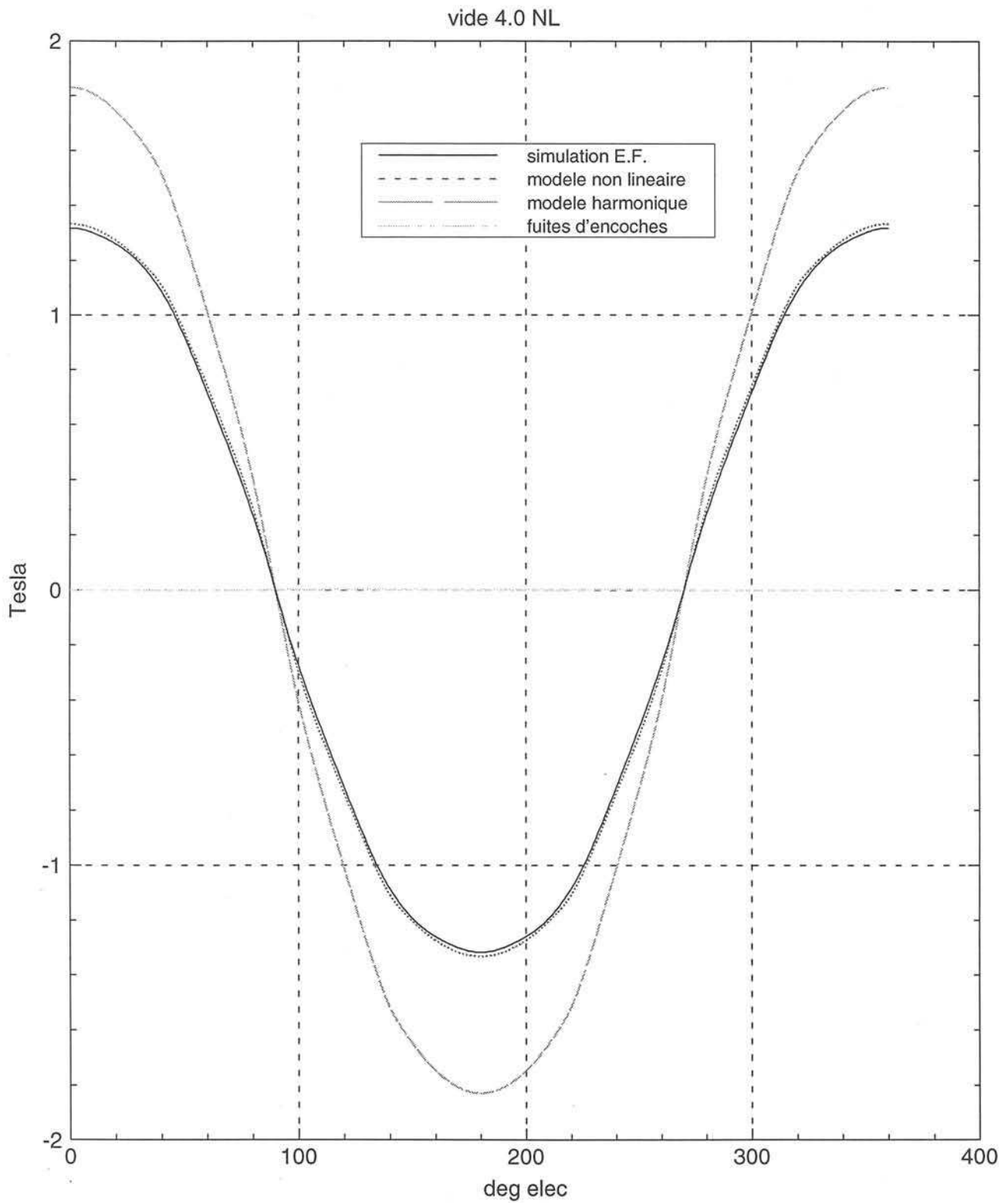


Figure IV-13 : essai à vide

Induction moyenne dans la dent = FluxTotal/SurfaceDent

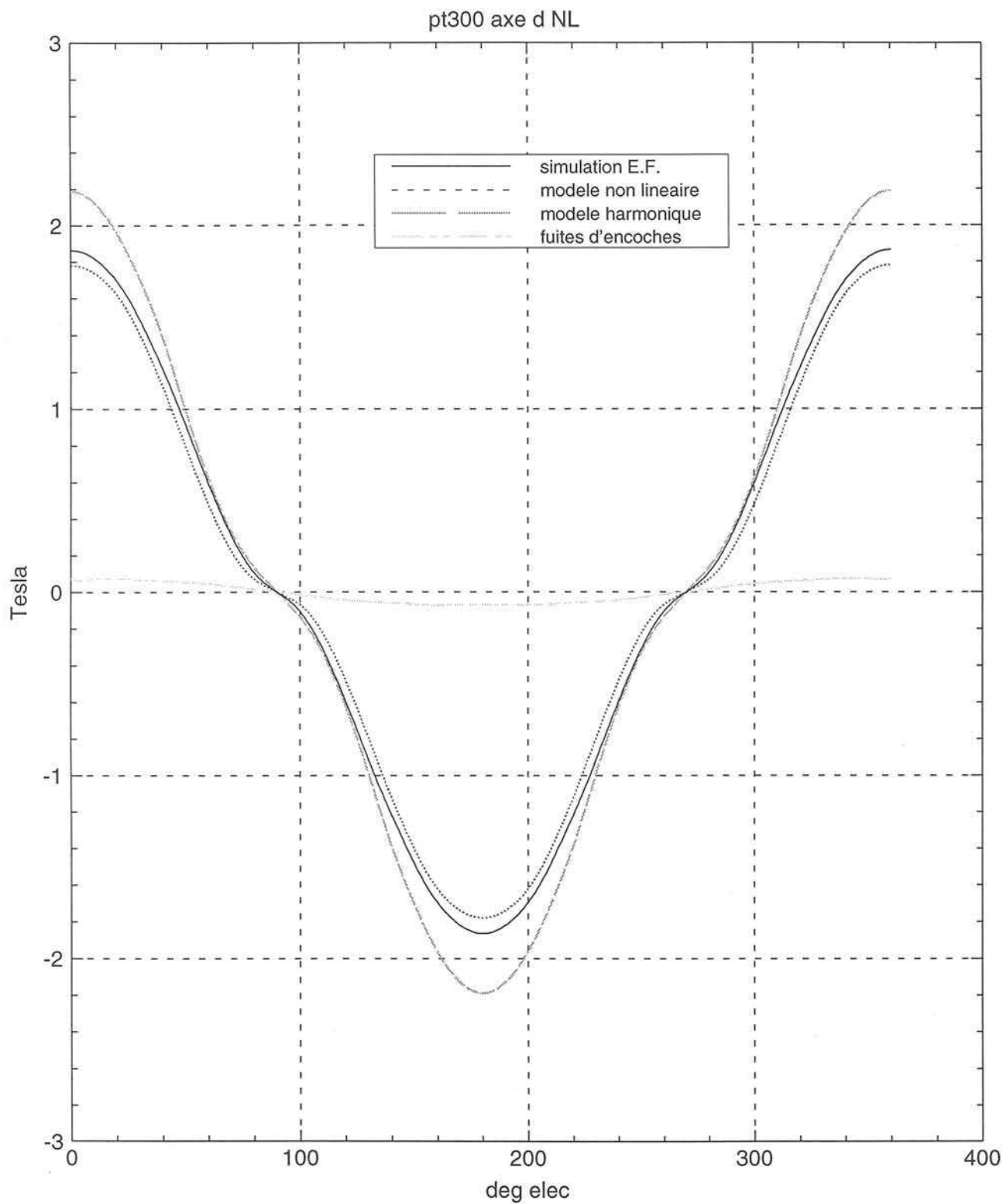


Figure IV-14 : essai dans l'axe direct

Induction moyenne dans la dent = FluxTotal/SurfaceDent

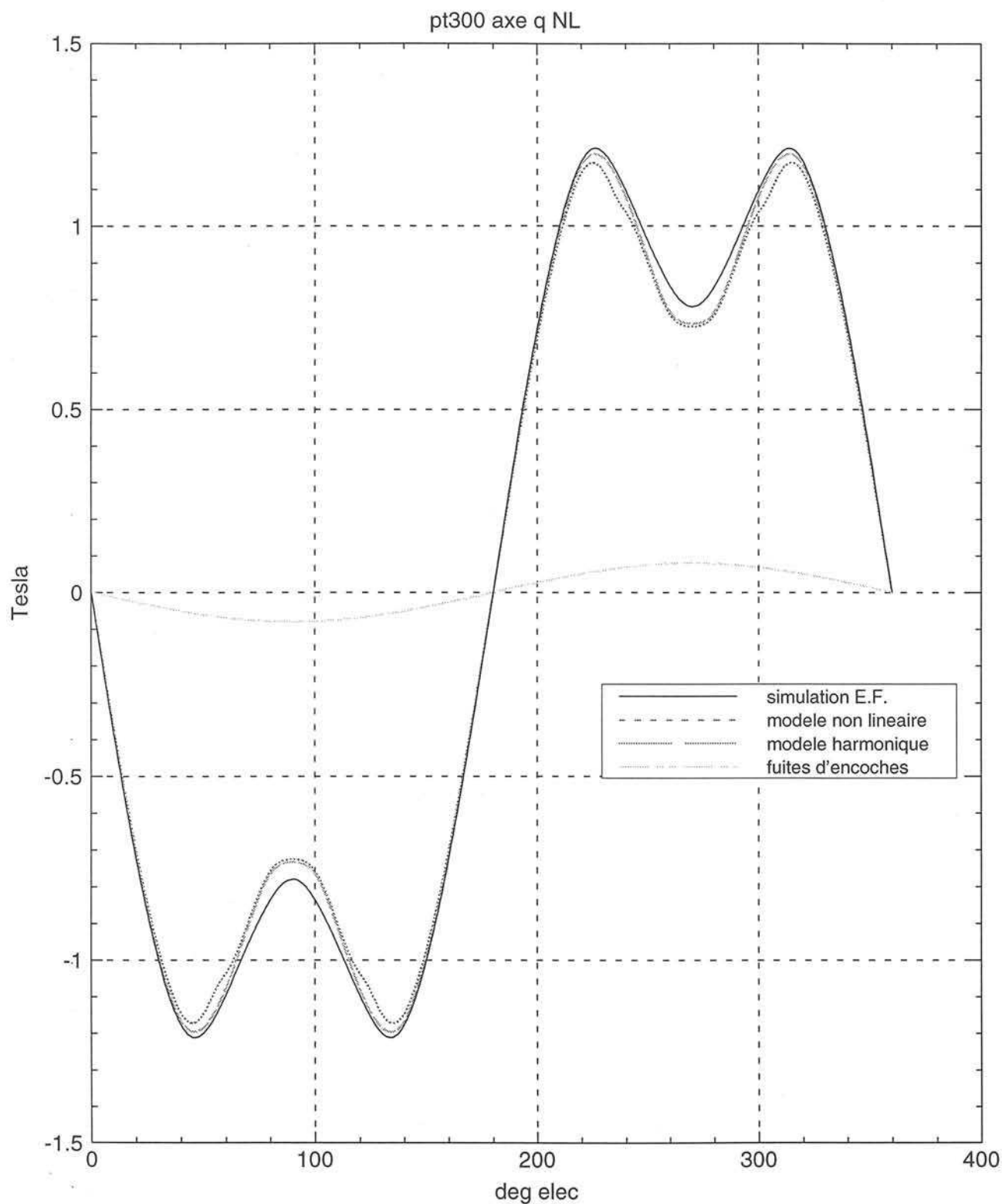


Figure IV-15 : essai en quadrature

Résultats en charge

Deux points de fonctionnement représentatifs ont été sélectionnés, à savoir le fonctionnement au point de base (point de dimensionnement de la machine : couple et puissance maximums) et le fonctionnement en survitesse (régime "défluxé" à vitesse et puissance maximales).

On retrouve trois courbes correspondant pour l'une à la résolution EF, pour les deux autres aux modèles non-linéaire ou linéaire (harmonique). A nouveau, le flux de fuite des encoches adjacentes à la dent étudiée est représenté le long de l'abscisse.

On peut noter que les résultats obtenus permettent de retrouver l'évolution du flux dans une dent au cours de la rotation de la machine et avec une précision honorable. L'écart entre les simulations en rotation par éléments finis et notre modèle ne dépasse pas 0,1 T et surtout, les valeurs maximales crêtes de l'induction sont obtenues avec une précision bien supérieure (écart inférieur à 1%).

A noter que le flux de fuite (estimé) dans les encoches attenantes à la dent permet d'expliquer en grande partie les écarts entre les calculs par EF (supposés corrects) et le modèle non linéaire. Nous n'avons pas inclus ces fuites dans les courbes proposées, afin de montrer leur importance et surtout parce que notre méthode d'estimation de la perméance de fuite d'encoches (\mathcal{P}_λ) ne nous satisfait pas pleinement. Cette perméance est en effet supposée indépendante de la position du rotor et aussi de l'état de saturation des dents et becs d'encoches, alors que ces facteurs interviennent sur les fuites.

Induction moyenne dans la dent = FluxTotal/SurfaceDent

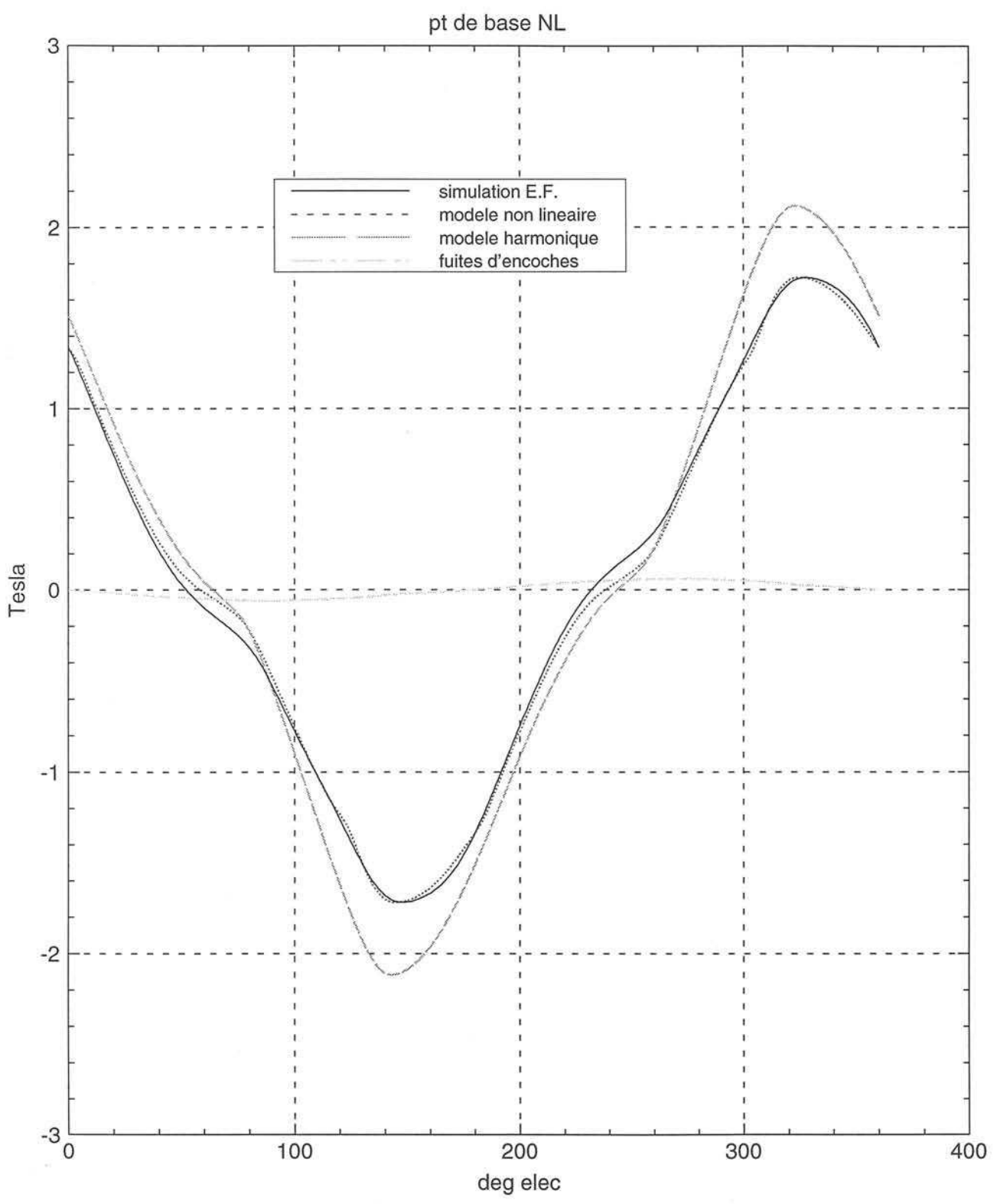


Figure IV-16 : induction dans la dent au point de base

Induction moyenne dans la dent = FluxTotal/SurfaceDent

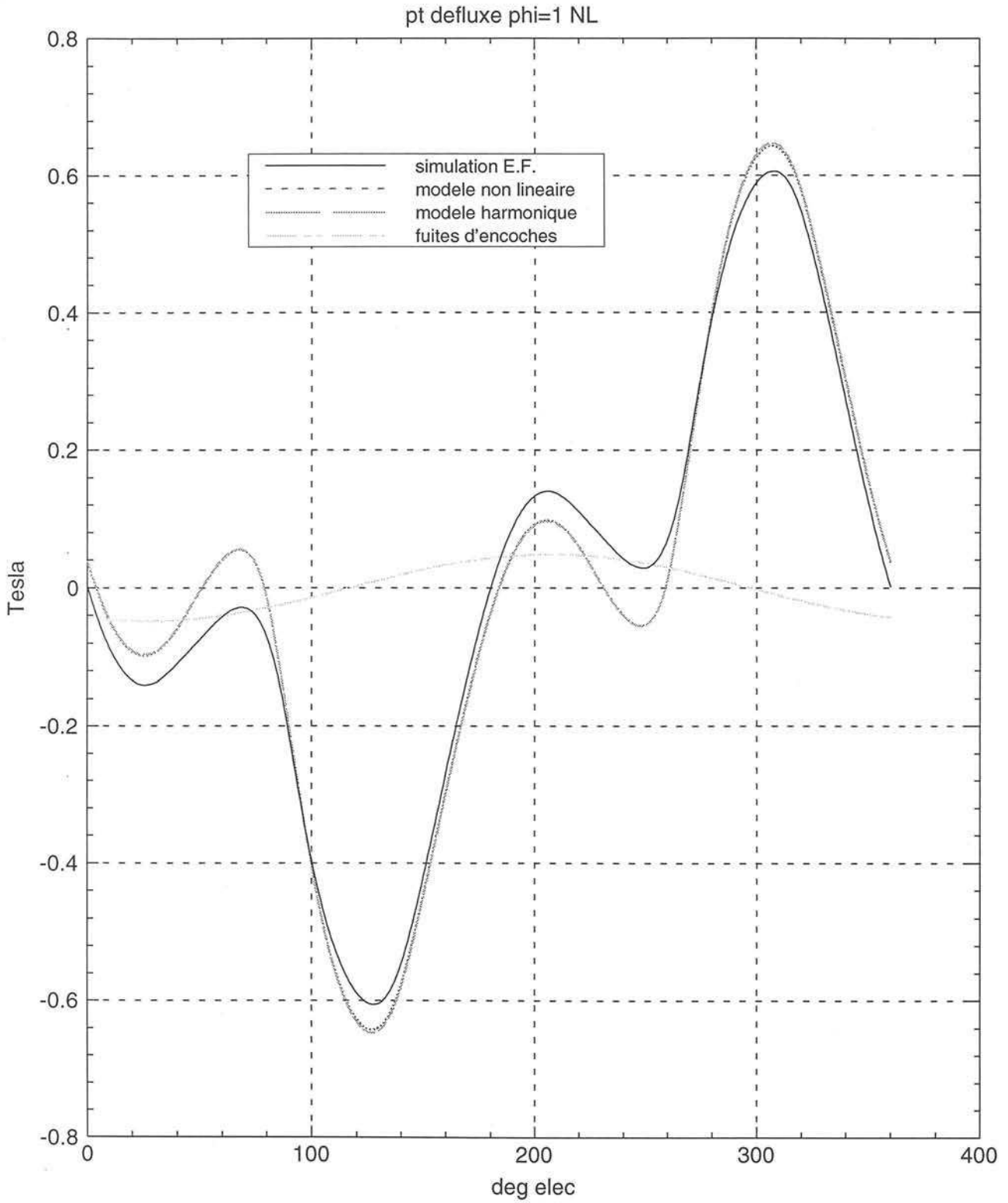


Figure IV-17 : induction dans la dent au point de survitesse

Calcul des tensions instantanées

Finalement, la connaissance du flux instantané (en charge) dans les dents statoriques permet de reconstituer le flux embrassé par les enroulements des phases. La FEM instantanée (tension induite) est alors obtenue par dérivation :

$$\Phi_A = p \cdot \left(\sum_{i \in \text{phase A}}^{i \leq q} N \cdot \Phi_{d(i)} \right) \quad \text{et} \quad v_a = \frac{\partial \Phi_A}{\partial t}$$

Les figures IV-18 et IV-19 présentent les FEM instantanées obtenues au point de base et en régime défluxé, avec des encoches inclinées par rapport au rotor d'un pas dentaire (lissage du couple). Pour ces deux points de fonctionnement, il est tracé à chaque fois les tensions simples et composées aux bornes de la machine (couplage étoile). En régime défluxé, on peut remarquer le fort contenu harmonique dû à la RMI dont la distribution spatiale n'est pas sinusoïdale.

La figure IV-20 récapitule les valeurs efficaces du fondamental de la FEM à vide. Le phénomène de saturation induit un écart entre le modèle linéaire et le non linéaire, pour des valeurs du courant d'excitation supérieures à 2 A . On peut noter que le modèle non linéaire permet d'estimer la FEM avec un écart inférieur à 2 % et quel que soit le niveau de saturation.

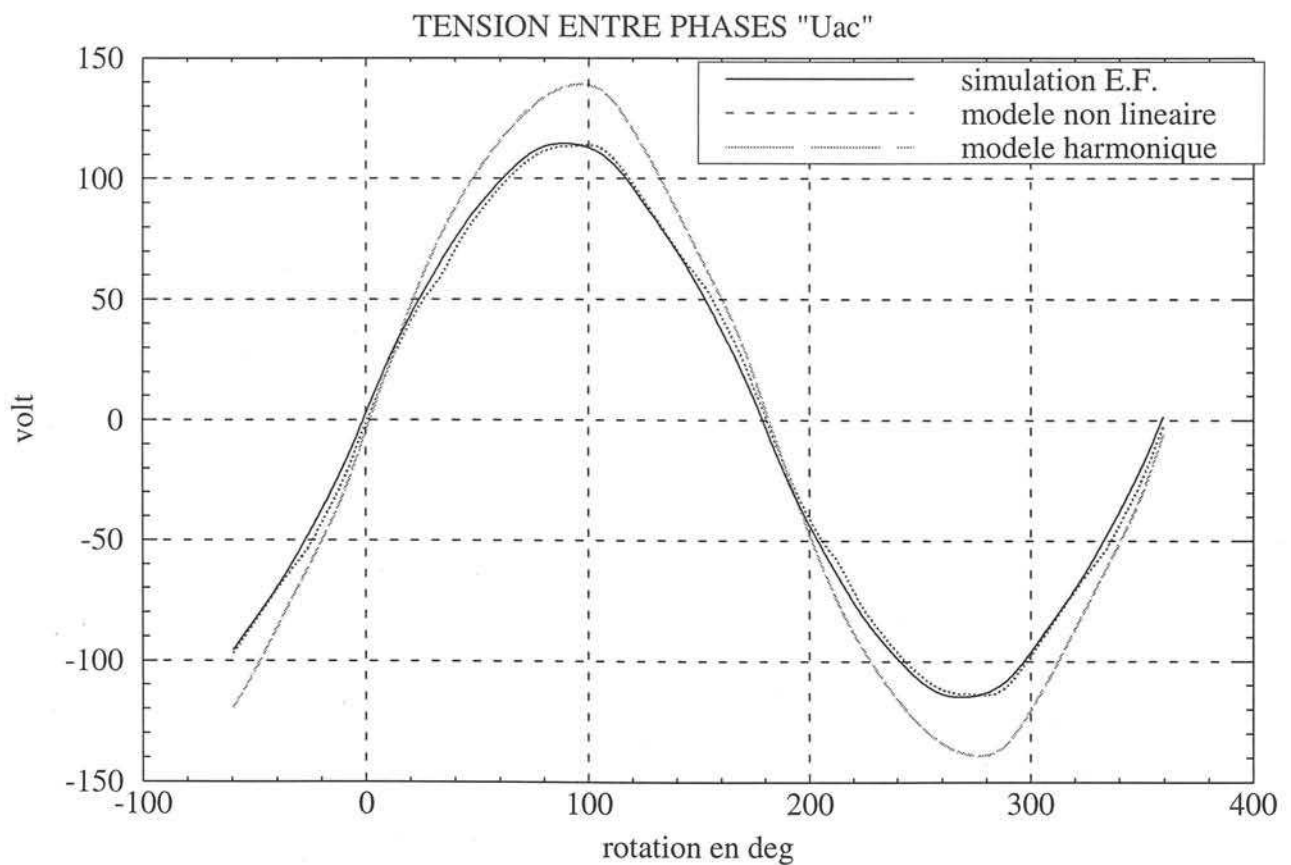
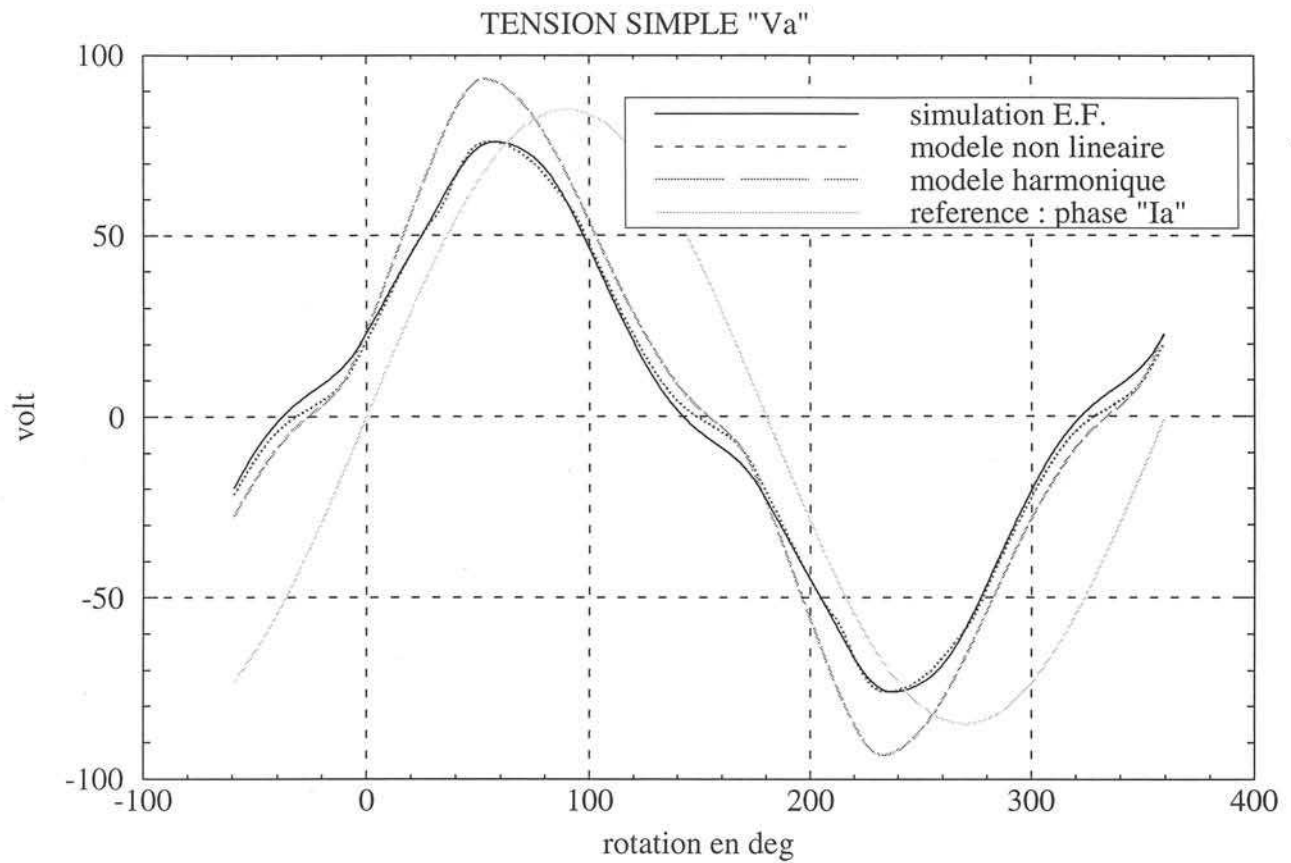


Figure IV-18 : tensions induites au point de base (encoches inclinées d'un pas dentaire)

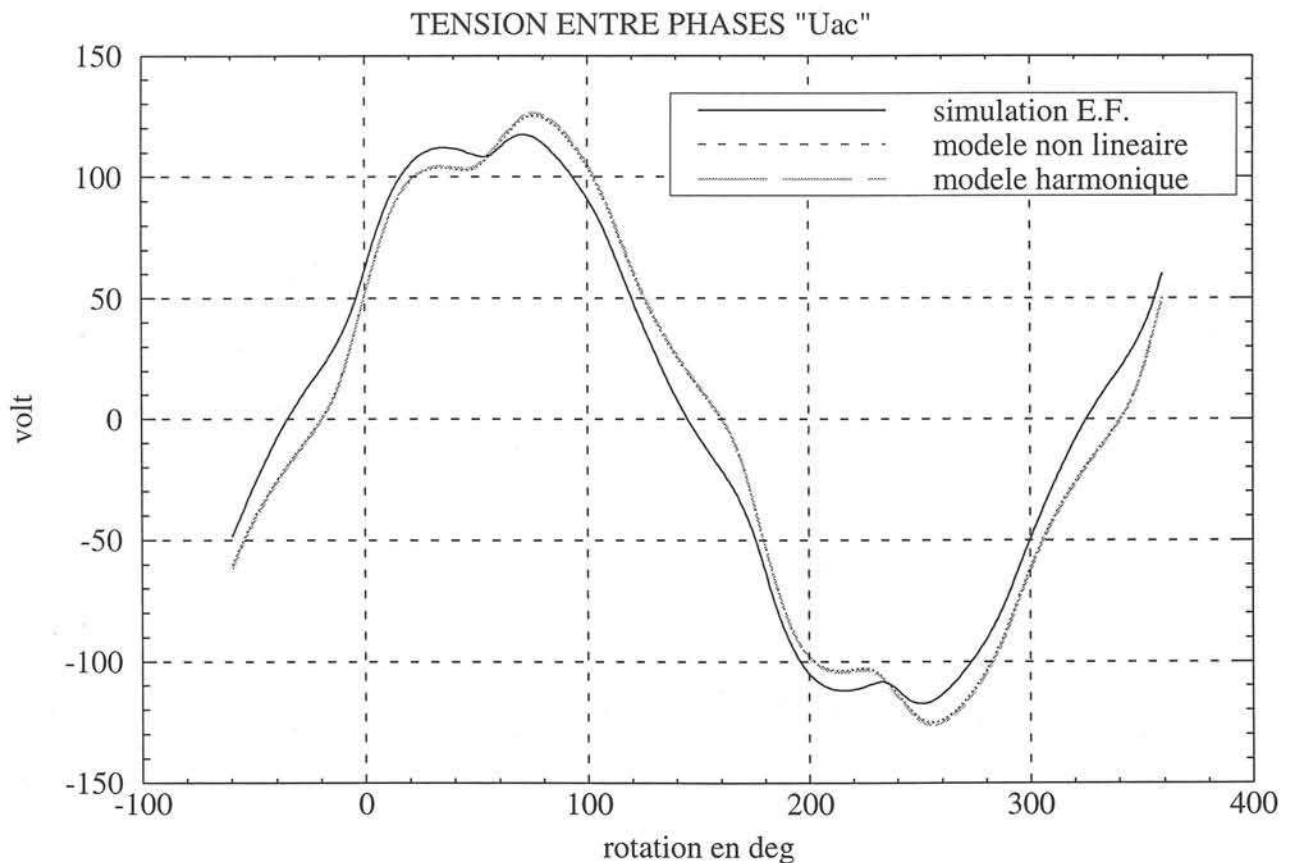
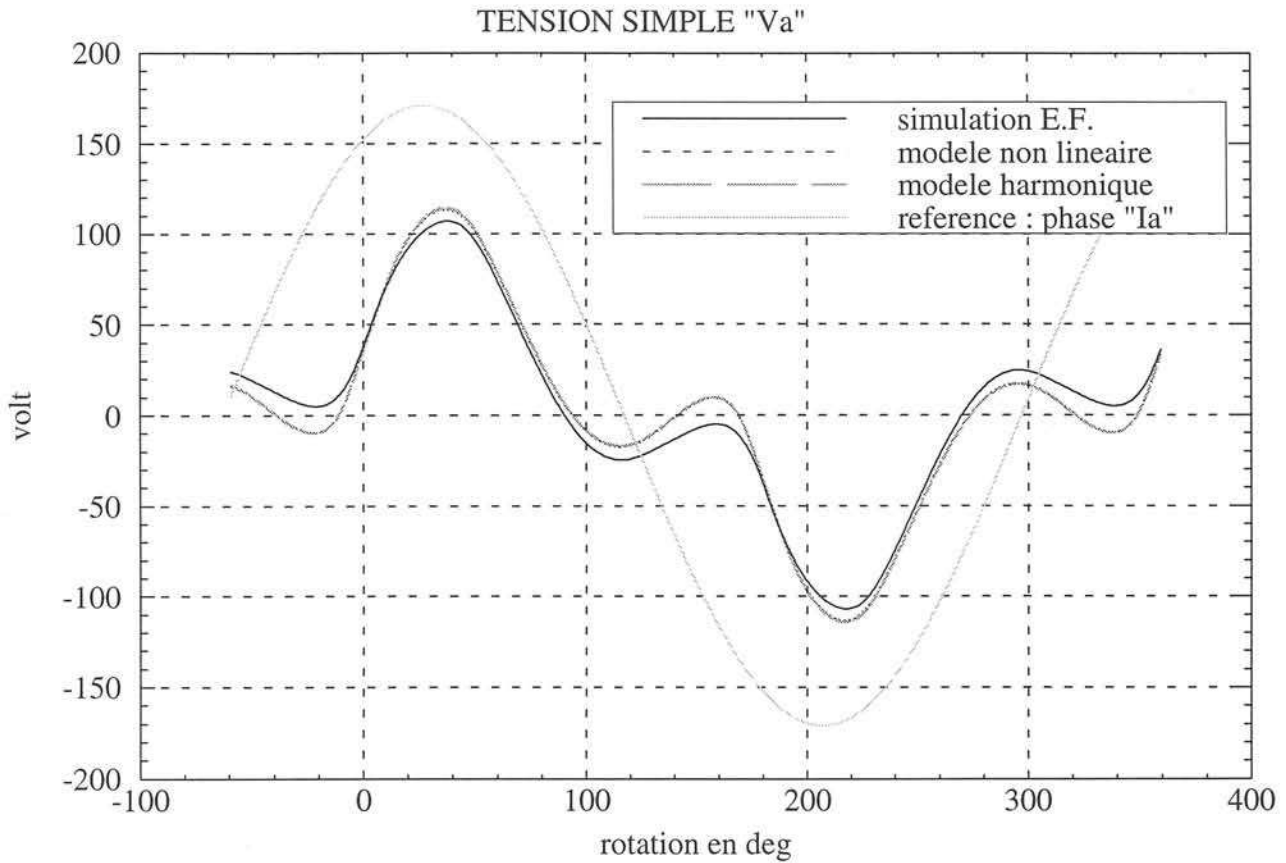


Figure IV-19 : tensions induites en régime défluxé (encoches inclinées d'un pas dentaire)

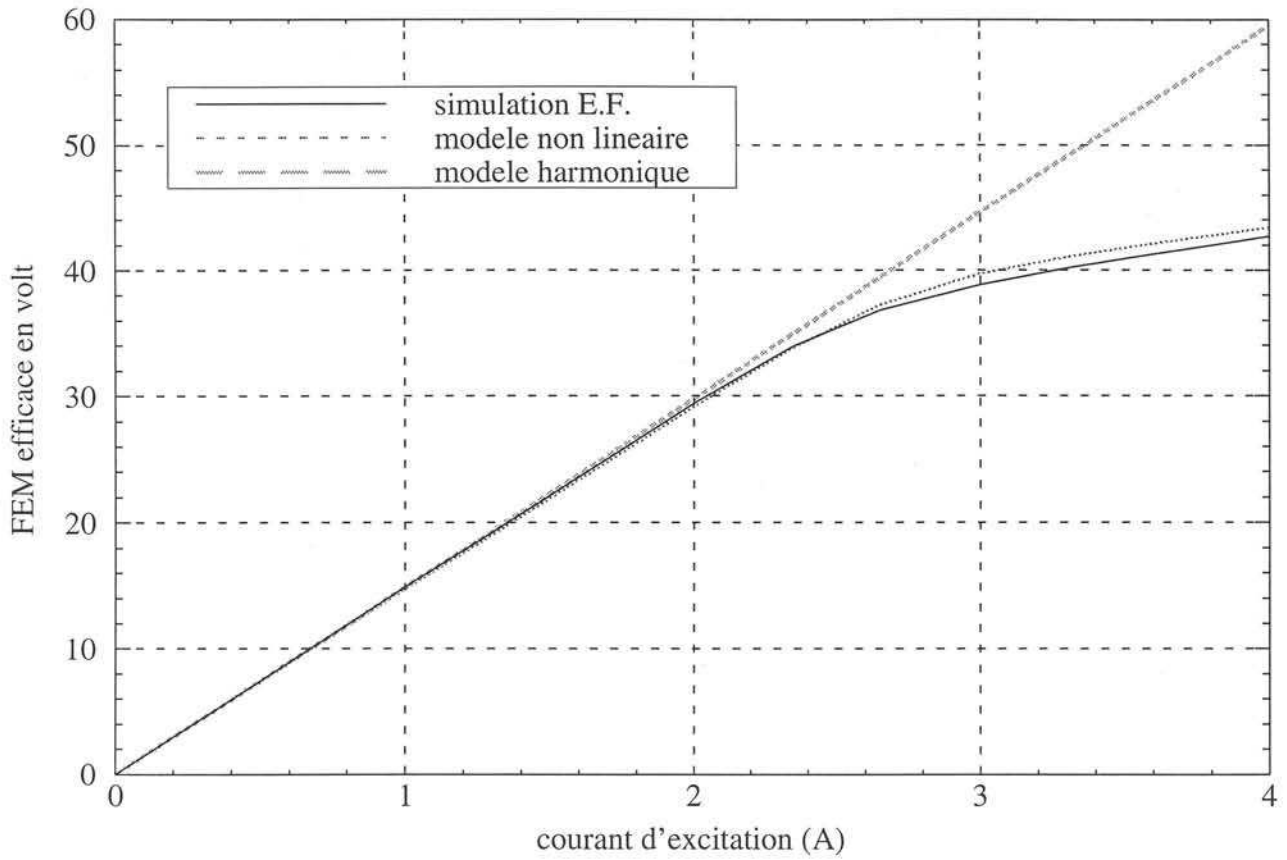


Figure IV-20 : essai à vide (encoches inclinées d'un pas dentaire)

U) • CONCLUSION

Ce dernier chapitre a permis de modéliser finement le stator de notre machine en examinant le flux instantané dans chaque dent. Le modèle nodal à constantes localisées permet la modélisation entière de la machine et l'étude de la répartition des flux en charge (présence de courants au rotor et au stator).

Par la prise en compte de la non linéarité du circuit magnétique, nous avons pu reconstituer les phénomènes internes lors des régimes de fonctionnement à puissance élevée. Il est apparu que les flux de fuites d'encoches interviennent sur la qualité des résultats. Cependant, une modélisation simple permet d'évaluer ces fuites de façon satisfaisante (si l'on souhaite les prendre en compte).

Enfin, les tensions instantanées induites dans les enroulements ont été correctement évaluées à l'aide de notre modèle non linéaire, même en régime fortement saturé. L'erreur sur le premier harmonique des tensions ne dépasse pas quelques % quel que soit le point de fonctionnement de la machine.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Nous avons tout d'abord passé en revue les technologies et les critères de choix des chaînes de traction pour véhicules électriques, puis nous en avons déduit les contraintes se répercutant sur le moteur. Les moteurs les plus adaptés et les plus prometteurs sont, semble-t-il, les moteurs à alimentation alternative. Dans notre projet, nous nous sommes intéressés au moteur synchrone à rotor bobiné.

Ensuite, nous avons présenté un modèle permettant d'analyser la saillance des machines synchrones et ses conséquences harmoniques sur la distribution de l'induction dans l'entrefer (chap. 2). L'extension du modèle aux machines à aimants permanents a été prévue et commentée. Le modèle d'entrefer variable est exploité dans les deux chapitres suivants afin d'étudier notre machine.

En premier, nous avons proposé une exploitation analytique permettant le calcul des inductances, en direct et en quadrature, pour le régime permanent (chap. 3). Ensuite, nous avons montré comment, à l'aide d'un modèle simple du stator, on peut déduire les flux instantanés (et leurs harmoniques) dans les dents de la machine (chap. 4 § I à III). Ces deux premières exploitations analytiques, effectuées avec l'hypothèse de linéarité du circuit magnétique, peuvent être utilisées directement pour le dimensionnement de la machine.

La dernière exploitation (chap. 4 § IV) est numérique et prend en compte le phénomène de saturation magnétique. Les flux instantanés et formes d'ondes sont alors obtenus à l'aide d'un processus itératif. Les performances de la machine ont ainsi pu être précisément évaluées et comparées avec le cahier des charges.

Pour chaque exploitation, nous avons confronté les résultats obtenus avec notre modèle à ceux obtenus avec un logiciel de calcul par la méthode des éléments finis. Ces comparaisons nous ont permis de montrer la validité de notre modèle, les erreurs ne dépassant pas quelques pour-cent.

Notre modèle, permettant d'étudier la saillance des machines synchrones, offre de grandes potentialités pour la conception et le dimensionnement de ces machines. Le modèle analytique linéaire permet d'étudier directement le contenu harmonique des différentes grandeurs de la machine. Ces harmoniques sont tous obtenus à partir d'équations analytiques et des harmoniques de la saillance des pôles du rotor. Il est ainsi possible d'optimiser la forme des pôles (et des aimants s'il y a lieu) afin de minimiser certains effets sur les tensions instantanées ou sur les inductions dans les tôles magnétiques.

Enfin, la prise en compte de la non-linéarité introduite par la saturation des tôles magnétiques permet de vérifier les performances maximales de la machine et de mettre au point différentes stratégies de pilotage, afin d'obtenir les meilleures performances possibles.

Finalement, la connaissance de l'induction instantanée dans les différentes parties de la machine permet d'envisager une estimation précise des pertes fer. En effet, notre modèle permet de tracer les cycles magnétiques décrits par les différents points du circuit magnétique de la machine. On peut obtenir de bons résultats à l'aide des nouvelles méthodes d'estimation des pertes fer basées sur l'étude des cycles magnétiques mineurs créés par les harmoniques supérieures au fondamental. Les tôles doivent être complètement caractérisées, au préalable, sur un cadre d'Epstein [Cester 96]. La méthode d'estimation proposée par C. Cester consiste à relever les valeurs du champ $H(t)$, en surface des tôles du cadre, en fonction de l'induction moyenne $B(t)$ et de sa dérivée $\partial B(t)/\partial t$. A partir de notre modèle, on peut obtenir l'évolution (à priori non sinusoïdale) de $B(t)$ en tout point de la machine et en déduire le cycle $H(t)$ à l'aide de la méthode et des mesures proposées par C. Cester. Il est alors possible de calculer les pertes volumiques par intégration (surface) du cycle $B(H)$.

La combinaison du modèle analytique décrivant les interactions entre rotor et stator, avec la méthode de calcul des pertes décrite ci-dessus, devrait ainsi permettre une meilleure estimation des pertes dans les machines synchrones. Il serait aussi possible d'utiliser cette combinaison pour étudier les pertes dans les machines asynchrones. Le modèle de perméance entre un pôle du rotor et une dent du stator doit pouvoir être appliqué entre deux dents, l'une au stator, l'autre au rotor. On devrait donc pouvoir envisager d'appliquer cette méthode à de nombreuses machines, quelle que soit la géométrie de l'entrefer.

ANNEXES

Annexe 1 : MODELISATION DES AIMANTS

Les aimants placés dans la machine sont modélisés à partir du schéma et des caractéristiques ci-dessous :

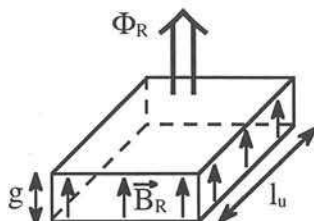
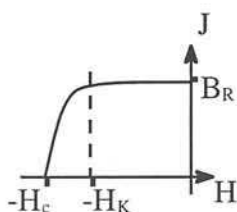
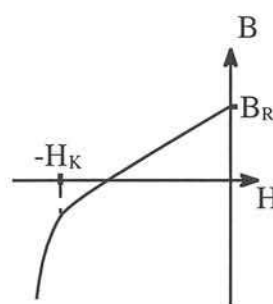


Figure 1 : représentation de l'aimant



caractéristique d'aimantation rémanente



induction résultante dans l'aimant

Figure 2 : courbes caractéristiques de l'aimant

On supposera pour l'étude que les aimants ont été correctement dimensionnés afin de ne pas démagnétiser les aimants avec les courants statoriques en charge ($|H| < H_K$). Dans ce cas, on peut supposer que l'aimantation rémanente de l'aimant est constante et l'on obtient la caractéristique de démagnétisation suivante :

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H + B_R$$

L'effet des aimants peut être correctement représenté à partir d'un modèle [Schiferl 87] comportant un milieu de perméabilité égale à celle de l'aimant, entouré de nappes de courant. Ces deux courants opposés sont liés à la valeur de l'induction rémanente B_R de l'aimant. Le modèle équivalent est présenté en figure 3, page suivante.

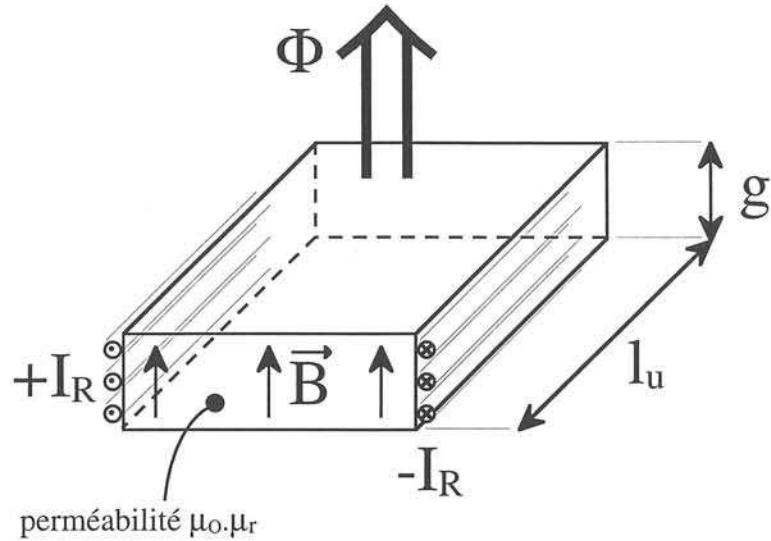


Figure 3 : modèle équivalent de l'aimant

Les courants entourant l'aimant sont liés à B_R par la relation suivante :

$$I_R = \frac{g \cdot B_R}{\mu_0 \cdot \mu_r}$$

Note : Dans la majorité des cas, $\mu_r \approx 1$ pour les aimants "terres rares".

Annexe 2 : CARACTERISTIQUES DE LA MACHINE

1 • Correction de l'entrefer par Carter

Le coefficient de Carter [Pichoir 65] permet de simplifier les calculs en définissant un stator homogène équivalent, dont le rayon (r_c) est légèrement plus grand que celui du stator réel avec les encoches. Cette augmentation artificielle de l'entrefer permet de modéliser analytiquement la présence des ouvertures d'encoches statoriques.

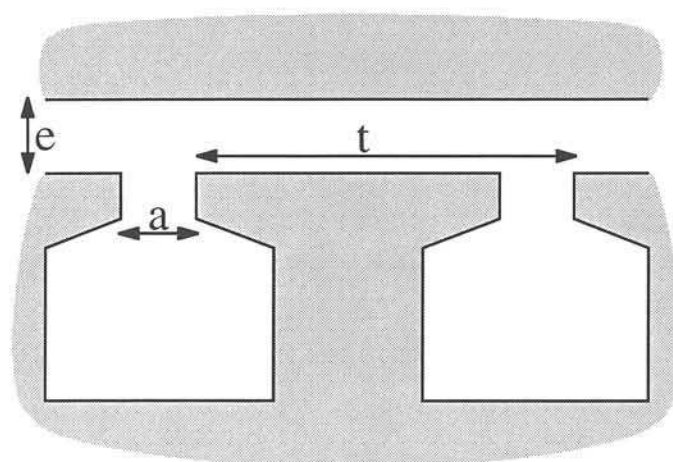


Figure 4 : description géométrique des encoches

Dans le cas particulier de la machine synchrone à pôles saillants, la formulation de Carter n'est pas facile à exploiter car le facteur de correction dépend justement de la largeur de l'entrefer. Afin de simplifier les calculs, il a été choisi de calculer le coefficient de Carter au point où l'entrefer est minimum ; ce qui correspond au point où, d'une part l'influence des encoches est la plus forte, et d'autre part la contribution sur les valeurs des réactances de la machine est la plus grande.

Soit "t" le pas d'encoche au stator correspondant à la distance entre deux encoches consécutives :

$$t = \frac{2 \cdot \pi \cdot r_s}{2 \cdot p \cdot q}$$

Le coefficient de Carter est alors donné par la formule ci-dessous :

$$k_c = \frac{t}{t - \frac{a^2}{a + 5 \cdot e}} = 1,1138$$

Il est maintenant possible de déterminer la valeur de l'entrefer corrigé, selon l'axe d des pôles du rotor, et le rayon intérieur du stator homogène équivalent :

$$e_c = k_c \cdot e \qquad r_c = r_s + e \cdot (k_c - 1)$$

2 • Modélisation des enroulements

Les éléments présentés ici se réfèrent aux hypothèses et à la méthode de calcul employées au chap. 3 .
La série de Fourier de la distribution des ampères-tours du stator (avec prise en compte des coefficient de bobinage k_n) est définie comme suit :

$$\mathcal{E}_S(\theta) = N_S \cdot I_S \cdot \left(\sum_{n=0}^{\infty} \epsilon_n \cdot k_n \cdot \cos(n \cdot \theta) \right)$$

avec $\epsilon_n = \frac{2}{\pi \cdot n} \cdot (-1)^{\frac{n-1}{2}}$ pour n impair (sinon $\epsilon_n = 0$)

Coefficient de bobinage

Le coefficient de bobinage " k_n " pour l'harmonique de rang " n " est obtenu par le produit des coefficients de distribution et de raccourcissement : $k_n = k_{dn} \cdot k_{rn}$

Contrairement aux formulations classiques, nous n'incluons pas le coefficient d'inclinaison k_{in} dans le coefficient de bobinage (cf. chap. 3 , § II-2 et § III-2)

Distribution des conducteurs

Si les conducteurs sont également distribués sur " m " encoches consécutives, par pôle et par phase, le coefficient de distribution pour l'harmonique de rang n est alors donné par la formule ci-dessous :

$$k_{dn} = \frac{\sin\left(\frac{n \cdot m \cdot \beta}{2}\right)}{m \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \beta}{2}\right)} \quad (n \text{ impair})$$

avec, " β ", l'angle électrique entre deux encoches (correspond au pas dentaire).

Raccourcissement du pas d'enroulement

Si α_R correspond au pas de l'enroulement raccourci (angle électrique), le coefficient de raccourcissement est le suivant :

$$k_{rn} = \frac{\sin\left(\frac{n \cdot \alpha_R}{2}\right)}{\sin\left(\frac{n \cdot \pi}{2}\right)} \quad (n \text{ impair})$$

3 • Inclinaison du rotor par rapport au stator

Soit β_i l'angle électrique d'inclinaison des encoches du stator par rapport aux pôles du rotor.

Le coefficient d'inclinaison pour l'harmonique de rang n est alors donné par la formule ci-dessous :

$$k_{in} = \frac{\sin\left(\frac{n \cdot \beta_i}{2}\right)}{\frac{n \cdot \beta_i}{2}} \quad \forall n \text{ pair ou impair} \quad (k_{i0} = 1 \text{ pour } n = 0)$$

A noter que ce coefficient est défini pour les valeurs paires et impaires des harmoniques, ceci afin de pouvoir l'appliquer directement aux perméances d'entrefer σ_n définies pour des valeurs de n quelconques.

4 • Estimation des flux de fuites au stator

Cas du stator lisse

Les lignes de champ sont supposées parfaitement circulaires dans l'entrefer. La plus grande ligne aura une longueur n'excédant pas deux fois la largeur de l'entrefer, sinon la ligne de champ passe par le rotor et ne peut plus être considérée comme un champ de fuite dans l'entrefer.

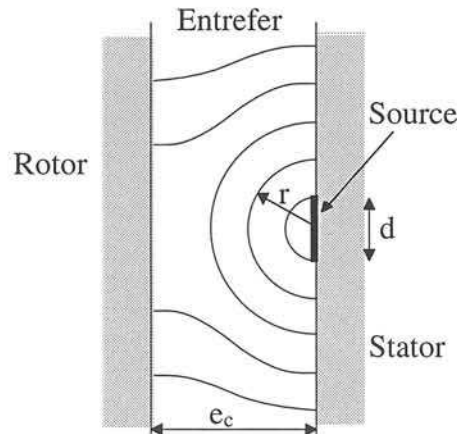


Figure 5 : champ de fuites dans l'entrefer

Soit $N.I$, le courant total dans une source linéique placée en surface du stator. Pour chaque ligne de champ de rayon r , on peut écrire le théorème d'Ampère et en déduire sa valeur ; deux cas sont à considérer suivant que le diamètre de la ligne de champ est supérieur ou inférieur à la longueur de la source linéique :

$$\begin{aligned} \text{pour } \frac{d}{2} < r < \frac{2.e_c}{\pi} & \quad B = \frac{\mu_0}{\pi.r} \cdot (N.I) \\ \text{pour } \frac{d}{2} > r & \quad B = \frac{2.\mu_0}{\pi.d} \cdot (N.I) \end{aligned}$$

Le champ de fuite créé par la source linéique et ne passant pas par le rotor s'établit comme suit:

$$\Phi_\lambda = \iint_{\text{Surface}} B.ds = l_u \cdot \int_{d/2}^{e_c/2} B(r).dr = \frac{\mu_0.l_u}{\pi} \cdot (N.I) \cdot \left(\int_{\varepsilon}^{d/2} \frac{2.dr}{d} + \int_{d/2}^{e_c/2} \frac{dr}{r} \right) = \frac{\mu_0.l_u}{\pi} \cdot (N.I) \cdot \left[1 - \frac{2.\varepsilon}{d} + \ln \left(\frac{4.e_c}{\pi.d} \right) \right]$$

Ce champ de fuite est celui qui, dans l'entrefer, contourne un point de mesure situé à une distance ε devant la source. En effet, tous nos relevés sont effectués dans l'entrefer, à une distance ε égale à 3/10^{ème} de millimètre.

Dans le cas de l'essai en rotation, on a de part et d'autre du pas dentaire étudié des sources de courants de N conducteurs, de largeur d (0,4 degrés mécaniques reportés sur le rayon intérieur de stator) et alimentées avec des courants constants et opposés d'amplitude instantanée I . On peut ainsi définir une perméance de fuite \mathcal{P}_λ telle que " $\Phi_\lambda = \mathcal{P}_\lambda.(N.I)$ ". On obtient : $\mathcal{P}_\lambda = 60,4 \text{ nH}$.

Méthode classique

Il est possible de montrer que la forme d'encoche représentée ci-dessous en figure 6 engendre des fuites données par l'équation suivante [Liwchitz 67] :

$$\lambda_{\text{encoche}} \approx \mu_0 \cdot N^2 \cdot l_u \cdot \left[\frac{h_1}{3 \cdot a_1} + \frac{h}{a} \right]$$

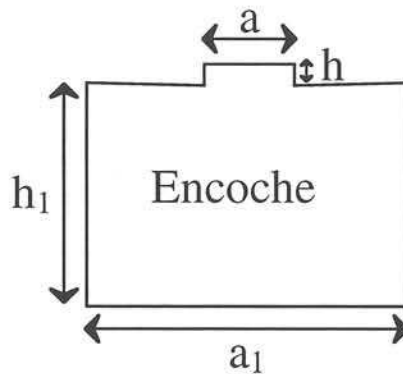


Figure 6 : forme approximative d'une encoche

Nous pouvons ainsi en déduire la perméance d'encoche et l'inductance de fuite par phase :

$$\mathcal{P}_\lambda = \frac{\lambda_{\text{encoche}}}{N^2} = 74 \text{ nH} \quad \text{et} \quad \lambda = 2 \cdot p \cdot \left(\frac{N_S}{N} \right) \cdot \lambda_{\text{encoche}}$$

Cette méthode nous a permis d'estimer la valeur totale de l'inductance de fuite par phase (λ) à 9,4 μH dont 4,8 μH initiés par les becs d'encoches.

Méthode par homogénéisation

Une autre méthode [Harmim 93] d'estimation des fuites d'encoches est basée sur l'homogénéisation du stator et permet, à priori, de prendre en compte l'épanouissement du flux entre les becs d'encoches. Cette méthode permet ainsi d'obtenir des valeurs plus réalistes.

A partir des formules proposées, nous trouvons une inductance de fuite totale (λ) égale à 14,9 μH par phase, dont 11,1 μH au niveau du bec d'encoche.

Annexe 3 : DECOMPOSITIONS HARMONIQUES

Valeurs numériques des décompositions harmoniques de l'induction (B_u) et de la perméance (σ) élémentaires obtenues à partir de l'essai.

Rang Harmonique	Induction (milli-Teslas)	Perméance ponctuelle ($\mu\text{H}/\text{m}^2$)
0	70.72	203.15
1	107.35	308.40
2	39.03	112.12
3	-6.78	-19.48
4	-12.12	-34.82
5	0.67	1.94
6	7.42	21.33
7	3.64	10.46
8	-2.83	-8.13
9	-4.17	-11.97
10	-0.24	-0.68
11	2.88	8.29
12	1.63	4.69
13	-1.11	-3.17
14	-1.69	-4.85
15	-0.27	-0.79
16	0.99	2.86
17	0.88	2.52
18	-0.20	-0.59
19	-0.83	-2.37
20	-0.32	-0.91

**REFERENCES
ET BIBLIOGRAPHIE**

REFERENCES

1 • Chapitre 1

Thierry ALLEAU

“Progrès récents des piles à combustible appliquées aux véhicules électriques”
C'VELEC'97, 3^{ème} colloque sur le véhicule électrique, A-10, Grenoble, février 1997.

Y. ASAKURA, K. KANAMARU

“RAV4-EV and its adaptability to the real market”
EVS-13, pp 1-8, Vol. I, Osaka, octobre 1996.

C.C. CHAN, Y.J. ZHAN, Q. JIANG, K.T. CHAU

“A high performance switched reluctance motor drive for P-Star EV project”
EVS-13, pp 78-84, Vol. II, Osaka, octobre 1996.

Jean-Pierre CORNU

“La batterie à cathode de nickel au service du véhicule électrique : du Nickel-Cadmium au Nickel-Hydrure Métallique”
C'VELEC'97, 3^{ème} colloque sur le véhicule électrique, A-1, Grenoble, février 1997.

E. GRECKSCH, K. LAMM, U. WINTER

“Status of drive train development for electric vehicles”
EVS-13, pp 525-528, Vol. II, Osaka, octobre 1996.

N. KAWAMURA, T. IKIHARA, K. KUROSE

“Development of Mitsubishi hybrid electric vehicle”
EVS-13, pp 1-7, Vol. II, Osaka, octobre 1996.

B. MULTON, F. CAMUS, E. HOANG, J.Y. LE CHENADEC, J.C. MOUCHOUX

“Possibilités du moteur à réluctance variable à double saillance pour la motorisation de véhicules électriques. Bilan des essais d'un prototype de 27 kW”
C'VELEC'95, 2^{ème} colloque sur les véhicules électriques, Grenoble, février 1995.

H. MURAKAMI, N. NISHIYAMA, S. KAWANO, Y. HONDA, Y. KONDO

“Optimum design of an interior permanent magnet motor for electric vehicles”
EVS-13, pp 135-141, Vol. I, Osaka, octobre 1996.

K. NOZAKA, A. NAKAJIMA

“New technology of drive system for electric vehicles”
EVS-13, pp 552-556, Vol. II, Osaka, octobre 1996.

N. C. OTTO

“PEM fuel cells in transportation applications”
EVS-13, pp 64-66, Vol. III, Osaka, octobre 1996.

F. PUTOIS

“Long-term batteries”
EVS-13, pp 67-68, Vol. III, Osaka, octobre 1996.

M. SCHMITZ, G. HENNEBERGER

“Electric-thermal calculations of a water cooled induction motor for varying loads in electrical vehicles”
EVS-13, pp 397-402, Vol. II, Osaka, octobre 1996.

J.M. STROCK

“Overview of regional EV situation” (California)
EVS-13, pp 43-45, Vol. III, Osaka, octobre 1996.

H. YAMAMURA, H. KATADA, O. KOIZUMI, R. MASAKI, S. NAITO

“AC drive system for electric vehicles”
EVS-13, pp 770-775, Vol. I, Osaka, octobre 1996.

R. YAZAMI, J-P YONNET, J-P PEREIRA RAMOS

“Le véhicule électrique au Japon - Etat de la recherche et du développement”
Editions ADIT, France, à paraître fin 1997 ou début 1998.

Jean-Paul YONNET

“Le véhicule électrique aux Etats-Unis”, “Véhicules et composants électriques”
Rapport de veille technologique, bibliothèque du LEG, Grenoble, octobre 1996.

Jean-Paul YONNET

“L'événement mondial de 1996 pour le véhicule électrique : la conférence EVS 13”
C'VELEC'97, 3^{ème} colloque sur le véhicule électrique, F-18, Grenoble, février 1997.

R.W. YOUNG, J. SOUTHER, E.K. ROGGE, M. LOWRY

“Fourth generation propulsion subsystem for commercial electrical vehicles”
EVS-13, pp 279-286, Vol. I, Osaka, octobre 1996.

2 • Chapitres 2 à 4, conclusion générale et annexes

Ion BOLDEA and Syed A. NASAR

“Vector control of AC drives”

CRC Press, Boca Raton, Florida, 1992.

Christophe CESTER

“Etude des pertes magnétiques supplémentaires dans les machines asynchrones alimentées par onduleur à modulation de largeur d'impulsion”

Thèse LEG-INPG, Université de Grenoble, juin 1996.

Jean CHATELAIN

“Traité d'électricité de l'Ecole Polytec. de Lausanne : Machines électriques”

Presses Polytechniques Romandes, Volume X, 2^{ème} Edition, 1989.

A. FOUILLE

“Electrotechnique à l'usage des ingénieurs”, tome 1, “Electricité fondamentale”

DUNOD, Paris, 1969.

Said HARMIM

“Etude analytique de machines synchrones à aimants permanents”

Thèse INPG, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, 1993.

M. LIWCHITZ

“Calcul des machines électriques, tome I”

Traduction de Louis MARET, DUNOD, Paris 1967.

Jean-Paul LOUIS

“Modélisation des machines à courant alternatif au sens du premier harmonique”

Recueil de cours, ENS de Cachan, édition 1988-1989.

J. PICHOIR

“Cours d'électrotechnique : tome 3, machines électriques”, “Fascicule 1, enroulements”

Masson & Cie, Paris, 1965.

Rich SCHIFERL

“Design considerations for salient pole, permanent magnet synchronous motors in variable speed drive applications”

Thèse (UMI dissertation service), University of Wisconsin, Madison, 1987.

Guy SEGUIER, Francis NOTELET

“Electrotechnique industrielle”

TEC & DOC (Lavoisier), Paris, 1977.

BIBLIOGRAPHIE

1 • Véhicule électrique

Revue de l'AVERE (Association Européenne des Véhicules Electriques Routiers)

“Mobile”

Revue bimestrielle éditée par l'ASVER, Lausanne, Suisse.

Annales des conférences EVS

“Electric Vehicle Symposium”

EVS'11 (Florence, 1992), EVS'12 (Anaheim, 1994), EVS'13 (Osaka, 1996).

Revue de l'Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité

“Recherche - Transports - Sécurité” (RTS)

Revue trimestrielle éditée par l'INRETS, Arcueil, France.

C.C. CHAN, K.T. CHAU

“Electric vehicle technology - An overview of present status and future trends”

EVS-11, paper 1.02, Florence, septembre 1992.

G. MAGGETO

“Advanced drive systems and infrastructure for electric or hybrid buses, vans and passenger cars”

part I-II-III, EPE Journal, Vol. 2, N° 2 à 4 : juin à décembre 92.

Daniel SPERLING

“Future drive - Electric vehicle and sustainable transportation”

Island Press, Washington DC, Covelo Californie.

Robert A. WEINSTOCK, Philip T. KREIN, Robert A. WHITE

“Optimal sizing and selection of hybrid electric vehicle components”

PESC 93, PP 251-256, Seattle, juin 1993.

R. YAZAMI, J-P YONNET, J-P PEREIRA RAMOS, P. GERBENO

“Le véhicule électrique au Japon - Véhicules et composants électriques”

Editions ADIT, France, janvier 1994.

2 • Modélisation des machines

Robert BONNEFILLE

“Structure générale des machines électriques tournantes”
Techniques de l'Ingénieur, D 435, p1-18, 1980?.

Jean-Louis DALMASSO

“Cours d'électrotechnique, 1. machines tournantes à courants alternatifs”
Edition BELIN, Paris, 1985.

James P. JOHNSON, Anandan Velayutham RAJARATHNAM, Hamid A. TOLIYAT, Suresh GOPALAKRISHNAN, B. FAHIMI

“Torque optimization for a SRM using winding function theory with a gap-dividing surface”
IEEE IAS 96, pp 753-760, San Diego, Californie, octobre 1996.

Jérome DELAMARE et Albert FOGGIA

“Entraînements par machines à courant alternatif”
Séminaire véhicule électrique, fascicule 3, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, 1991.

Jacques LESENNE, Francis NOTELET, Guy SEGUIER

“Introduction à l'électrotechnique approfondie”
TEC & DOC, Paris, 1981.

T.A. LIPO

“A Cartesian vector approach to reference frame theory of AC machines”
ICEM'84, pp 239-242, proceedings part 1, Lausanne, septembre 1984.

C. MARCHAL

“Solution générale des équations de Maxwell dans le vide”
L'onde électrique, Nov. Déc. 1991, Vol. 71, N°6, p 61-67

Y. NAOT

“A unified theory of electrical machines based on a physical model”
IEEE Power Engineering Society, winter meeting, New-York, janvier 1977

E. PAGANO

“An approach to the analytical solution of the traditional transient mathematical model of asynchronous machines”

ICEM'84, pp 243-245, proceedings part 1, Lausanne, septembre 1984.

B.O. PANTIC

“The use of square waveform concepts in the theory and modelling of electrical machines”

ICEM'86, pp 637-640, volume 2, München, septembre 1986.

Michel POLOUJADOFF

“An introduction to Park's transform”

ICEM'86, pp 67-68, volume 1, München, septembre 1986.

M.A. RAHMAN, A.M. OSHEIBA

“A generalized approach for evaluating axes reactances of permanent magnet and hysteresis-reluctance synchronous machines”

ICEM'84, pp 250-253, proceedings part 1, Lausanne, septembre 1984.

P. VAS, J.W. FINCH, J.E. BROWN

“Simplified stability analysis of reluctance machines based on space-vector concepts”

ICEM'86, pp 85-88, volume 1, München, septembre 1986.

Sakae YAMAMURA

“Spiral vector theory of salient-pole synchronous machine”

IEEE IAS 92, pp 204-211, Houston, octobre 1992.

3 • Conception de machines

A. FRATTA , A. VAGATI, F. VILLATA

“Design criteria of an IPM machine suitable for field-weakened operation”
IAS 87, pp 1059-1065, Atlanta (Géorgie), octobre 1987.

Guy FRIEDRICH

“Application à la robotique mobile de la machine synchrone autopilotée”
RGE, pp 1-5, N°3, mars 1991.

A. GUEREAUD, J.P. POUILLANGE, G. CREMET

“Evolution des performances et nouvelles applications des machines à aimants permanents”
RGE, pp 71-75, N°4, avril 1991.

M.K. JENKINS, D. HOWE

“Potential opportunities for new classes of rare-earth permanent magnets in electrical machines”
RGE, pp 52-59, N°4, avril 1991.

K. KADDED

“Optimisation de forme de machines électriques à l'aide d'un logiciel éléments finis et de la méthode des pénalités intérieures étendues”
Thèse LEG-INPG, Grenoble, février 1993.

G.R. SLEMON

“Electrical machines for variable-frequency drives”
IEEE proceedings, pp 1123-1139, vol. 82, N°8, août 1994.

V. R. STEFANOVIC

“Selecting a high performance AC drive”
Tutorial course "Introduction to field orientation an high performance AC drives", section 3,
IEEE-IAS Annual Meeting, Toronto, 1985.

4 • Commande des machines

Sidney R. BOWES and Paul R. CLARK

“Simple microprocessor implementation of new regular-sampled harmonic elimination PWM techniques”

Rec. IEEE-IAS Annual Meeting, Part I, pp 341-347, Seattle 1990.

Takeshi FURUHASHI, Somboon SANGWONGWANICH and Shigeru OKUMA

“A position and velocity sensorless control for brushless DC motors using an adaptive sliding mode observer”

IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, N° 2, April 1992.

Lawrence A. JONES and Jeffrey H. LANG

“A state observer for the permanent-magnet synchronous motor”

IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 36, N° 3, August 1989.

Marcel JUFER, Razack OSSENI

“Back emf indirect detection for self-commutation of synchronous motors”

EPE 87, pp 1125-1129, Grenoble, septembre 1987.

Tian-Hua LIU and Chien-Ping CHENG

“Adaptive control for a sensorless permanent-magnet synchronous motor drive”

IECON 92, pp 413-418, San Diego, Novembre 1992.

Y. NAKAMURA, T. KUDOU, F. ISHIBASHI and S. HIBINO

“High-efficiency drive due to power factor control of a permanent magnet synchronous motor”

APEC 92, pp 263-268, Boston, février 1992.

Lars NORUM, Alf Kare ADNANES, Waldemar SULKOWSKI and Lars Arne AGA

“The realization of a permanent magnet synchronous motor drive with flux weakening, digital current control and vector modulation”

IEEE Modeling, Identification and Control, Vol. 13, N°1, 1992.

D.W. NOVOTNY, R.D. LORENTZ

“Introduction to field orientation and high performance AC drives”

Tutorial course, IEEE IAS annual meeting, Toronto, 1985

Satoshi OGASAWARA, Hirofumi AKAGI and Akira NABAE

“The generalized theory of indirect vector control for AC machines”

IEEE Transactions on Industry applications, Vol. 24, N° 3, May/June 1988.

Jun OYAMA, Tsuyoshi HIGUCHI, Naruhiko ABE, Shunsuke TOBA, Eiji YAMADA

“Characteristics of AC-excited brushless synchronous motor under vector control”

PESC 88, pp 423-430, Kyoto, 1988

Yoji TAKEDA, Takao HIRASA

“Current phase control methods for permanent magnet synchronous motors considering saliency”

PESC 88, pp 409-414, Kyoto, 1988

Peter VAS

“Vector control of AC machines”

Clarendon Press, Oxford, 1990.

5 • Calcul des pertes

G. BERTOTTI

“General properties of power losses in soft ferromagnetic materials”
IEEE Transactions on magnetics, pp 621-630, Vol. 24, N° 1, janvier 1988.

J. BOIVIE

“Iron loss model and measurements of the losses in a switched reluctance motor”
IEE Electrical Machines & Drives, 6^{ème} conférence, pp 219-222, Oxford, septembre 1993.

Christophe CESTER

“Etude des pertes magnétiques supplémentaires dans les machines asynchrones alimentées par onduleur à modulation de largeur d'impulsion”
Thèse LEG-INPG, Université de Grenoble, juin 1996.

Serge ERRARD

“Détermination et analyse des pertes supplémentaires développées dans les tôles des machines alimentées par convertisseur statique”
Thèse LEG-INPG, Université de Grenoble, mai 1993.

Rich SCHIFERL

“Design considerations for salient pole, permanent magnet synchronous motors in variable speed drive applications”
Thèse (UMI dissertation service), University of Wisconsin, Madison, 1987.

G.H. SHIRKOOHI, A.M. YAHYA

“Localised flux and iron losses in the tooth tip region of a three-phase induction machine stator core”
Journal of magnetism and magnetic materials, pp 644-646, N°133, 1994.

Salah Eddine ZOUZOU

“Contribution à l'étude des pertes magnétiques en champs tournants”
Thèse LEG-INPG, Université de Grenoble, décembre 1991.

Résumé : Ce travail concerne les machines synchrones à excitation (rotor bobiné). Leur modélisation est effectuée sous forme analytique ; elle peut être employée lors des phases d'étude et de conception de ces machines (par exemple, pour la prédétermination des formes d'ondes et des pertes fer).

Le premier chapitre présente les véhicules électriques et les particularités de leur chaîne de traction. Nous en déduisons ensuite les contraintes qui influent sur les paramètres magnétiques de ces machines.

La méthode de calcul utilisée est détaillée dans le deuxième chapitre. Celle-ci permet d'analyser les effets de la saillance des machines au cours de leur rotation. Cette méthode se base sur une étude de la perméance d'entrefer (unique point traité par résolution numérique) qui conduit à un modèle de cette zone soit ponctuel, soit harmonique. Nous présentons ensuite les éléments permettant d'adapter cette caractérisation au cas des machines synchrones à aimants permanents.

Les chapitres suivants sont consacrés à l'exploitation et à la validation de ce modèle pour différents points de fonctionnement de la machine. Le calcul des inductances (directe et en quadrature) en régime permanent, ainsi que la détermination de la répartition instantanée des flux en rotation, y sont traités. Les résultats obtenus avec le modèle analytique sont comparés à ceux obtenus avec des résolutions intégralement numériques (éléments finis). Divers cas ont été testés, notamment le fonctionnement en survitesse avec une forte réaction d'induit et le fonctionnement à couple maximum. Le modèle a permis de reconstituer avec une bonne précision ces différents cas, même en présence de saturation. Ces résultats valident le concept développé ici.

Mots clés : véhicule électrique / chaîne traction / machine synchrone / rotor bobiné / aimant permanent / pôle saillant / entrefer variable / rotation / harmoniques / modèle analytique / calcul littéral / inductances / pertes fer / régime défluxé / survitesse / puissance constante /

Title : Performance calculation of a salient-pole synchronous machine

Abstract : This thesis deals with the analysis of separately-excited synchronous machines (field winding). Mathematical expressions are derived under analytic forms for study and design stages (e.g. pre-calculation of wave shapes and iron losses).

The first chapter introduces electric vehicles (E.V.) and drive-train particularities. This part shows the constraints which can affect magnetic values inside E.V. machines.

The second chapter develops a calculation method relevant to this context. It allows the analysis of harmonic effects as a result of saliency and machine rotation. This method is based on the study of air-gap permeance (data are obtained once only from a numerical resolution) leading to either punctual or harmonic models of this zone. Complementary information is also given in order to apply the characterisation method to synchronous machines excited with permanent magnets.

The next chapters are dedicated to the use and validation of the model for various machine operating points. Direct and quadrature-axis inductances are calculated for steady-state operation ; the instantaneous flux distribution during rotation is also determined. Cases of high speed with a large armature reaction field can be investigated as well as cases of maximum torque. The analytic-model results have been compared to those obtained with all-numerical computations (finite elements). The model is able to reconstruct the different cases, with excellent accuracy, even for extensive-saturation cases (core non-linearity). These comparisons confirm the validity of the proposed concept.

Key words : electric vehicle / drive train / synchronous machine / field winding / permanent magnet / salient pole / variable air-gap / rotation / harmonics / analytic modelling / literal calculations / inductances / iron losses / field weakening / high speed / constant power /

Discipline : Génie électrique

Unité de recherche : Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (CNRS UMR 5529) ; ENSIEG, rue de la Houille Blanche, Domaine Universitaire, BP 46, 38402 Saint Martin d'Hères Cedex.