



HAL
open science

Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation. Application au véhicule hybride.

Yacine Amara

► To cite this version:

Yacine Amara. Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation. Application au véhicule hybride.. Sciences de l'ingénieur [physics]. UNIVERSITE PARIS XI, 2001. Français. NNT: . tel-01625253

HAL Id: tel-01625253

<https://hal.science/tel-01625253>

Submitted on 27 Oct 2017

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.

THESE

présentée
pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE PARIS XI

Spécialité : Génie Electrique

par

Yacine AMARA

Ingénieur ENPA

DEA Génie Electrique

Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation Application au véhicule hybride

soutenue le 21 décembre 2001 devant le jury composé de :

MM. J. Robert	Président
G. Friedrich	Rapporteur
M. E. Zaïm	Rapporteur
E. Walter	
C. Chillet	
M. Gabsi	
E. Hoang	Invité
R. Ibtouen	Invité
F. Chabot	Invité

Thèse préparée au Laboratoire d'Electricité, Signaux et Robotique de l'ENS de Cachan
UPRESA CNRS 8029

Table des matières

Introduction générale

Notations

Chapitre I : Contexte général de l'étude

I.1 Introduction	I. 1
I.2 Pollution atmosphérique par les transports : un réel problème d'actualité ...	I. 1
I.3 Solutions	I. 3
I.3.1 Développement des énergies renouvelables	I. 4
I.3.1.a L'énergie hydraulique	I. 5
I.3.1.b L'énergie éolienne (aérogénération)	I. 5
I.3.1.c L'énergie solaire photovoltaïque	I. 5
I.3.1.d L'énergie des marées	I. 6
I.3.1.e L'énergie géothermique	I. 6
I.3.1.f L'énergie de la biomasse	I. 6
I.3.2 Des transports moins polluants	I. 7
I.3.2.a La voiture tout électrique	I. 8
I.3.2.a.1 Voitures électriques à batteries rechargeable par prise de courant	I. 8
I.3.2.a.1 Voitures électriques à alimentation par prise de pile à combustible	I. 11
I.3.2.b La voiture hybride	I. 13
I.3.2.b.1 Hybride série	I. 13
I.3.2.b.2 Hybride parallèle	I. 14
I.4 Conclusion	I. 16
Références du Chapitre I	I. 17

Chapitre II : Etat de l'art des machines à double excitation

II.1 Introduction	II. 1
II.2 Problème de la motorisation électrique des transports	II. 1
II.2.1 Cahier des charges d'une machine électrique de traction	II. 2
II.3 Choix de la machine électrique	II. 3
II.3.1 Machines à courant continu (MCC)	II. 4
II.3.2 Machines asynchrones (MAS)	II. 5
II.3.3 Machines à réluctance variable à double saillance (MRVDS)	II. 6
II.3.4 Machines synchrones	II. 8
II.3.4.a Machines synchrones à réluctance variable (MSRV)	II. 8
II.3.4.b Machines synchrones à rotor bobiné (MSRB)	II. 8
II.3.4.c Machines synchrones à aimants permanents (MSAP)	II. 10
II.3.5 Machines synchrones à double excitation	II. 13
II.3.5.a Machines synchrones à double excitation série	II. 14
II.3.5.b Machines synchrones à double excitation parallèle	II. 16
II.3.5.b.1 Machines synchrones à double excitation parallèle (1) .	II. 17
II.3.5.b.2 Machines synchrones à double excitation parallèle (2) .	II. 18
II.3.5.b.3 Machines synchrones à double excitation parallèle (3) .	II. 21
II.3.5.b.4 Machines synchrones à double excitation parallèle (4) .	II. 27
II.3.5.b.5 Machines synchrones à double excitation parallèle (5) .	II. 30
II.3.5.b.6 Machines synchrones à double excitation parallèle (6) .	II. 31
II.3.5.b.7 Machines synchrones à double excitation parallèle (7) .	II. 39
II.3.5.b.8 Machines synchrones à double excitation parallèle (8) .	II. 41
II.3.5.b.9 Machines synchrones à double excitation parallèle (9) .	II. 44
I.4 Conclusion	II. 49
Annexes	II. 50
Références du Chapitre II	II. 53

Chapitre III : Etude générale des lois de commande des machine à double excitation

III.1 Introduction	III. 1
III.2 Modélisation	III. 1
III.2.1 Modèle premier harmonique sans pertes	III. 2
III.2.2 Modèle premier harmonique avec pertes	III. 4
III.3 Vitesse de base et nécessité de défluxage	III. 6
III.4 Normalisation	III. 11
III.4.1 Modèle premier harmonique sans pertes	III. 13
III.4.2 Modèle premier harmonique avec pertes	III. 14
III.5 Stratégies de commande des machines à double excitation (caractéristiques maximales)	III. 17
III.5.1 Domaine de variation des paramètres normalisés	III. 17
III.5.2 Stratégies de commande avant la vitesse de base	III. 17
III.5.3 Stratégies de commande au delà de la vitesse de base	III. 22
III.5.3.a Représentation dans le plan (i_d^*, i_q^*)	III. 22
III.5.3.a.1 Cercle limite de courant	III. 22
III.5.3.a.2 Ellipse limite de tension	III. 22
III.5.3.a.3 Courbes d'isocouples	III. 23
III.5.3.a.4 Trajectoire couple par ampère maximal	III. 23
III.5.3.a.5 Trajectoire puissance maximale pour $V^* = 1$	III. 24
III.5.3.b Loi de commande couple par ampère maximal	III. 27
III.5.3.c Loi de commande courant maximal $I^* = 1$	III. 29
III.5.3.d Loi de commande puissance maximale pour $V^* = 1$	III. 37
III.5.3.e Stratégie de commande $(P_{em}^*)_{max}$	III. 39
III.6 Stratégies de commande avec double excitation	III. 42
III.6.1 Loi de commande couple par ampère maximal avec double excitation ..	III. 43
III.6.2 Loi de commande F.E.M constante	III. 47
III.6.3 Stratégie de commande $(P_{em}^*)_{max}$ avec double excitation	III. 49

III.7 Commande optimale des machines à double excitation, étude sur l'ensemble du plan Couple / Vitesse.....	III. 53
III.7.1 Influence du taux d'hybridation	III. 61
III.8 Conclusion	III. 64
Annexes	III. 66
Références du Chapitre III	III. 86
 Chapitre IV : Analyse éléments finis d'une structure à double excitation	
IV.1 Introduction	IV. 1
IV.2 Modélisation par éléments finis 2D	IV. 1
IV.2.1 Etude du fonctionnement en fonction de la position mécanique	IV. 5
IV.2.1.a Analyse éléments finis du fonctionnement en charge	IV. 9
IV.2.1.b Calcul des perméances cycliques	IV. 21
IV.2.1.b.1 Première méthode	IV. 22
IV.2.1.b.2 Deuxième méthode	IV. 23
IV.2.2 Calcul du nombre de spires	IV. 24
IV.3 Modélisation par éléments finis 3D	IV. 28
IV.2.1 Mesure des inductances cycliques	IV. 28
IV.2.2 Modélisation du fonctionnement à vide	IV. 30
IV.2.3 Modèle 2D à symétrie de révolution	IV. 34
IV.4 Pré-dimensionnement d'une structure classique de machine à aimants enterrés ($C_n = 65 \text{ N.m}$)	IV. 38
IV.4.1 Choix du nombre de paires de pôles	IV. 40
IV.4.2 Etude détaillée d'une structure à 6 paires de pôles	IV. 41
IV.4.2.a Influence de l'épaisseur des aimants	IV. 45
IV.4.2.b Influence de la valeur d'entrefer	IV. 48
IV.4.2.c Influence du type de bobinage	IV. 51
V.5 Conclusion	IV. 52
Annexes	IV. 53
Références du Chapitre IV	IV. 59

Chapitre V : Etude expérimentale de quelques structures à double excitation

V.1 Introduction	V. 1
V.2 Présentation des différentes structures étudiées	V. 1
V.3 Essais à vide	V. 2
V.3.1 Première structure à double excitation	V. 2
V.3.1.a Etude du flux d'excitation	V. 2
V.3.1.b Etude des pertes fer et des pertes mécanique à vide	V. 7
V.3.2 Deuxième structure à double excitation	V. 10
V.3.3 Troisième structure à double excitation	V. 11
V.3.4 Comparaison des différentes structures	V. 12
V.4 Essais en charge	V. 14
V.4.1 Fonctionnement moteur	V. 15
V.4.2 Fonctionnement générateur	V. 17
V.5 Conclusion	V. 23
Annexes	V. 24
Références du Chapitre V	V. 27

Conclusion et perspectives

Dans un contexte général où les opinions publiques sont de plus en plus sensibles aux problèmes liés à la pollution et au tarissement des sources d'énergie classiques (pétrole, gaz etc ...) [M1], un nombre croissant d'industriels et d'organismes de recherche publics ou privés tentent de trouver des solutions technologiques innovantes, permettant une meilleure gestion de l'énergie. Les machines à double excitation, ou hybrides, s'inscrivent parfaitement dans ce cadre. L'objectif de ce concept est d'obtenir des machines électriques plus performantes [G1].

Le concept de la double excitation consiste à associer dans les machines électriques synchrones, une excitation par aimants permanents, et une excitation bobinée permettant une grande souplesse de fonctionnement. Les applications sont nombreuses et variées. Les machines à double excitation peuvent être utilisées dans la production d'énergie électrique, elles fonctionnent alors en tant que générateurs. Elles peuvent également fonctionner en tant que moteurs, pour la traction électrique par exemple. Les structures que nous étudions sont d'ailleurs destinées à être intégrées dans un véhicule hybride [J1] [G2]. La double excitation permet un bon dimensionnement de l'ensemble convertisseur-machine.

Cette étude fait partie d'un contrat de recherche entre le constructeur automobile PSA (groupe Peugeot-Citroën) et le LESiR (CNRS). L'équipe conception d'actionneurs du LESiR possède une expérience notable dans le domaine de la conception des machines électriques. Plusieurs structures innovantes ont été conçues et brevetées [L1][L2]. Trois structures ont été réalisées dans le cadre de cette étude. L'objectif étant de définir une démarche de dimensionnement adaptée aux machines à double excitation, pour améliorer le fonctionnement global des systèmes comportant ces machines.

Le mémoire comporte cinq chapitres. Le premier chapitre définit le contexte général des recherches visant la réduction de la pollution due aux transports. Nous présenterons, dans ce chapitre, l'état de l'art de la recherche sur les véhicules hybrides, et les réalisations qui permettraient de réduire les émissions polluantes.

Le deuxième chapitre donne un état de l'art des machines à double excitation. Une recherche sur les brevets dégage un nombre important de titres portant sur la double excitation ou l'excitation hybride [W1]. Nous proposons un classement des structures à double excitation pour faciliter leur étude. En effet, selon l'agencement des deux circuits d'excitation par aimants permanents et

bobinage, plusieurs types de machines à double excitation peuvent être répertoriés. Nous les avons regroupés en deux catégories :

- les machines à double excitation série ;
- les machines à double excitation parallèle.

Dans le troisième chapitre, deux modèles de type circuits sont utilisés afin d'étudier les performances des machines à aimants permanents et à double excitation. Dans le premier modèle, nous négligeons les pertes. Ce modèle est utilisé pour évaluer l'influence des paramètres (inductance cyclique d'axe d, rapport de saillance) sur les performances maximales (puissance, vitesse) des machines. Le deuxième modèle, où les pertes (pertes joules et pertes fer) sont prises en compte, nous permettra d'étudier le fonctionnement des machines synchrones à aimants permanents et à double excitation sur l'ensemble du plan couple-vitesse. Le but étant d'établir une stratégie de commande optimisant le rendement en associant l'action sur les courants et tensions d'induit, et l'action sur le flux inducteur. Afin de permettre une extrapolation de notre étude nous utiliserons les valeurs réduites.

Le quatrième chapitre, aborde la modélisation par éléments finis d'une machine à double excitation. Nous commencerons par la modélisation éléments finis 2D de cette structure. Cela nous permettra d'étudier une partie de la machine. A cause des trajets des flux dans les trois dimensions (dans le plan et dans l'axe de la machine) une étude éléments finis 3D sera nécessaire pour modéliser la machine entière. Nous présenterons les avantages et les limitations liés à cette analyse. Nous finirons ce chapitre par le pré-dimensionnement d'une structure à aimants permanents, dans la perspective de lui associer un circuit d'excitation bobinée.

Le cinquième et dernier chapitre est consacré à l'étude expérimentale de quelques structures à double excitation. Trois structures ont été réalisées. Elles ont été testées à vide, une seule a fait l'objet de tests complets en fonctionnement moteur et générateur. Le but est de valider le principe de la double excitation.

Références

- [G1] J. C. Guézel, “Les haut rendement deviennent la norme,” *Industries et Techniques* magazine, pp. 54-55, n° 821, Décembre 2000.
- [G2] J. Gozzo, “Voiture propre : le CNRS sort sa griffe,” *Le journal du CNRS*, page 10, n° 142, Octobre 2001.
- [J1] Journal "*Le Monde*" du dimanche 10 – lundi 11 décembre 2000, page 22, “Première voiture hybride, la Toyota Prius arrive en France.”
- [L1] J. Lucidarme, A. H. Ben Ahmed, M. Gabsi, B. Multon, E. Santander, E. Hoang, M. Lecrivain, “Electrical machine with double excitation”, U.S. Patent 6 229 239, May 8, 2001.
- [L2] J. Lucidarme, M. Gabsi, M. Lecrivain, A. H. Ben Ahmed, “ Rotating electric machine with improved double excitation”, International Patent WO0035065, June 15, 2000.
- [M1] B. Multon, “L’énergie sur la terre : ressources et consommation. Place de l’énergie électrique,” *Revue 3EI*, N° 14, Septembre 1998, pp. 29-38.
- [W1] Site Web : <http://ep.espacenet.com/>.

Liste des principales notations employées

Chapitre II

Symbole	unité	nom	page
B	T	induction	II.16
B_r	T	induction rémanente d'un aimant	II.13
$\Delta \widehat{B}$	T	variation de crête à crête de l'induction	II.15
f	Hz	fréquence électrique	II.15
k_h	U.S.I	coefficient des fer par unité de masse par hystérésis	II.15
k_f	U.S.I	coefficient des fer par unité de masse par courants de Foucault	II.15
P_v	W/Kg	pertes fer dissipés	II.15
S	m ²	surface sous un pôle	II.16
V	V	tension induite	II.16
Φ	Wb	flux d'excitation magnétique	II.16
ω	rad/s	pulsation électrique	II.16

Chapitre III

Symbole	unité	nom	page
C_{em}	N.m	couple électromagnétique moyen	III.3
C_{em}^*	p.u	couple électromagnétique moyen normalisé	III.13
C_h^*	p.u	couple hybride moyen normalisé	III.17
C_p^*	p.u	couple réluctant moyen normalisé	III.17
F_p	p.u	facteur de puissance	III.71
i_d	A	composante dans l'axe d du courant d'induit	III.2
i_d^*	p.u	composante normalisée dans l'axe d du courant d'induit	III.13
i_q	A	composante dans l'axe q du courant d'induit	III.2
i_q^*	p.u	composante normalisée dans l'axe q du courant d'induit	III.13
I	A	module du courant d'induit dans le référentiel de Park	III.3
I^*	p.u	module du courant d'induit normalisé dans le référentiel de Park	III.12
I_{max}	A	module maximal du courant d'induit dans le référentiel de Park	III.9
I_{exc}	A	courant d'excitation	III.3

Symbole	unité	nom	page
$I_{e\ max}$	A	courant d'excitation maximal	III.14
i_{fd}	A	composante dans l'axe d du courant des pertes fer	III.4
i_{fd}^*	p.u	composante normalisée dans l'axe d du courant des pertes fer	III.15
i_{fq}	A	composante dans l'axe q du courant des pertes fer	III.4
i_{fq}^*	p.u	composante normalisée dans l'axe q du courant des pertes fer	III.15
k_f	p.u	coefficient d'excitation	III.3
k_{exc}	H	mutuelle inductance modélisant le circuit d'excitation	III.3
L_d	H	inductance cyclique dans l'axe d	III.2
L_d^*	p.u	inductance cyclique dans l'axe d normalisée	III.12
L_q	H	inductance cyclique dans l'axe q	III.2
L_q^*	p.u	inductance cyclique dans l'axe q normalisée	III.12
p		nombre de paire de pôle	III.3
P_{em}	W	puissance électromagnétique	III.3
P_{em}^*	p.u	puissance électromagnétique normalisée	III.12
P_J	W	pertes joules	III.6
P_J^*	p.u	pertes joule normalisées	III.16
P_f	W	pertes fer	III.6
P_f^*	p.u	pertes fer normalisées	III.16
R_a	Ω	résistance d'une phase statorique	III.4
R_a^*	p.u	résistance normalisée d'une phase statorique	III.14
R_f	Ω	résistance des pertes fer	III.4
R_f^*	p.u	résistance normalisée des pertes fer	III.14
R_e	Ω	résistance des bobines d'excitation	III.6
R_e^*	p.u	résistance normalisée des bobines d'excitation	III.14
v_d	V	composante dans l'axe d de la tension d'alimentation	III.2
v_d^*	p.u	composante normalisée dans l'axe d de la tension d'alimentation	III.22
v_q	V	composante dans l'axe q de la tension d'alimentation	III.2
v_q^*	p.u	composante normalisée dans l'axe q de la tension d'alimentation	III.22
V	V	module de la tension d'induit dans le référentiel de Park	III.3
V^*	p.u	module normalisé de la tension d'induit	III.12
V_{max}	V	module maximal de la tension d'induit dans le référentiel de Park	III.12
V_{max}^*	p.u	module maximal normalisé de la tension d'induit	III.12

Symbole	unité	nom	page
$V_{e\ max}$	V	module maximal de la tension d'alimentation des bobines d'excitation	III.14
ρ		rapport de saillance	III.4
α	p.u	taux d'hybridation	III.16
α_{opt}	p.u	taux d'hybridation optimal	III.61
Φ_a	Wb	module du flux d'excitation des aimants dans le repère de Park	III.3
Φ_{exc}	Wb	module du flux d'excitation dans le repère de Park	III.2
Φ_{max}	Wb	module maximal du flux d'excitation dans le repère de Park	III.3
ω	rad/s	pulsation électrique	III.2
Ω	rad/s	vitesse de rotation	III.7
Ω_b	rad/s	vitesse de base	III.12
Ω^*	p.u	vitesse de rotation normalisée	III.12
Ω_{max}^*	p.u	vitesse de rotation normalisée maximale	III.29
ψ	rad	déphasage entre le courant et la F.E.M	III.4
δ	rad	déphasage entre la tension et la F.E.M	III.4
η		rendement	III.17

Chapitre IV

Symbole	unité	nom	page
B_a	T	induction de l'aimant	IV.2
B_e	T	induction dans l'entrefer	IV.4
B_r	T	induction rémanente de l'aimant	IV.2
C_{em}	N.m	couple électromagnétique moyen	IV.12
e	mm	épaisseur de l'entrefer	IV.4
e_a	mm	épaisseur de l'aimant	IV.4
$encp$		nombre d'encoches par pôle et par phase	IV.39
e_c, e_{pc}	mm	épaisseur de la culasse	IV.38
ep_f	mm	épaisseur des flasques	IV.34
H_a	A.m	champ magnétique de l'aimant	IV.2
h_{ds}	mm	hauteur d'une dent stator	IV.38
i_1	A	courant dans une phase	IV.25

Symbole	unité	nom	page
I_0	A	valeur efficace du courant de phase	IV.11
I	A	module du courant dans le repère de Park	IV.11
I_{max}	A	module maximal du courant dans le repère de Park	IV.27
J	A/mm ²	densité de courant maximale	IV.14
J_{eff}	A/mm ²	densité de courant maximale efficace	IV.18
K_b		coefficient de bobinage	IV.14
K_c		coefficient de Carter	IV.4
kdc		coefficient de tension d'alimentation	IV.26
l_s	m	longueur moyenne d'une spire	IV.25
L_a	mm	longueur active de la machine	IV.34
L_{aim}	mm	hauteur d'un aimant	IV.38
L_{dr}	mm	largeur d'une dent rotor	IV.38
L_e	mm	largeur d'une encoche ou d'une dent stator	IV.38
Ni	A	nombre d'ampère tour	IV.14
n_s		nombre de spires	IV.25
p		nombre de paire de pôle	IV.12
P_d	H	perméance dans l'axe direct	IV.22
P_q	H	perméance dans l'axe en quadrature	IV.22
q		nombre de phase	IV.39
R	Ω	résistance d'une phase statorique	IV.25
R_a, R_{arb}	mm	rayon d'arbre	IV.34
R_e	mm	rayon d'entrefer	IV.4
$R_{int s}$	mm	rayon intérieur du stator	IV.34
$R_{ext s}$	mm	rayon extérieur du stator	IV.34
r_s	Ω	résistance spécifique d'une phase	IV.25
S_a	mm ²	surface d'un aimant	IV.4
S_e	mm ²	surface d'entrefer sous un pôle	IV.4
S_{cu}	mm ²	surface de cuivre dans une encoche	IV.14
S_{enc}	mm ²	surface d'encoche	IV.14
U_c	V	tension continue d'alimentation	IV.26
v_l	V	tension dans une phase	IV.25
V_{max}	V	valeur efficace maximale de la tension d'une phase stator	IV.26

Symbole	unité	nom	page
z		nombre d'encoches	IV.39
Φ_{exc}	Wb	module du flux d'excitation magnétique	IV.12
Φ_l	Wb	flux magnétique traversant une phase statorique	IV.25
Φ_e	Wb	flux sous un pôle	IV.5
Ψ_{exc}	Wb	flux d'excitation magnétique par spire	IV.18
μ_r	p.u	perméabilité relative	IV.2
ρ		rapport de saillance	IV.12
θ	rad	position angulaire mécanique	IV.11

Chapitre V

Symbole	unité	nom	page
ea_a	mm	épaisseur d'un aimant azimutal	V.25
ea_l	mm	épaisseur d'un aimant latéral	V.25
ec_f	mm	épaisseur du collecteur de flux rotorique	V.25
ep_c	mm	épaisseur culasse	V.25
ep_f	mm	épaisseur des flasques	V.25
f	Hz	fréquence électrique	V.8
I_{exc}	A	courant d'excitation	V.9
I_n	A	courant nominal d'induit	V.15
L_a	mm	longueur active de la machine	V.25
L_{aim}	mm	hauteur d'un aimant	V.25
L_d	H	inductance cyclique dans l'axe d	V.15
L_{ext}	mm	longueur totale de la machine	V.25
p		nombre de paire de pôle	V.15
P_f	W	pertes fer	V.8
$P_{méc}$	W	pertes mécaniques	V.8
R_{arb}	mm	rayon d'arbre	V.25
$R_{ext f}$	mm	rayon extérieur flasques	V.25
$R_{ext r}$	mm	rayon extérieur rotor	V.25
$R_{int s}$	mm	rayon intérieur stator	V.25
$R_{ext s}$	mm	rayon extérieur stator	V.25
Φ_a	Wb	flux d'excitation des aimants	V.15

I.1 Introduction

Ce premier chapitre est consacré à la description du contexte de ce travail de recherche. Nous tentons d'identifier les causes de la pollution atmosphérique et ses effets sur les écosystèmes vivants. Nous mettrons plus spécifiquement en lumière le rôle important des transports et de la production d'énergie dans la pollution atmosphérique. La prise de conscience de l'opinion publique, puis des pouvoirs publics a permis de mettre en place un arsenal juridique contraignant, dans le but de réduire les émissions polluantes. Nous verrons ensuite quelles solutions proposent les industriels, et plus particulièrement les industriels de l'automobile, pour respecter les normes concernant ces émissions. Toutes ces solutions doivent être analysées et confrontées du point de vue de leur bilan écologique global, pour éviter que le remède ne soit plus dangereux que le mal. Nous finirons ce premier chapitre par une présentation du véhicule hybride qui semble être le projet le plus abouti dans la recherche de transports moins polluants.

I.2 Pollution atmosphérique par les transports : un réel problème d'actualité

Cette dernière décennie a été marquée dans le monde par une prise de conscience des inconvénients et des dangers liés à la pollution. Plusieurs grandes conférences internationales sur ce thème se sont tenues durant ces dix dernières années. Du 1^{er} au 10 décembre 2000, pour ne citer qu'elle, s'est tenue à Kyoto (Japon) une conférence climatique internationale sous l'égide de l'ONU, à laquelle ont participé plus de 160 pays. L'objectif est de limiter et réduire les gaz à effet de serre qui provoquent le réchauffement de la planète. En juin 1992, ces mêmes pays avaient signé au sommet de Rio une "convention sur les changements climatiques", qui préconisait la limitation des rejets polluants [W1].

En France, les services publics ont mis le doigt sur les fortes concentrations de polluants liées à l'interaction entre le trafic routier et le beau temps. Des mesures de limitations de vitesse ont été prises et pour la première fois, la circulation alternée a été décidée.

Alors que les rejets de polluants industriels régressent, ceux des gaz d'échappement augmentent sans cesse, proportionnellement au trafic automobile et aérien [W2]. On constate un allongement des distances quotidiennes parcourues, surtout en voiture. Les gaz d'échappement sont aujourd'hui une cause importante de pollution atmosphérique [W3]. Ces

gaz sont composés, en fait, d'une multitude d'agents polluants (le dioxyde de carbone (CO₂), le monoxyde de carbone (CO), les oxydes d'azotes (NO_x), les hydrocarbures imbrûlés (HC), des particules en suspension (hydrocarbures partiellement brûlés), le dioxyde de soufre (SO₂), des métaux (principalement du plomb), etc) [W4] dont la plupart font partie des principaux indicateurs actuellement surveillés [W5]. L'air pollué, avant tout dangereux pour la santé, perturbe profondément le climat et les écosystèmes. La ville de Mexico est un exemple extrême : cette métropole, l'une des plus grandes du monde, subit une pollution tout à fait catastrophique. La pollution, particulièrement concentrée dans l'atmosphère urbaine, se répand également dans les campagnes sous l'action des vents.

Dans les années 1950, un smog londonien aurait provoqué, d'après un rapport médical, plus de 3 000 décès [W6]. Smog est un mot anglais signifiant brouillard enfumé. Le smog est essentiellement constitué d'ozone[W7][W8]. La plupart des gens associent ce gaz à la couche de gaz protectrice qui se trouve dans la haute atmosphère terrestre. La couche d'ozone est utile : elle filtre les rayons ultraviolets du soleil, qui sont nocifs. L'ozone est un constituant naturel de la troposphère (couche basse de l'atmosphère).

Toutefois, au niveau du sol, c'est l'augmentation de concentration d'ozone atmosphérique due à la pollution qui est responsable de ce brouillard vicié appelé smog. L'ozone est un polluant secondaire, car il n'est pas directement émis par les moteurs à combustion, il résulte d'une réaction chimique mettant en cause (entre autres) les oxydes d'azote qui eux sont contenus dans les gaz d'échappement [W7].

Pour donner quelques chiffres indicatifs ; en France on estime que dans les émissions de polluants, 30% du CO₂, 70% du CO, 75% des NO_x (NO et NO₂), 60% des hydrocarbures et 13% du SO₂, sont imputables aux transports [W4].

Dans le tableau suivant (Tab 1.1) on peut situer la place de la pollution due aux transports par rapport aux autres sources de pollution en France [W2].

En France, à partir de ce constat alarmant, les pouvoirs publics ont mis en place tout un arsenal juridique dont le but est de limiter les rejets polluants dans l'atmosphère (par exemple la loi n° 96-1236 du 30 décembre 1996 sur l'air et l'utilisation rationnelle de l'énergie, dite loi Lepage) [W9][W10]. Pour respecter ces lois, les industriels ont été obligés de rechercher des solutions leur permettant de réduire ces rejets polluants.

Sources d'émission des gaz à effet de serre	Part (en %)
Transports	21,3
Combustion pour résidentiel, tertiaire et agriculture	16,8
Combustion pour industrie manufacturière et construction	12,7
Utilisation de la biomasse forestière	11,5
Combustion et transformation d'énergie	9,3
Sols agricoles	7,9
Fermentation entérique du bétail	4,4
Procédés industrie chimique	4,3
Mise en décharge	1,8
Autres sources	10,1

Tab. 1.1 – Contributions relatives des sources d'émissions à l'effet de serre en 1996.

I.3 Solutions

La diminution des rejets polluants passe par l'utilisation rationnelle de l'énergie et le développement des énergies renouvelables, moins polluantes. La transformation de l'énergie (combustion) étant la principale source de gaz d'échappement polluants.

Pour l'année 1995, le tableau 1.2 montre la consommation d'énergie primaire par type d'énergie [W11] et le tableau 1.3 montre, quant à lui, la consommation d'énergie des transports [W12].

Energie primaire	Part (en %)
Pétrole	41,0
Electricité d'origine nucléaire	29,6
Electricité d'origine thermique	3,0
Electricité d'origine hydraulique	5,3
Gaz	13,6
Charbon	5,8
Energies renouvelables	1,8

Le total de la consommation d'énergie pour l'année 1995 est de 237,3 millions de Tep.

Tab. 1.2 – Consommation d'énergie primaire par type d'énergie en 1995.

Type de transport	Part (en %)
Transports routiers	79,5
Transports ferroviaires et urbains	4,7
Transports aériens	10,0
Transports maritimes et fluviaux	6,0

Le total de la consommation d'énergie des transports pour l'année 1995 est de 48,6 millions de Tep.

Tab. 1.3 – Consommation d'énergie des transports en 1995.

On note que la plus grande part de la production d'énergie se fait à partir de la combustion du pétrole, dont la transformation est l'une des plus polluantes. On remarque, par ailleurs, que les transports, et plus particulièrement les transports routiers, sont les plus gros consommateurs de pétrole.

I.3.1 Développement des énergies renouvelables

Le développement des énergies renouvelables répond en premier lieu à des préoccupations d'environnement (effet de serre, sûreté nucléaire) et au problème de sécurité d'approvisionnement (il est très probable que nous aurons épuisé le gaz naturel et le pétrole durant le 21^{ème} siècle) [M1].

Le développement de l'énergie nucléaire, dont la consommation en France est passée de 1,1 Tep en 1973 à 70,2 Tep en 1997 [W11], est freiné aujourd'hui, à juste titre, par des problèmes de sûreté nucléaire (rappelons la catastrophe de Tchernobyl, dont les effets se font ressentir jusqu'à nos jours et ceci même dans des régions situées à des milliers de kilomètres du lieu de la catastrophe), et d'environnement (déchets radioactifs). De plus les réserves en uranium, utilisé pour la fission nucléaire, sont limitées [M1].

Les énergies renouvelables, comme leur nom l'indique, sont, à notre échelle de temps, celles qui sont dispensées continûment par la nature. Elles sont issues du rayonnement solaire, du noyau terrestre et des interactions gravitationnelles de la lune et du soleil avec les océans [M1].

Nous décrivons, dans ce qui suit, les principales sources d'énergies renouvelables et leur potentiel de développement.

I.3.1.a L'énergie hydraulique

C'est la principale source d'énergie renouvelable, dans le sens où elle est rentable, largement exploitée, et les techniques de son exploitation sont bien maîtrisées dans les pays développés [M1]. Elle est surtout utilisée dans la production d'électricité. Actuellement, on estime à 843 milliards de kWh la production annuelle hydroélectrique en Europe (CEE + autres), dont 70% sont déjà exploités [W13]. En Norvège et au Québec, plus de 90% de la production d'électricité est hydraulique [W13][W14], 70% des besoins en électricité de l'Autriche sont d'origine hydraulique [W13]. Pour la Suisse, le Portugal, l'Italie, l'Espagne et la France, l'énergie d'origine hydraulique représente respectivement 60, 32, 20, 16 et 14% de la production nationale [W13]. Le plus grand potentiel de développement de cette source d'énergie se trouve en Afrique. On estime à 1000 milliards de kWh par an le potentiel hydroélectrique de ce continent, 52 milliards de kWh étant actuellement exploités [W13].

I.3.1.b L'énergie éolienne (aérogénération)

Cette énergie est exploitée depuis longtemps (bateau à voile, moulins à vent, pompes à eau) [W13]. Les techniques de son exploitation pour la production d'électricité sont actuellement bien maîtrisées. Aujourd'hui, la baisse du kWh éolien permet un développement sans précédent de cette production [C1]. Fin 2000, la puissance installée en éolienne au niveau mondiale était de l'ordre de 14 GW, les plus grands producteurs étant les USA (2600 MW) (en 1994 le parc du col de Tehachapi, au Nord de Los Angeles, a produit 1,32 TWh [W15]), l'Allemagne (plus de 5000 MW) et le Danemark (2000 MW, soit plus 10% de la demande énergétique électrique nationale [M1][C1]). Le taux de croissance mondial actuel de ce mode de production est de 40% par an. En France, la production éolienne fait l'objet d'un programme de développement (EOLE 2005) qui prévoit d'installer de 250 à 500 MW d'éoliennes d'ici 2005 [C1].

I.3.1.c L'énergie solaire photovoltaïque

Cette énergie reste très coûteuse par rapport aux précédentes sources [M1]. Elle est plutôt réservée à l'alimentation électrique locale en sites isolés d'équipements et d'habitations, où elle devient économiquement viable. C'est le cas, par exemple, de l'Afrique subsaharienne, région qui bénéficie d'un fort ensoleillement et où l'énergie solaire représente un énorme facteur de développement permettant de répondre aux besoins électriques élémentaires [W13].

Aujourd'hui, on peut estimer la puissance photovoltaïque installée dans le monde à environ 1000 MW, en large majorité en production localisée [M1]. Il y a encore très peu d'installations à grande échelle.

I.3.1.d L'énergie des marées

La plus grande expérience dans ce domaine est l'usine marée motrice de la Rance (France) qui produit à elle seule 91% de l'énergie électrique marémotrice mondiale [M1]. Jusqu'à nos jours, cette usine reste une réussite remarquable en terme de fiabilité (160 000 heures de fonctionnement, sans grand incident) et de rentabilité (en 30 ans, l'usine a produit 16 milliards de kWh au prix de 18,5 centimes le kWh [W13]). Dans le monde, deux grands projets sont à l'étude : celui de la Fundy Bay au Canada (5300 MW) et celui du barrage de Severn en Angleterre (8640 MW). Ces projets se heurtent à des considérations écologiques, à cause des perturbations qu'ils induiraient dans les écosystèmes locaux [M1].

I.3.1.e L'énergie géothermique

L'énergie géothermique provient du noyau terrestre en fusion. Cette énergie peut être exploitée pour la production d'électricité ou pour le chauffage urbain. La puissance installée était de 8 GW électriques en 1998 pour le monde entier. Aux Philippines, ce mode de production d'électricité représente 19% de la production nationale [M1]. En France, la centrale géothermique de Bouillante (Guadeloupe) est la seule centrale géothermique haute température (on prévoit une montée en puissance à 20 MW électriques) [M1][W16]. Ce mode de production reste, cependant, limité géographiquement aux zones volcaniques [W16].

I.3.1.f L'énergie de la biomasse

La biomasse ou les biocombustibles désignent toute matière d'origine organique, qui peut être utilisée, ou dont on peut extraire un combustible, pour produire de l'énergie [M1]. Le bois, par exemple, représente encore dans certain pays une source importante d'énergie [W13]. La bagasse, résidu de la canne à sucre, possède un pouvoir calorifique supérieur à certains lignites (charbon de mauvaise qualité). Le bio diesel est extrait de plantes comme le colza, le lin et le tournesol. Les biogaz (méthane, méthanol) sont extraits de la fermentation de végétaux. Les déchets urbains peuvent également être utilisés pour produire de l'énergie.

Dans les pays industrialisés, l'incinération d'une tonne d'ordures ménagères permet de produire de 300 à 500 kWh [M1]. En Guadeloupe, Charbonnages de France et EDF ont mis en service en 1999 une centrale de cogénération (production de chaleur (vapeur) et d'électricité) de 60 MW, fonctionnant à la bagasse et au charbon. A la Réunion, deux centrales de cogénération, fonctionnant avec de la bagasse et du charbon assurent 44% de la production de l'électricité de l'île [W17][W18][W16].

I.3.2 Des transports moins polluants

Aujourd'hui, la voiture propre est un problème sur lequel travaillent nombre d'industriels de l'automobile, pour répondre aux problèmes que pose la pollution atmosphérique. La voiture électrique, que l'on présente d'ailleurs comme "la solution" au problème de la pollution des gaz d'échappement, ne date pas d'hier. Déjà, à la fin du 19^{ème} siècle, au début de l'automobile, plusieurs modes de propulsion étaient en compétition (le moteur électrique, le moteur à vapeur et le moteur thermique). D'ailleurs, les performances des premiers prototypes de véhicule électrique n'avaient rien à envier à celles des véhicules à propulsion thermique de l'époque. Dès 1889, la "Jamais Contente" (un prototype de véhicule électrique, figure I.1 [M2]) avait franchi le cap des 100 km/h. Le talon d'Achille de ce type de propulsion, qui fut un frein à son développement réside dans les moindres performances des batteries dont l'énergie massique est 100 fois plus faible que celle de l'essence. Cependant, à cause de l'aggravation de la pollution par les gaz d'échappement d'une part, et grâce à l'évolution des batteries d'autre part, le véhicule électrique connaît un regain d'intérêt [M2].

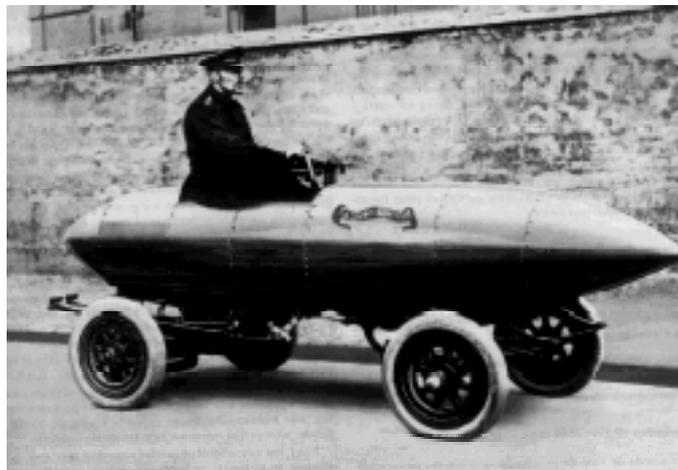


Fig. 1.1 – La "Jamais Contente" [M2].

Quelques solutions ont été imaginées par les industriels :

I.3.2.a La voiture tout électrique

Le développement du véhicule électrique, comme on l'a déjà dit précédemment, est fortement lié au développement de son alimentation en énergie : les batteries. Les batteries dont l'énergie massique est relativement faible sont de plus très lourdes et très coûteuses.

Selon la source d'énergie utilisée pour alimenter ces véhicules, on distingue essentiellement deux types de voitures électriques.

I.3.2.a.1 Voitures électriques à batteries rechargeables par prise de courant

Les véhicules électriques fonctionnant avec des batteries, constituent aujourd'hui l'essentiel du parc mondial des véhicules électriques. Une batterie est un système embarqué pouvant stocker de l'énergie électrique pour la restituer par la suite. C'est à ce jour le système le mieux adapté pour l'alimentation des véhicules électriques. Son invention remonte au 19^{ème} siècle, il est, de ce fait, le système de stockage le mieux maîtrisé techniquement [W22].

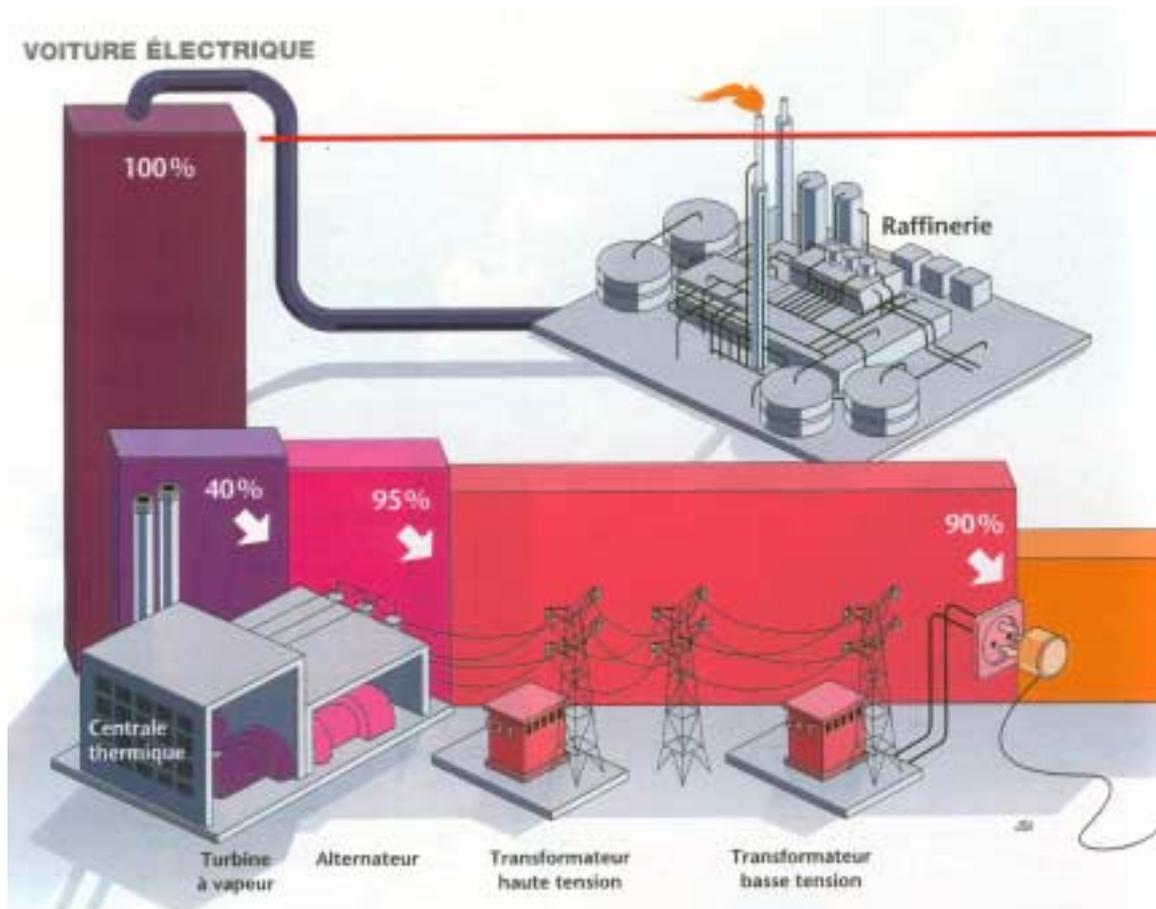
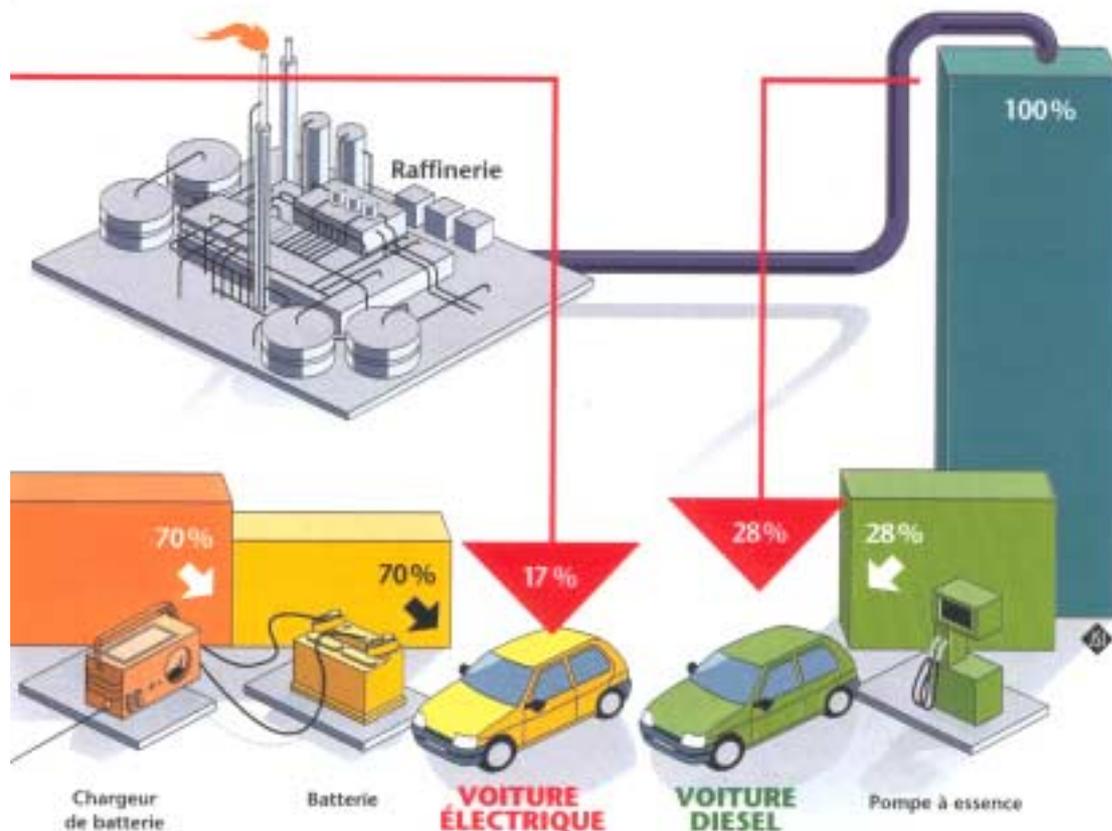


Fig. 1.2 – Bilan énergétique comparé d'une chaîne de traction électrique et thermique [S1].

Aujourd'hui, on trouve essentiellement deux types de batteries industrialisées en Europe : les batteries au plomb et les batteries au nickel-cadmium. Les batteries au nickel-cadmium présentent des performances nettement supérieures à celles des batteries au plomb :

- une autonomie accrue (1,6 fois supérieure à celle des batteries au plomb) ;
- une durée de vie plus importante (2 fois plus de cycles pour les batteries au nickel-cadmium).

L'inconvénient des batteries au nickel-cadmium est le coût, qui est beaucoup plus élevé que celui des batteries au plomb. D'autres technologies de batteries existent, les batteries nickel-métal-hydrure et les batteries au lithium. Elles permettent d'améliorer les performances. Leur industrialisation est récente, et elles sont de ce fait assez chères [W22].



Les batteries, comme on l'a dit précédemment, ne représentent qu'un système de stockage d'énergie. Au cours du fonctionnement du véhicule électrique, ces batteries vont alimenter le moteur électrique en énergie et vont de ce fait se décharger. Il est donc nécessaire de les recharger. C'est là que se trouve le problème du véhicule électrique, car d'une part, la recharge n'est pas instantanée (5h si la recharge est effectuée sur une borne classique, 30 minutes sur des bornes "recharge rapide" [W22]) et d'autre part l'énergie nécessaire à la recharge des batteries n'est pas totalement non polluante. Là aussi il faudrait étudier le bilan écologique global d'une telle solution [W21][S2].

Sur la figure 1.2, on présente une comparaison entre le rendement global d'une chaîne de traction électrique et thermique. Les deux types de véhicules sont alimentés par la même énergie primaire (le pétrole).

On voit que globalement, le véhicule thermique est plus avantageux du point de vue consommation et donc du point de vue écologique que le véhicule électrique, un rendement de l'ordre de 28% pour le véhicule thermique contre seulement 17% pour le véhicule électrique [W21][S1].

Si l'électricité n'était pas produite à partir de pétrole, mais grâce à des énergies moins polluantes, peut être le bilan écologique serait-il à l'avantage du véhicule électrique. En France, par exemple, plus de 70% de l'électricité est d'origine nucléaire, mais peut-on dire que l'énergie nucléaire est moins polluante ? De plus l'utilisation de l'énergie nucléaire pose d'énormes problèmes de sûreté. Quant aux énergies renouvelables, qui sont réellement, moins polluantes, elles ne sont pas à même de répondre en l'état actuel des choses à la demande en électricité qu'engendrerait une grande flotte de véhicules électriques. Aujourd'hui la plus grande partie de l'énergie électrique, dans le monde, est produite à partir de pétrole ou de charbon, production extrêmement polluante.

Ce problème mis à part, les batteries sont une source de pollution chimique. Les produits qu'elles contiennent (plomb, acide sulfurique, cadmium, nickel ...etc) sont loin d'être écologiques.

Dans la référence [W21], l'auteur présente une étude comparative, assez complète et détaillée, des avantages et des inconvénients des deux types de véhicule. Il en ressort un avantage indéniable en faveur du véhicule thermique à tous points de vue.

L'origine de la pénalisation du véhicule électrique est liée à la difficulté de stocker de manière massive et efficace l'énergie électrique (on rappelle que, l'énergie massique des batteries est en général 100 fois plus faible que celle de l'essence). Les piles à combustible apparaissent aujourd'hui comme une technologie prometteuse, pouvant répondre à cette problématique [W21].

I.3.2.a.2 Voiture électrique à alimentation par pile à combustible

L'application de cette technologie dans le domaine automobile est assez récente et relève encore de l'expérimentation. La pile à combustible existe depuis près de 200 ans. Elle fut inventée en Angleterre au début du 19^{ème} siècle par deux anglais, Sir Henry Davy et Sir William Grove [W23][W24].

Le principe de fonctionnement de la pile à combustible repose sur la production d'énergie par réaction entre de l'hydrogène et de l'oxygène (figure 1.3). Cette réaction produit, en fait, de l'électricité et de la chaleur[W24][W25].

A Chelles, en banlieue parisienne, EDF et GDF exploitent ensemble une petite centrale de cogénération fonctionnant sur ce principe. La part d'énergie qui serait perdue est récupérée pour être utilisée pour le chauffage. Cela permet d'augmenter le rendement de manière significative [W26].

Chez les constructeurs automobiles, Daimler - Chrysler est le plus en avance dans ce domaine. Ce constructeur développe en collaboration avec Ballard (un fabricant de batteries canadien) [W27], une voiture à traction électrique, la NECAR (New Electric Car), dont l'alimentation est assurée par une pile à combustible. La commercialisation de ce véhicule est prévue pour 2004 [W28].

Toute la difficulté est de fournir les composés nécessaires à la réaction. Pour l'oxygène, il suffit de le puiser dans l'air ambiant. C'est la production d'hydrogène qui pose problème. Il existe, en fait, deux solutions :

- l'hydrogène est stocké à bord du véhicule ;
- l'hydrogène nécessaire à la réaction est produit directement à bord du véhicule, via un reformeur, à partir d'essence ou de méthanol.

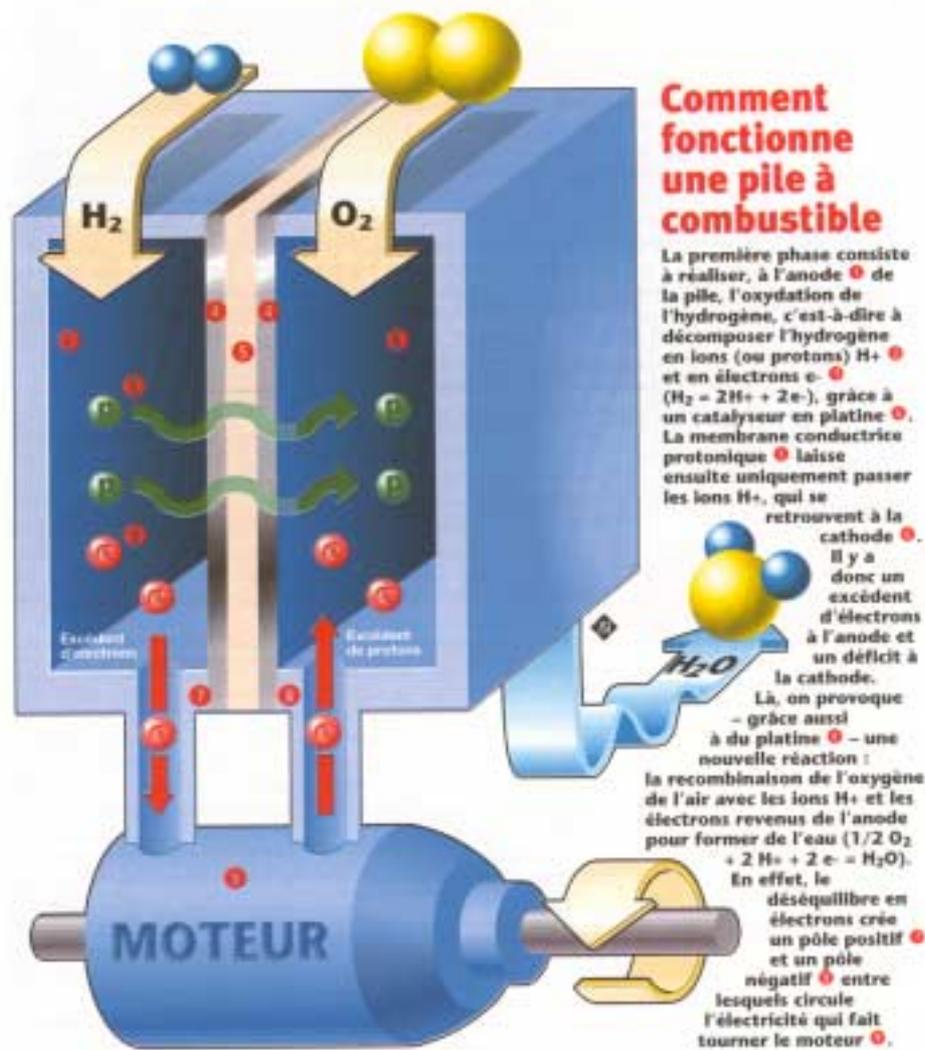


Fig. 1.3 – Principe de fonctionnement d'une pile à combustible [S2].

C'est la deuxième solution qui est privilégiée. La première solution comporte des problèmes de sécurité, et des difficultés d'ordre technique en découlent. La conception de réservoirs adaptés n'est pas simple et les infrastructures nécessaires, pour l'approvisionnement en hydrogène, impliquent d'énormes investissements. Ces problèmes sont, en partie, contournés par la deuxième solution [S3].

Reste que, dans les deux cas, la production de l'hydrogène en grande quantité, est une opération coûteuse en énergie, et qui de plus est polluante. Il est donc nécessaire de faire un bilan écologique global. Cependant, selon les informations disponibles, les quantités d'émissions polluantes sont relativement plus faibles que celles du moteur thermique. Cette technique reste toutefois extrêmement coûteuse, car la plupart des piles à combustible

requièrent des catalyseurs qui contiennent des métaux précieux. Enfin, la durée de vie reste à améliorer, elle ne dépasse pas aujourd'hui quelques milliers d'heures [W23][W24].

I.3.2.b La voiture hybride

Le principe du véhicule hybride repose sur la combinaison de deux sources d'énergie pour assurer la traction : une motorisation électrique et une motorisation thermique. Le but de cette combinaison est d'associer les qualités des deux types de motorisation[W29][W30][W31][W32][A1].

Selon l'architecture choisie, on distingue essentiellement deux familles d'hybrides : les hybrides séries et les hybrides parallèles [W29][W33].

I.3.2.b.1 Hybride série (figure 1.4.a)

La propulsion dans ce type de véhicule est intégralement électrique. L'alimentation du moteur électrique est assurée par un générateur d'électricité embarqué et une batterie. Le générateur est constitué d'un moteur thermique et d'un alternateur.

Sur route, c'est le générateur qui fournit l'énergie au moteur électrique. La batterie peut fournir un supplément de puissance ponctuel si nécessaire. La gestion des flux d'énergies se fait de manière que le moteur thermique ne subisse pas des changements trop brutaux de régime. On peut ainsi faire fonctionner le moteur thermique dans la zone à rendement maximum dans son plan couple - vitesse. Par suite, le moteur thermique consomme mieux et donc pollue moins.

La charge de la batterie est assurée :

- soit par récupération d'une partie de l'énergie produite par le groupe électrogène, via l'alternateur ;
- soit lors du freinage par récupération ;
- soit par branchement sur le réseau électrique.

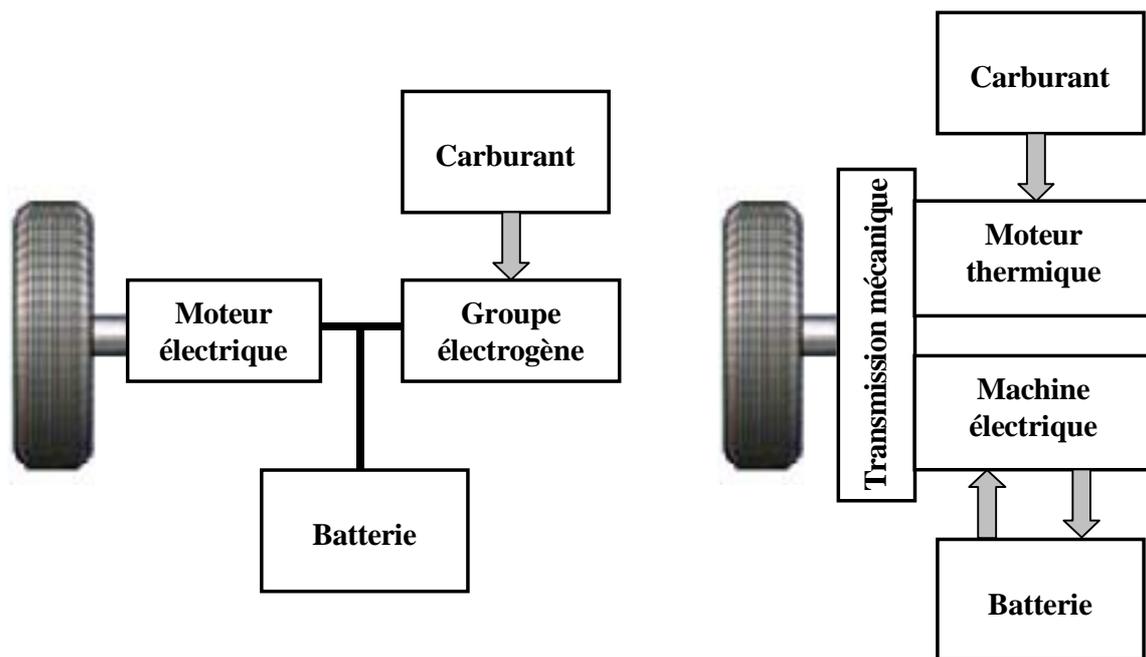
I.3.2.b.2 Hybride parallèle (figure 1.4.b)

Pour l'hybride parallèle la propulsion peut être électrique, thermique, ou les deux en même temps. La puissance est entièrement transmise aux roues par une transmission mécanique.

Le moteur thermique fonctionne avec un carburant classique (en général le moteur thermique fonctionne avec de l'essence, les moteurs à essence étant moins chers que les moteurs Diesel). Le moteur électrique est alimenté uniquement par la batterie.

La charge de la batterie est assurée :

- soit lors d'un fonctionnement en mode thermique uniquement : le moteur thermique entraîne alors un alternateur qui va recharger les batteries (le fonctionnement en alternateur est assuré, soit par la machine électrique qui fonctionne en moteur par ailleurs, soit les fonctions moteur et alternateur sont assurées par deux machines distinctes) ;
- soit lors du freinage par récupération ;
- soit par branchement sur le réseau électrique.



a) L'hybride série

b) L'hybride parallèle

Fig. 1.4 – Architectures principales des véhicules hybrides.

Ces architectures représentent les architectures de base des véhicules hybrides. Pour chaque type d'architecture, des variantes existent. La TOYOTA Prius, qui est à ce jour le seul

véhicule hybride commercialisé au Japon, en Amérique du nord et en Europe, présente une architecture qui est un mélange des deux architectures de base (figure 1.5) [W31][A1].

Le moteur thermique de la Prius est un moteur à essence "classique" de 1,5 l pour 72 chevaux (52 kW). Le moteur électrique est un moteur synchrone à aimants permanents de 33 kW (45 chevaux). L'alternateur, entraîné par le moteur thermique, permet la recharge des batteries à haute tension (batteries nickel-métal-hydrure, d'une tension nominale de 240 volts). Le tout est commandé automatiquement de manière à optimiser le "réglage" du rendement [W31].

Au démarrage, à faible vitesse ou en trafic irrégulier, là où le moteur thermique est le moins efficace et pollue le plus, la traction est exclusivement électrique. Le moteur thermique prend le relais en douceur, autour de 10 km/h.

Lors d'accélération brutale, en côte ou lors de dépassement, la répartition de l'énergie se fait de manière à ce que le moteur thermique ne subisse pas de trop grands changements de régimes [W31].

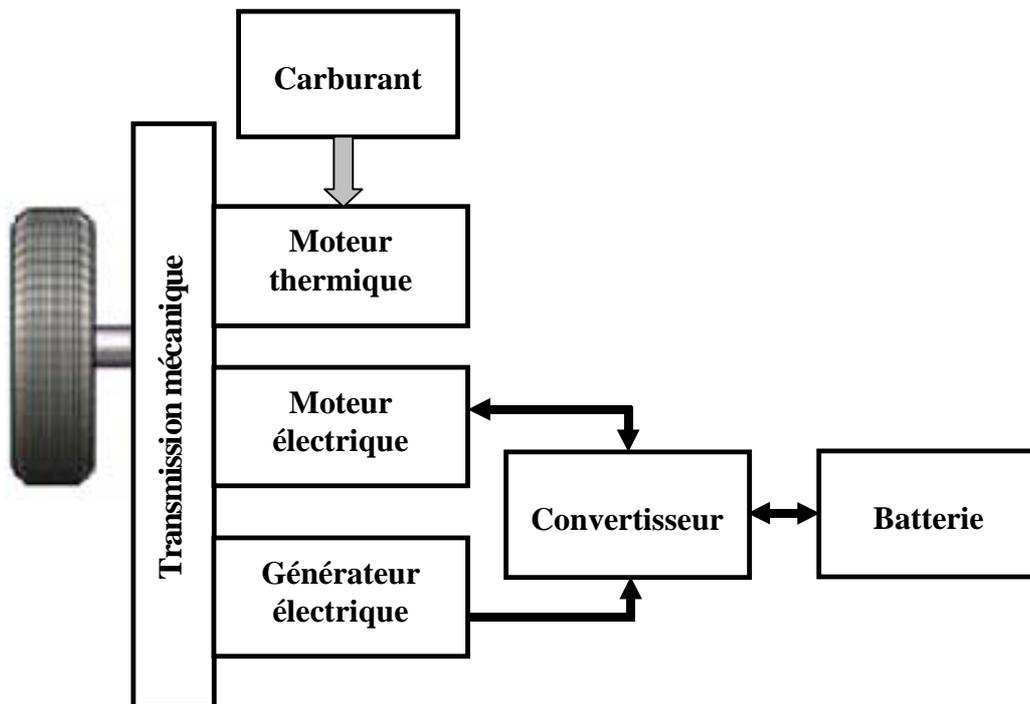


Fig. 1.5 – Hybride série – parallèle avec répartiteur mécanique.

En fait, tout est fait de manière à ce que le moteur thermique fonctionne dans la plage de régime moteur la plus favorable du point de vue rendement et donc consommation et pollution.

La recharge des batteries est effectuée lors du fonctionnement du moteur thermique dans des plages favorables ou lors du freinage par récupération d'énergie.

Selon TOYOTA, la Prius peut ainsi atteindre une autonomie de 900 kilomètres et ses émissions d'oxydes de carbone (CO₂) sont inférieures de 40% à celles d'un véhicule thermique classique de même gabarit. Ses performances en termes de vitesse maximale, d'accélération et de reprises sont tout à fait honorables. Compte tenu de son coût de production, le prix de la Prius reste élevé (environ 150 000 FF) comparé aux modèles de sa catégorie [J1][A1].

I.4 Conclusion

Ce premier chapitre a souligné le rôle important joué par les transports dans l'aggravation de la pollution atmosphérique, et esquissé la description de certaines solutions tentant d'apporter des réponses à ce problème.

Le véhicule hybride semble être le projet le plus mûr dans ce domaine. C'est le mariage entre les deux technologies du moteur thermique et du moteur électrique, technologies assez bien maîtrisées. Le but est d'associer les qualités de ces deux types de motorisation.

Aujourd'hui, chez les industriels de l'automobile ou de l'aéronautique, la tendance est au remplacement des commandes mécaniques ou hydrauliques par des commandes électriques. Ces dernières permettent des réglages plus souples et plus fins que les commandes mécaniques. Tout cela va dans le sens d'une gestion plus rationnelle de l'énergie et une réduction des émissions polluantes.

Le frein au développement de véhicules tout électrique reste le problème du stockage de manière massive et efficace de l'énergie électrique. Ce problème aurait-il été résolu, qu'il n'en reste pas moins que la production massive de l'énergie électrique est elle-même polluante.

Références du Chapitre I

- [A1] R. Apter, C. Finidori, M. Präthaler, "Impact des véhicules hybrides sur l'environnement," *Actes du colloque GEVIQ'2000*, pp. 106-112, Marseille, France, Mars 2000.
- [C1] H. Martigne, P. Cholley, "Insertion des moyens de production éoliens dans les réseaux électriques," *Actes du Colloque EF'99*, pp. 2-7, Lille, France, Mars 1999.
- [J1] Journal "*Le Monde*" du dimanche 10 – lundi 11 décembre 2000, page 22, "Première voiture hybride, la Toyota Prius arrive en France."
- [M1] B. Multon, "L'énergie sur la terre : ressources et consommation. Place de l'énergie électrique," *Revue 3EI*, N° 14, Septembre 1998, pp. 29-38.
- [M2] B. Multon, L. Hirsinger, "Problème de la motorisation d'un véhicule électrique," *Journées Electrotechniques*, Club EEA, Cachan, Mars 1994.
- [S1] *Science & Vie*, N° 951, Décembre 1996, pages 146 à 149.
- [S2] *Science & Vie*, N° 954, Mars 1997, pages 118 à 122.
- [W1] Site Web : <http://www.france2.fr/evenement/kyoto.htm>.
- [W2] Site Web : http://www.ifen.fr/chifcle/don_pre6.htm.
- [W3] Site Web : <http://www.academie-sciences.fr/archives/communiqués/6.html>.
- [W4] Site Web : http://www.agm-ita.ensta.fr/revue/TA48/Pollution_automobile.html.
- [W5] Site Web : http://www.ccr.jussieu.fr/santedoc/bibl_pollut.htm.
- [W6] Site Web : <http://encyclo.voila.fr/>.
- [W7] Site Web : http://www.ec.gc.ca/air/smog_f.shtml.
- [W8] Site Web : <http://www.glassworks.org/concours/smog.html>.
- [W9] Site Web : <http://www.amisdela terre.org/>.
- [W10] Site Web : <http://www.environnement.gouv.fr/>.
- [W11] Site Web : http://www.ifen.fr/chifcle/don_pre4.htm.
- [W12] Site Web : http://www.ifen.fr/chifcle/don_pre5.htm.
- [W13] Site Web : <http://www.edf.fr/html/fr/decouvertes/voyage/>.
- [W14] Site Web : <http://www.hydroquebec.com/production/>.
- [W15] Site Web : <http://keynes.fb12.tu-berlin.de/luftraum/konst/apercu.html>.

- [W16] Site Web : <http://www.edf.fr/bitbucket/pdf/enr.pdf>.
- [W17] Site Web : <http://guadeloupe.edf.fr/>.
- [W18] Site Web : <http://www.edf.fr/htm/fr/recherche>.
- [W19] Site Web : <http://www.zeropollution.com/zeropollution/leconcept.html>.
- [W20] Site Web : <http://cern.web.cern.ch/CERN/Clubs/SolarClub/Vehicules/aircomp.html>.
- [W21] Site Web : <http://www.unige.ch/droit/bios/sebes/>.
- [W22] Site Web : <http://transports.edf.fr/kiosque/accueil/index.htm>.
- [W23] Site Web : http://www.iquebec.com/info-auto/pile_combustible.html.
- [W24] Site Web : <http://www.infoscience.fr/dossier/voiture/voiture4.html>.
- [W25] Site Web : http://isnwww.in2p3.fr/reacteurs-hybrides/Dautreppe/Alleau/Alleau_texte.htm.
- [W26] Site Web : <http://liberation.fr/chantiers/energie1.html>.
- [W27] Site Web : <http://www.ballard.com>.
- [W28] Site Web : <http://solar-club.web.cern.ch/solar-club/>.
- [W29] Site Web : <http://www.psa.fr/electrique/24.html>.
- [W30] Site Web : http://www.evac.ca/French/what_is_an_electric_vehicle_f.htm.
- [W31] Site Web : http://www.toyota.fr/g/g01_26.html.
- [W32] Site Web : <http://www.hybridcars.com/>.
- [W33] Site Web : <http://www.saft.fr/>.

II.1 Introduction

Il s'agit dans ce chapitre d'étayer le choix d'un actionneur pour répondre au mieux à un cahier des charges donné pour une machine électrique de traction. Nous commençons par aborder le problème de la motorisation électrique des transports en présentant les performances que doivent atteindre les actionneurs candidats à la traction électrique autonome ou hybride.

Une présentation des principales familles de machines électriques permettra de situer ces actionneurs par rapport au cahier des charges. On pourra à ce sujet consulter les références [K1] [M1].

Nous finirons ce chapitre par l'introduction des machines hybrides, dont fait partie la machine que nous étudions au "LESiR".

II.2 Problème de la motorisation électrique des transports

La motorisation électrique des transports n'est pas un problème récent. L'énergie électrique est déjà utilisée de manière massive et depuis longtemps dans la traction ferroviaire ; l'exemple le plus connu, qui fait d'ailleurs la fierté des chemins de fer français, est le "TGV". Aujourd'hui, 44% du réseau SNCF (14 200 km sur 32 000) est électrifié. 90% du trafic de voyageurs et de fret sont assurés par l'électricité [W1]. Les transports urbains ou suburbains (métros, RER, tramways et trolleybus) sont majoritairement électrifiés. La traction électrique dans les chemins de fer a permis d'augmenter les charges et la vitesse, du fait de la puissance massique plus élevée. L'électrification des véhicules pose des problèmes différents de ceux du chemin de fer ; elle ne répond pas aux mêmes attentes. L'électrification des chemins de fer répond surtout à des considérations économiques et d'amélioration des performances. Pour les véhicules, l'électrification de tout ou partie de la traction répond plus à des préoccupations d'ordre environnemental ou écologique. On rappellera que de plus en plus de pays mettent en place des lois afin de réduire les rejets polluants des transports. La différence entre la traction électrique des trains et celle des véhicules réside dans le fait que l'alimentation des trains est assurée par des caténaires qui viennent s'alimenter en énergie électrique directement sur le réseau. Pour les véhicules à traction électrique l'énergie est stockée, et le moteur électrique de traction doit répondre à des contraintes beaucoup plus draconiennes.

II.2.1 Cahier des charges d'une machine électrique de traction (voir en annexe le cahier des charges fourni par PSA)

On peut voir sur la figure suivante (figure 2.1) les formes typiques des enveloppes des caractéristiques couple, tension, flux, et puissance en fonction de la vitesse, que l'on trouve dans le cahier des charges des applications en traction électrique. Ce cahier des charges intègre déjà la contrainte coût en faisant l'économie d'une boîte de vitesse, organe très coûteux [M1][P1]. La boîte de vitesse permet au moteur thermique de fonctionner sur de larges plages de vitesse. Un tel fonctionnement peut être obtenu avec un moteur électrique associé à une boîte de vitesse, cette solution permettant un dimensionnement moins contraignant pour la machine électrique, mais augmentant les coûts. Les machines électriques peuvent fonctionner sur de larges plages de vitesse sans nécessité de boîte de vitesse, en ayant recours au défluxage (réduction du flux dans l'entrefer). Cela introduit bien sûr des contraintes additionnelles pour le dimensionnement, mais avec une réduction assez conséquente sur le coût global.

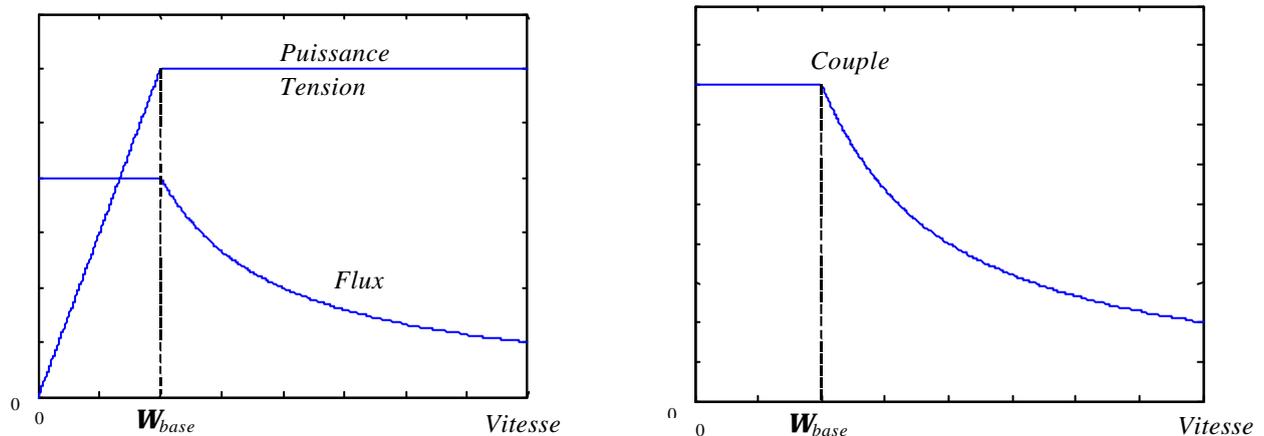


Fig. 2.1 – Caractéristiques types requises dans la traction électrique sans boîte de vitesse.

Au vu de ces caractéristiques, on distingue essentiellement deux zones de fonctionnement :

- une zone de fonctionnement à couple constant allant de la vitesse nulle à une vitesse dite de base.
- une zone de fonctionnement à puissance constante au-delà de la vitesse de base.

A la vitesse de base, la tension maximale que peut délivrer l'onduleur associé à la machine est atteinte. Il est donc nécessaire au-delà de cette vitesse de défluxer (réduire le flux de) la machine. La tension étant globalement proportionnelle au produit Flux \times Vitesse, il est nécessaire de réduire le flux si l'on veut augmenter la vitesse [M2][J1].

A l'intérieur de l'enveloppe Couple-Vitesse, le cahier des charges nous donne les zones les plus sollicitées pendant des cycles communs de fonctionnement, il s'agira donc de dimensionner la machine électrique de manière à ce quelle ait un bon rendement dans ces zones.

Les contraintes, telles que le coût, la fiabilité, la simplicité de fabrication, l'encombrement, la pollution (dont bruit, CEM), la maintenance réduite, le bon rendement globale, la durée de vie, peuvent donner lieu à des compromis.

Prenons, par exemple, les contraintes coût et encombrement : la contrainte encombrement va nous pousser à utiliser des matériaux permettant d'avoir de bons rapports Puissance/Volume ; ces matériaux sont parmi les plus coûteux, il s'agira donc de trouver là un équilibre entre ces deux contraintes pour aboutir à une solution de compromis.

Le cahier des charges, selon les contraintes qui y sont associées, peut donner lieu à des solutions complètement différentes. De plus, selon l'expérience et la culture électrotechnique de l'équipe de conception à qui le problème est proposé, la solution peut varier énormément.

Le cahier des charges peut même évoluer, selon l'évolution des technologies constitutives, ou englobant l'organe à dimensionner. Nous donnons en annexe de ce chapitre le cahier des charges détaillé, fourni par PSA.

II.3 Choix de la machine électrique

Il ne s'agit pas dans cette partie de comparer les machines entre elles afin de déduire quelle est la meilleure, mais de présenter les avantages et les inconvénients que présente chacune d'elles par rapport au cahier des charges. Comparer des machines entre elles, signifierait établir un classement de ces machines, ce qui n'est pas actuellement possible. La réponse viendra avec le temps, en ayant le recul nécessaire, quand toutes les technologies en traction électrique autonome auront été éprouvées.

Les machines électriques sont nombreuses et variées, le choix est vaste. Nous privilégierons cependant le critère fondamental de sélection qu'est le rendement. Dans la perspective d'une réduction des rejets polluant, qui passe par une réduction de la consommation en carburant, ce critère paraît être primordial.

II.3.1 Machines à courant continu (MCC)

La figure 2.2 montre les différents composants d'une machine à courant continu [G1].

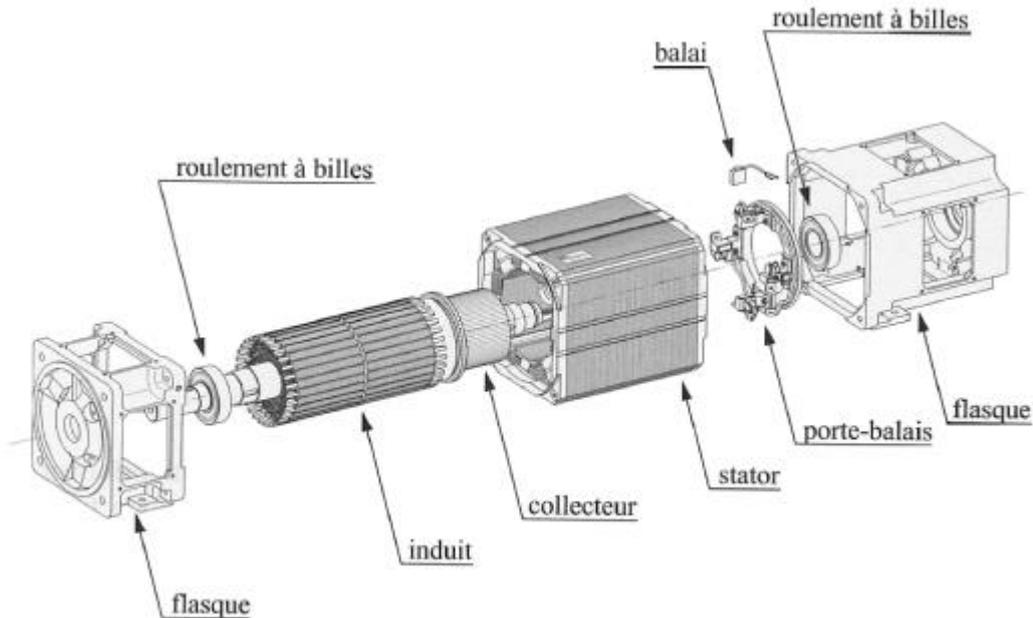


Fig. 2.2 – Structure d'une machine à courant continu [G1]

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Electronique de commande simple, • Défluxage et donc fonctionnement en vitesses élevées facile à réaliser pour les MCC à inducteur bobiné. 	<ul style="list-style-type: none"> • Présence du système ballais-collecteur, qui représente un volume supplémentaire, • Usure du système ballais-collecteur (contacts glissants) requiert un entretien périodique, • Présence d'enroulements de compensation implique un accroissement du volume, • L'induit étant en rotation ne permet pas un bon refroidissement, ce qui limite les possibilités d'accroître les performances, • Puissance massique assez faible.

Tab. 2.1 – Caractéristiques des machines à courant continu.

On donne, dans le tableau 2.1, les caractéristiques des machines à courant continu. L'inconvénient lié à l'utilisation de la machine à courant continu réside, essentiellement, dans la présence du système ballais-collecteur, qui la pénalise fortement par rapport aux machines à courant alternatif.

Il faut cependant noter que la machine à courant continu à excitation séparée, dont le contrôle est très facile, a constitué l'une des premières motorisations de véhicules électriques autonomes en France (Clio électrique, Peugeot 106 Electric, Citroën Berlingo Electric) [M1][W2][W3]. Le TGV-PSE de première génération, qui en a été équipé, a même battu en 1981 le record du monde de vitesse avec 382 km/h, un record qui a tenu jusqu'au 1^{er} mai 1988 [K2].

II.3.2 Machines asynchrones (MAS)

La figure 2.3 montre les différents composants d'une machine asynchrone à cage d'écurie ou à rotor massif [G1].

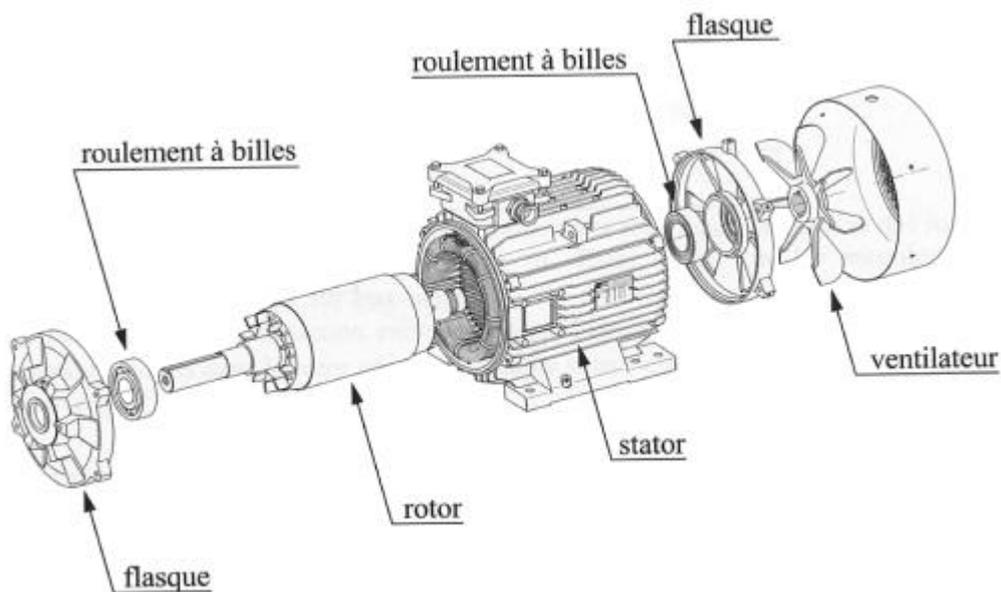


Fig. 2.3 – Structure d'une machine asynchrone à cage d'écurie ou à rotor massif [G1]

L'inconvénient majeur des machines asynchrones vient de leur principe de fonctionnement. La machine asynchrone est équivalente à un transformateur tournant, les courants stator vont créer un flux statorique tournant, qui va induire au rotor des courants qui vont à leur tour créer un flux rotor, tournant à la même pulsation que celui du stator, et c'est finalement l'interaction entre ces deux flux qui va créer un couple. Il est donc nécessaire d'apporter de la puissance réactive pour magnétiser le fer, d'où un mauvais facteur de puissance et des pertes joules relativement élevées au stator. De plus des pertes joules au rotor sont nécessaires pour créer du couple. Au final les machines asynchrones, du point de vue performances pures se trouvent

défavorisées par rapport aux machines synchrones et plus particulièrement aux machines synchrones à aimants permanents; seulement, et c'est un argument de taille pour les industriels de l'automobile, elles sont nettement moins chères [M1].

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none">• Fabrication assez simple,• Machine robuste.	<ul style="list-style-type: none">• Rendement relativement faible (nécessité d'avoir des pertes au rotor pour produire du couple),• Difficulté d'évacuer les pertes joules au rotor (refroidissement difficile),• Mauvais facteur de puissance,

Tab. 2.2 – Caractéristiques des machines asynchrones à cage d'écureuil ou à rotor massif

II.3.3 Machines à réluctance variable à double saillance (MRVDS)

La machine à réluctance variable à double saillance est, de loin, la plus facile à construire, elle est constituée d'un empilement de tôles. On peut voir figure 2.4, les tôles stator et rotor d'une MRVDS 6/4.

Figure 2.5.a, on voit le stator complet avec les enroulements concentriques. Ce type d'enroulement permet d'avoir un bon coefficient de bobinage (entre 0,6 et 0,8 par rapport à 0,4 pour les enroulements classiques), et une réduction de la taille des têtes de bobines. Sur la figure 2.5.b, on voit le rotor complet. Il est complètement passif, ce qui permet le fonctionnement à vitesses élevées.

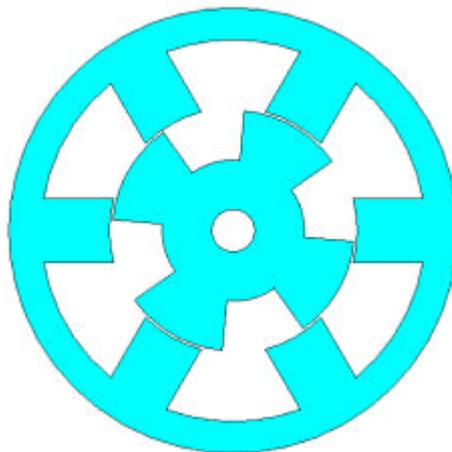


Fig. 2.4 Tôles stator et rotor.

La machine à réluctance variable souffre du même problème que la machine asynchrone, la magnétisation du fer, nécessite l'apport de puissance réactive, ce qui dégrade le facteur de puissance.

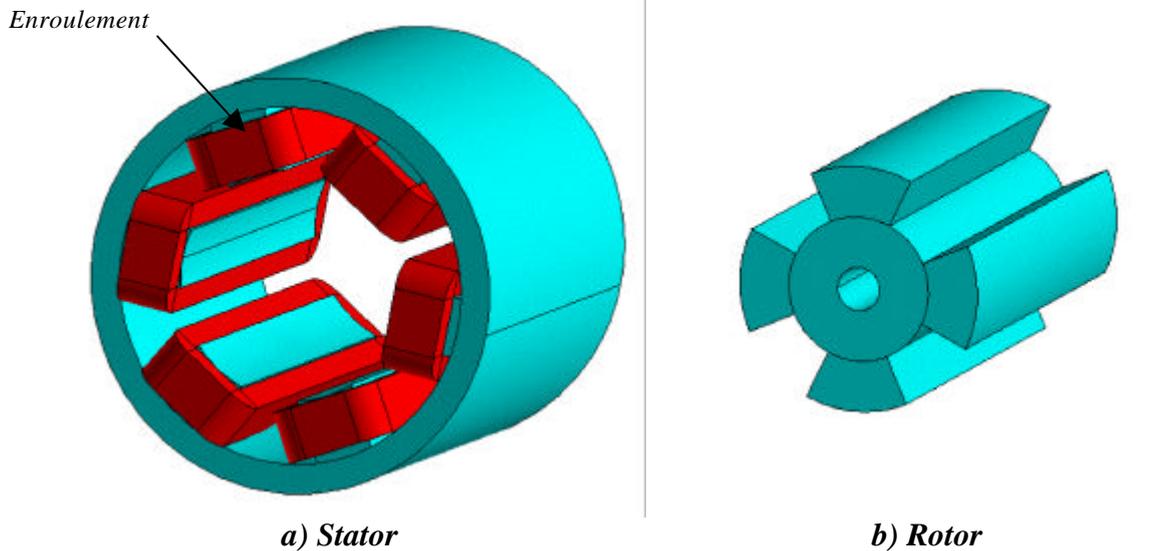


Fig. 2.5 – Machine à réluctance variable à double saillance

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Fabrication simple, • Machine robuste, • Possibilité de fonctionner sur une large plage de vitesse, • Bon rapport couple masse, • Bon coefficient de bobinage. 	<ul style="list-style-type: none"> • Mauvais facteur de puissance, • Electronique de commande assez compliquée (nécessité d'un capteur de position), • Présence non négligeable de bruit et de vibrations, • Surdimensionnement de l'alimentation.

Tab. 2.3 – Caractéristiques des machines à réluctance variable à double saillance

Par ailleurs, la nature pulsatoire du couple et le bruit acoustique constituent les inconvénients principaux des MRVDS [M1][M3]. Des travaux de recherches sont menés en vue d'y remédier [G2][C1][B1][P2]. Ces dernières années la MRVDS connaît un regain d'intérêt, de plus en plus d'équipes de recherche s'intéressent à ses performances [M5].

II.3.4 Machines synchrones

II.3.4.a Machines synchrones à réluctance variable (MSRV)

On voit figure 2.6, le rotor d'une machine synchrone à réluctance variable. Ce rotor ne contient ni aimants, ni bobinage d'excitation, le couple est créé grâce à l'effet de réluctance. Le stator est semblable à celui de la majorité des machines à courant alternatif. Le rotor est construit de manière à ce que le rapport entre l'inductance dans l'axe direct et l'axe en quadrature (L_d/L_q) soit le plus important possible. La plage de fonctionnement à puissance constante est directement liée à ce rapport [M1]. Il en est de même pour le facteur de puissance : plus ce rapport est élevé, plus le facteur de puissance l'est.

L'obtention d'un rapport L_d/L_q élevé induit des contraintes au niveau de la fabrication, qui se répercutent négativement sur le coût.

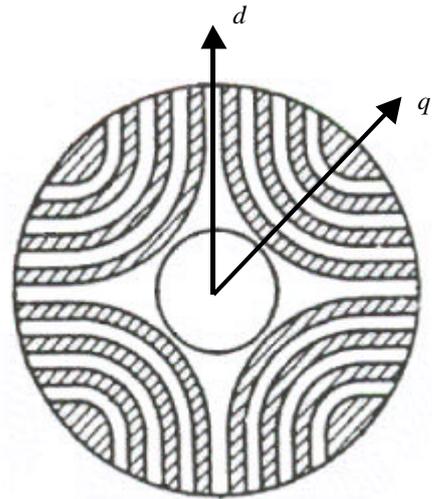


Fig. 2.6 – Rotor d'une machine synchrone à réluctance variable [M3].

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Rotor passif permettant un fonctionnement à vitesse élevée, • Rendement relativement meilleur que les machines asynchrones. 	<ul style="list-style-type: none"> • Nécessité d'un rapport de saillance élevé, donc fabrication délicate en grande série, • Facteur de puissance relativement faible, • Electronique de commande assez compliquée (nécessité d'un capteur de position).

Tab. 2.4 – Caractéristiques des machines synchrones à réluctance variable

II.3.4.b Machines synchrones à rotor bobiné (MSRB)

On voit figure 2.7, une coupe axiale d'une machine synchrone à rotor bobiné. Le flux d'excitation est créé par un courant que l'on injecte dans les enroulements rotor.

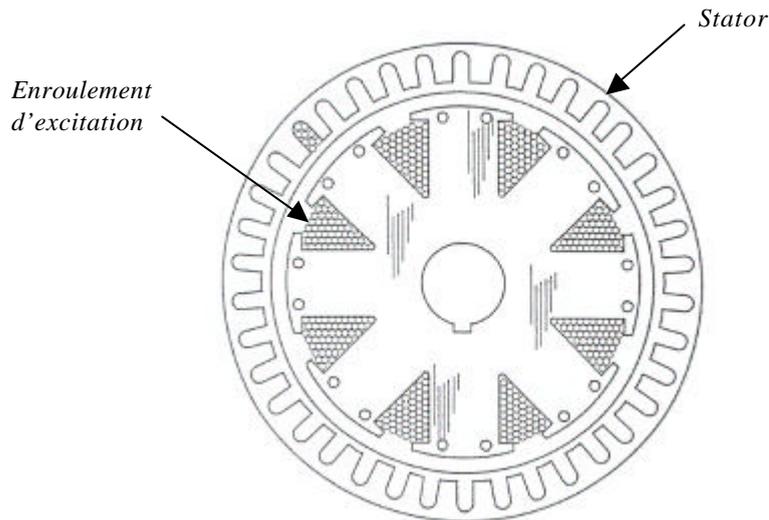


Fig. 2.7 – Machine synchrone à rotor bobiné [S1]

Cette machine ressemble beaucoup à la machine à courant continu, la différence entre elles réside dans la manière de commuter le courant : commutation mécanique pour la MCC et commutation électronique pour la machine synchrone à rotor bobiné. De plus comme la MCC, mais dans une moindre mesure, les contacts glissants limitent le fonctionnement aux très hautes vitesses de la machine à cause de l'usure des balais.

En général, à cause des pertes joules rotoriques, les machines synchrones à rotor bobiné possèdent un rendement plus faible que celles à excitation par aimants permanents. De plus pour une même gamme de puissance, les machines à rotor bobiné sont 30% plus lourdes que les machines à aimants permanents [L1].

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Défluxage aisé par réduction du courant d'excitation, • Domaine d'exploitation plus étendu que les machines à aimants, lois de commande permettant d'optimiser le rendement. 	<ul style="list-style-type: none"> • Rapport couple/masse relativement plus faible que pour les machines synchrones à aimants, • Contacts glissants limitant les vitesses de rotation, • Rendement relativement plus faible que les machines synchrones à aimants à cause des pertes au rotor, • Nombre de pôles limité, • Electronique de commande assez compliquée (nécessité d'un capteur de position).

Tab. 2.5 – Caractéristiques des machines synchrones à rotor bobiné.

II.3.4.c Machines synchrones à aimants permanents (MSAP)

Il existe plusieurs sortes de machines synchrones à aimants permanents, nous avons représenté figure 2.8 les rotors des plus communes d'entre elles. En ce qui concerne le stator, il est semblable à celui de toutes les machines à courant alternatif (figure 2.7).

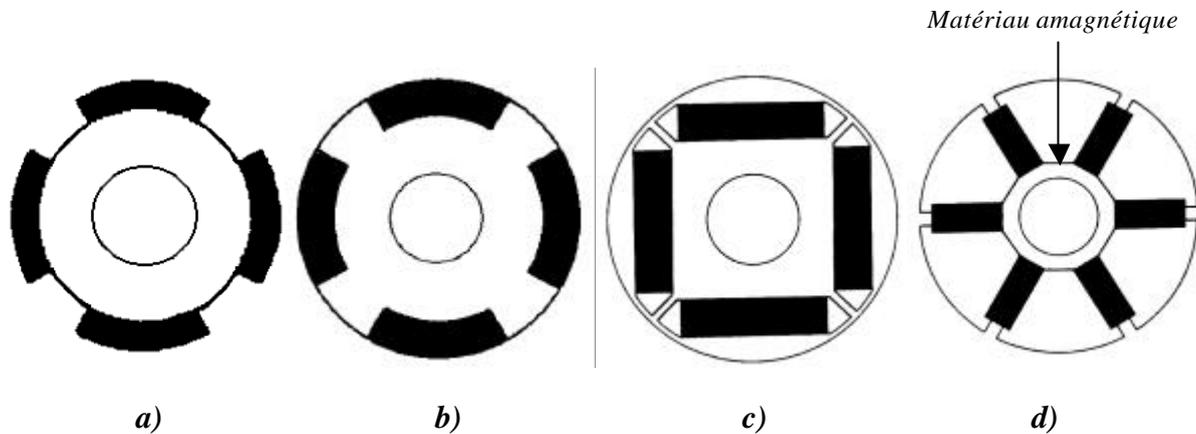


Fig. 2.8 – Rotors de machines synchrones à aimants permanents

Le couple instantané dans n'importe quelle machine est la somme de trois couples élémentaires (éq. 2.1) [B2].

$$\text{Couple Total} = \text{Couple Réductant} + \text{Couple Hybride} + \text{Couple de Détente} \quad (2.1)$$

Le couple réductant est lié à la variation de la réductance du circuit magnétique, vue par le flux statorique, en fonction de la position du rotor. Le couple hybride résulte lui de l'interaction du flux statorique avec le flux rotorique. Enfin, le couple de détente est lié à la variation de la réductance du circuit magnétique, vue par le flux rotorique, en fonction de la position du rotor. Ce dernier possède une valeur moyenne nulle, mais il peut être responsable d'ondulations de couple gênantes.

Selon le type de machine, la valeur d'un des couples élémentaires peut être faible ou constituer la composante essentielle du couple total. Pour les machines à réductance variable (MRVDS ou MSRV), par exemple, le couple total est égal au couple réductant, les couples hybride et de détente étant nuls.

Figure 2.8.a est représentée une machine à aimants en surface, le couple total dans cette machine est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride et d'un couple de détente. Le couple réductant est nul, le rotor ne présentant aucune saillance (variation de réductance) quand il tourne, cette machine est dite à pôles lisses.

Figures 2.8.b et c sont représentées des machines à aimants enterrés. Le couple total dans ce type de machine est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride, d'un couple de

détente et d'un couple réluctant. Pour la machine de la figure 2.8.b, les aimants sont justes insérés en surface, alors que pour la machine de la figure 2.8.c, les aimants sont complètement enterrés dans le rotor. Ces machines sont dites à pôles saillants, il en est de même pour la machine de la figure 2.8.d.

Pour les machines des figures 2.8.a, b et c, l'aimantation des aimants est essentiellement radiale.

La figure 2.8.d montre une machine dite à concentration de flux (figure 2.9), le couple total, ici aussi, est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride, d'un couple de détente et d'un couple réluctant. Sur la figure 2.9 est schématisé le principe de concentration de flux. Les aimants sont à aimantation azimuthale, la somme des surfaces vis à vis des aimants ($2.S1$), qui créent le flux d'un pôle, est supérieure à la surface du pôle ($S2$). Le flux traversant la surface $S2$ est la somme des flux traversant les deux aimants (les deux surfaces $S1$). La surface $S2$ étant inférieure à $2.S1$, l'induction dans l'entrefer, vis à vis de la surface $S2$, est supérieure à celle dans les aimants, il y a donc concentration.

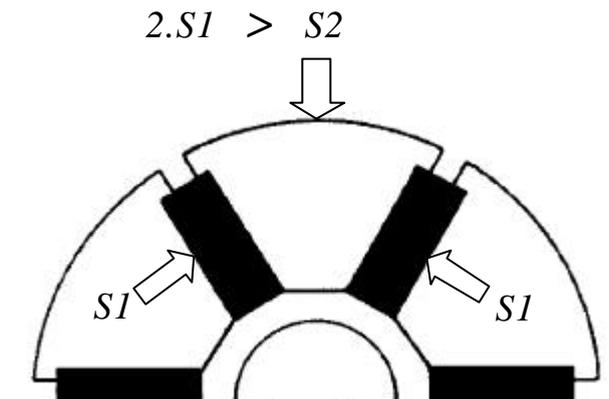


Fig. 2.9 – Principe de la concentration de flux.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Rapports couple/masse et puissance/masse élevés, • Bon rendement. 	<ul style="list-style-type: none"> • Coût élevé à cause du prix des aimants, • Problème de tenu en température des aimants [S2], • Electronique de commande assez compliquée (nécessité d'un capteur de position) • Fabrication plus compliquée que les machines asynchrones à cage d'écureuil et à réluctance variable.

Tab. 2.6 – Caractéristiques des machines synchrones à aimants permanents.

On donne, dans le tableau 2.6, les caractéristiques générales des machines à aimants permanents. L'inconvénient fonctionnel lié à l'utilisation des machines à aimants permanents réside, essentiellement, dans le problème de contrôle du flux des aimants. En cas de perte de contrôle à hautes vitesses, le flux des aimants ne pouvant être coupé, il apparaît aux bornes des phases de ces machines une tension très élevée, pouvant induire des dégâts importants [L1].

Il existe, par ailleurs, d'autres inconvénients ou avantages, selon le type de machine à aimants permanents :

- a) Pour la machine de la figure 2.8.a, il est nécessaire de fretter pour maintenir les aimants, et éviter qu'ils ne se désolidarisent du rotor à cause des forces centrifuges. Cette frette, qui est bien sûr amagnétique, pour éviter le court circuit des aimants, constitue un entrefer additionnel qui vient se rajouter à l'entrefer mécanique, et augmente ainsi la valeur de l'entrefer réel. De plus, les aimants possèdent une perméabilité relative proche de celle de l'air (pour un aimant, $\mu_r \approx 1$). Les enroulements d'induit (stator) voient donc une réluctance magnétique assez importante ; la réaction magnétique d'induit s'en trouve affectée, relativement faible pour ce type de machine. Une difficulté de défluxage s'ensuit. D'autre part, il existe un risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction magnétique d'induit qui les traverse, même si elle est a priori assez faible [M2].
- b) Pour la machine de la figure 2.8.b il est aussi nécessaire de maintenir les aimants en place. Ce type de machine souffre globalement des mêmes problèmes que la précédente. Cette machine possède cependant un avantage par rapport à la précédente. La présence d'un couple réluctant permet d'augmenter le couple massique d'environ 20% [S3][X1].
- c) Pour le rotor de la figure 2.8.c, comme pour la machine de la figure 2.8.b, il existe un couple réluctant qui permet d'améliorer les performances en terme de couple. De plus l'entrefer pour ce type de rotor peut être minimisé par rapport aux deux autres machines précédentes, les aimants étant naturellement tenus par les tôles rotor. Cela permet d'avoir une réaction magnétique d'induit relativement plus élevée que pour les précédentes configurations, et par suite un meilleur défluxage. La Toyota "PRIUS" est équipée d'une structure de ce type. Dans la référence [X1], les auteurs proposent une structure modifiée de ce rotor permettant de réduire le risque de démagnétisation et d'augmenter en même temps la réaction magnétique d'induit. Pour les trois structures des figures 2.8.a, b et c, il faut utiliser des aimants terres rares ($B_r = 1$ T) afin d'avoir de bonnes performances. Ces aimants sont les plus coûteux sur le marché (autour de 1000

FF/kg), par comparaison, les aimants ferrites ($B_r = 0,4 \text{ T}$) coûtent eux 25 fois moins cher (40 FF/kg).

- d) La figure 2.8.d représente le rotor d'une machine à aimants permanents dite à concentration de flux. L'utilisation du principe de la concentration de flux, permet d'avoir une valeur d'induction assez élevée tout en utilisant des aimants ferrites. Cela permet d'avoir de bonnes performances en couple avec un coût réduit. Pour éviter de court-circuiter les aimants, un matériau amagnétique est disposé entre les aimants, les tôles rotor et l'arbre. En terme de défluxage, les performances de ce type de machine ne sont pas très bonnes [M3]. Une optimisation est à effectuer afin d'obtenir un bon compromis entre la valeur du couple avant la vitesse de base et le fonctionnement à puissance constante [M1]. Le risque de démagnétisation existe, ici aussi, car le flux de réaction magnétique d'induit traverse les aimants.

Nous avons présenté, dans ce qui a précédé, les différents types de machines électriques. Cette liste est loin d'être exhaustive, tellement le domaine des machines électriques est vaste. Les machines que nous avons présentées sont dites à flux radial, mais il existe, par exemple, des machines qui sont à flux axial [S4], que nous n'avons pas abordées ici. On est même loin d'avoir fait le tour des machines à flux radial. Le problème du choix d'un actionneur pour la traction est loin d'être résolu, et ce n'est qu'avec le temps en ayant le recul nécessaire que des solutions verront le jour.

II. 3.5 Machines synchrones à double excitation

L'utilisation des aimants permanents, comme nous l'avons dit, permet d'augmenter significativement le rendement et le rapport couple/masse ou la compacité de la machine (rapport couple/volume). Cela nous a poussé à opter pour une machine à aimants permanents. De plus, la solution choisie est à concentration de flux, les aimants utilisés sont donc des aimants ferrites.

L'utilisation des aimants permanents engendre un problème lié à la nature de leur flux d'excitation. Pour les machines associées à des convertisseurs commandables, il est possible par la commande du courant d'induit de réduire le flux total et d'augmenter la plage de fonctionnement en vitesse [J1][M3]. Il faut cependant que la réaction magnétique d'induit soit comparable au flux des aimants. Par contre, en cas de perte de contrôle, ou si la machine est associée à un convertisseur non commandable, c'est le cas des alternateurs débitant sur un pont à diodes, le problème reste entier.

Pour remédier à ce problème, plusieurs équipes de recherche, ont mis en lumière de nouvelles structures dites à double excitation [W2][W3][H1][A1][A2][S1][H2][L2]. Le flux d'excitation est créé par deux sources différentes ; l'une est à aimants permanents, l'autre bobinée (le plus souvent) ou à aimants permanents [R1][R2]. Le but recherché étant d'utiliser la deuxième source d'excitation pour contrôler le flux dans l'entrefer.

Nous présentons dans ce qui suit un état de l'art concernant les machines à double excitation. La machine qui fait l'objet de ce rapport en fait partie.

Selon la manière dont sont agencés les deux circuits d'excitation il y a plusieurs types de machines à double excitation [A1][A2]. Nous les avons, cependant, classées selon deux catégories :

- a) machines synchrones à double excitation série ;
- b) machines synchrones à double excitation parallèle.

II. 3.5.a Machines synchrones à double excitation série

On peut voir figure 2.9 le schéma de principe de ce type de double excitation. Pour ce type de double excitation, le flux de l'excitation bobinée traverse les aimants. Le flux de l'excitation bobinée et celui des aimants empruntent le même chemin. La réduction du flux dans l'entrefer est réalisée en injectant dans les bobines d'excitation un courant qui crée une F.M.M opposée à celle des aimants.

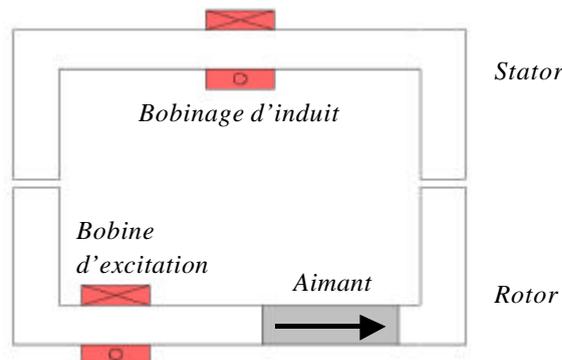


Fig. 2.9 – Schéma de principe de la double excitation série.

L'inconvénient de ce type de double excitation est que les bobines d'excitation sont magnétiquement en série avec les aimants. Les aimants possèdent une perméabilité proche de celle de l'air, les bobines d'excitation voient donc une réluctance magnétique élevée, ce qui réduit considérablement l'efficacité du défluxage par les bobines, sauf à injecter un courant élevé ce qui implique d'importantes pertes joules. Cependant, si la machine est dimensionnée

de manière à permettre un bon fonctionnement du défluxage par les bobines, un risque non négligeable de démagnétisation des aimants, apparaît.

L'étude d'une structure à double excitation série en vue d'une application pour la traction électrique est présentée dans la référence [H1], figure 2.10. C'est une double excitation série bipolaire, c'est à dire que l'on agit sur les deux pôles (on verra plus tard qu'il existe des doubles excitations unipolaires).

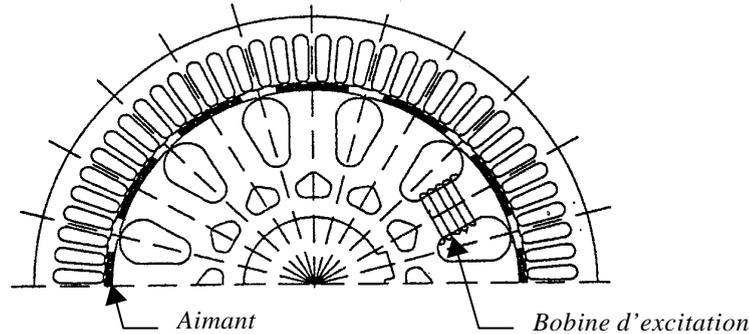


Fig. 2.10 – Prototype d'une machine synchrone à double excitation série [H1].

Par ailleurs, étant donné que les aimants et les bobines sont en série, la réduction du flux dans l'entrefer et même dans le fer est effective, localement et a fortiori globalement. Les pertes fer vont donc a priori, pour un modèle premier harmonique, baisser. Cela n'est pas le cas pour tous les types de double excitation.

Les pertes fer dans les machines électriques sont généralement caractérisées empiriquement par l'équation (2.2). Il s'agit des pertes fer stator, puisque dans le rotor, pour un modèle premier harmonique, l'induction est constante.

$$P_v = k_h \left(\frac{DB}{2} \right)^2 \cdot f + k_f \left(\frac{DB}{2} \right)^2 \cdot f^2 \quad (2.2)$$

P_v représente la puissance dissipée par unité de volume exprimée en W/kg, et DB la variation crête à crête de l'induction dans le volume élémentaire considéré. Les coefficients k_h et k_f , appelés coefficients d'Epstein, sont respectivement relatifs aux pertes par hystérésis et courants de Foucault, et f la fréquence de variation de l'induction. Pour un modèle premier harmonique, la tension et le flux global sont liés par l'équation (2.3).

Au-delà de la vitesse de base, dans la zone de défluxage, la tension est maintenue constante. Le flux global qui est lié à la tension par l'équation (2.3), est donc dans cette zone de fonctionnement inversement proportionnel à la fréquence. Il en est de même, dans cette

machine, pour l'induction, globalement et localement (2.4). Par suite le produit ($B.f$) est sensiblement constant dans toutes les parties de la machine. Les pertes baissent donc en fonction de la vitesse. Cela représente un avantage pour ce type de machine.

$$V = \mathbf{wF} \quad (2.3)$$

$$\mathbf{F} = B.S \quad (2.4)$$

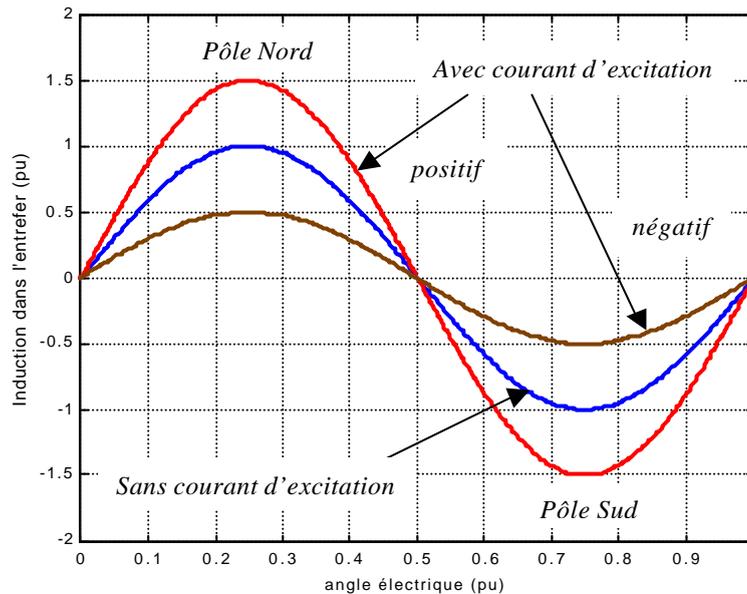


Fig. 2.11 –Double excitation bipolaire.

Au vu de la figure 2.11, on peut supposer qu'il est possible d'augmenter et de diminuer le flux dans l'entrefer. L'alimentation de la bobine est alors bidirectionnelle en courant, ce qui augmente le coût de cette alimentation et, peut être, le coût global. On peut cependant imaginer que la machine soit dimensionnée pour n'utiliser la bobine que pour défluxer, et ne l'alimenter qu'en courant unidirectionnel.

II. 3.5.b Machines synchrones à double excitation parallèle

Par rapport à la double excitation série, où le flux de l'excitation bobinée et celui des aimants empruntent le même chemin, dans la double excitation parallèle les flux des aimants et de l'excitation bobinée n'ont pas le même trajet tout le temps. Le flux de l'excitation bobinée ne traverse pas les aimants, le risque de démagnétisation des aimants par l'excitation bobinée est ainsi écarté. La double excitation parallèle offre beaucoup de possibilités d'agencement des deux circuits d'excitation, nous présentons dans ce qui suit un panorama non exhaustif des solutions trouvées dans la littérature.

II. 3.5.b.1 Machines synchrones à double excitation parallèle (1)

On peut voir figure 2.12 le schéma de principe d'une double excitation parallèle [R3]. Pour ce type d'excitation, les aimants permanents et la bobine d'excitation se trouvent au rotor. Si la bobine d'excitation n'est pas alimentée, les aimants sont court-circuités au rotor, les enroulements d'induit ne reçoivent aucun flux, à part un flux de fuite. Pour faire fonctionner la machine, il faut alimenter la bobine d'excitation de manière à créer une F.M.M qui s'oppose à celle des aimants. Jusqu'à la valeur de courant permettant de saturer la zone de fer qui court-circuite les aimants, le fonctionnement de cette structure est identique à celui d'une machine à rotor bobiné (figure 2.13). Le dimensionnement magnétique de la zone de fer doit être soigneusement étudié. Au-delà de cette valeur de courant, le flux des aimants va s'ajouter à celui que crée la bobine d'excitation, et va permettre ainsi d'augmenter le flux qui traverse les enroulements du stator.

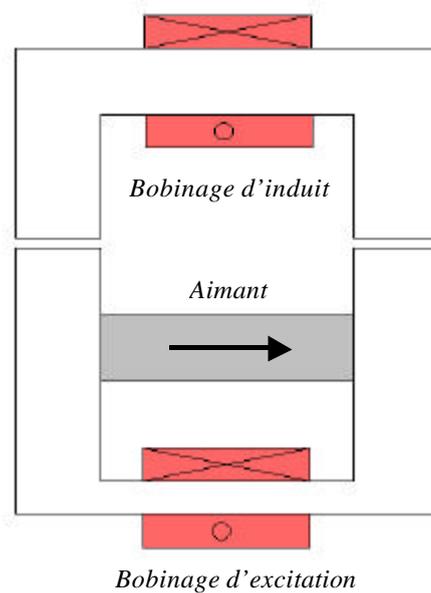


Fig. 2.12 – Schéma de principe de la double excitation parallèle (1).

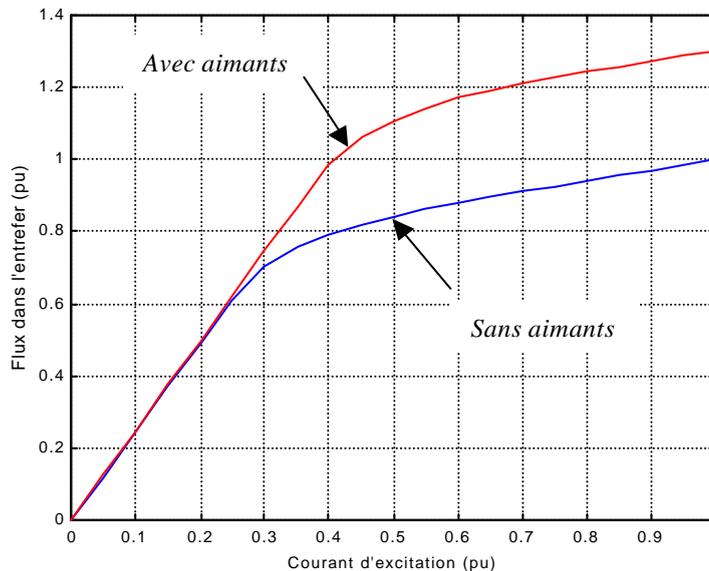


Fig. 2.13 – Schéma de principe de la double excitation parallèle (1).

Les résultats de calculs éléments finis qui nous ont permis de valider le principe de cette double excitation sont présentés en figure 2.13. Les calculs éléments finis sont effectués en saturé sur un modèle assez fidèle aux dimensions d'une machine réelle utilisant ce principe. On peut voir figure 2.14, une photo d'un prototype réel.



Fig. 2.14 – Prototype d'une machine synchrone à double excitation parallèle (1)

La bobine d'excitation est alimentée en courant unidirectionnel, ce qui simplifie l'alimentation de l'excitation bobinée. Le fonctionnement de cette double excitation est, en fait, basé sur le principe d'un interrupteur magnétique commandé par le courant d'excitation. Le défluxage est efficace, de plus en cas de perte de contrôle, il suffit d'annuler le courant d'excitation pour évacuer tout risque de surtension au stator. Par ailleurs, il n'y a pas de risque de démagnétisation des aimants par l'excitation bobinée. Il faut cependant estimer l'apport d'une telle solution en terme de performances par rapport au coût additionnel que représente l'ajout des aimants. Cette machine ressemble plus à une machine à rotor bobiné, sur laquelle on rajouterait des aimants pour améliorer les performances, qu'à une machine à aimants dont on veut contrôler le flux. En terme de rendement, il n'est pas certain que cette solution puisse rivaliser avec les machines à aimants.

II. 3.5.b.2 Machines synchrones à double excitation parallèle (2)

On peut voir figure 2.15 le schéma de principe d'un autre type de double excitation parallèle [S1], on l'appellera double excitation à circuits juxtaposés [G2]. Il s'agit en fait d'une machine à deux rotors; l'un est à aimants permanents et l'autre à rotor bobiné. Ces deux rotors sont placés sous le même bobinage d'induit (figure 2.16). Le renforcement ou la réduction du flux dans l'entrefer se fait en jouant sur la valeur du courant d'excitation et le sens d'alimentation des bobines d'excitation. L'alimentation en courant des bobines d'excitation est, dans ce cas, bidirectionnelle.

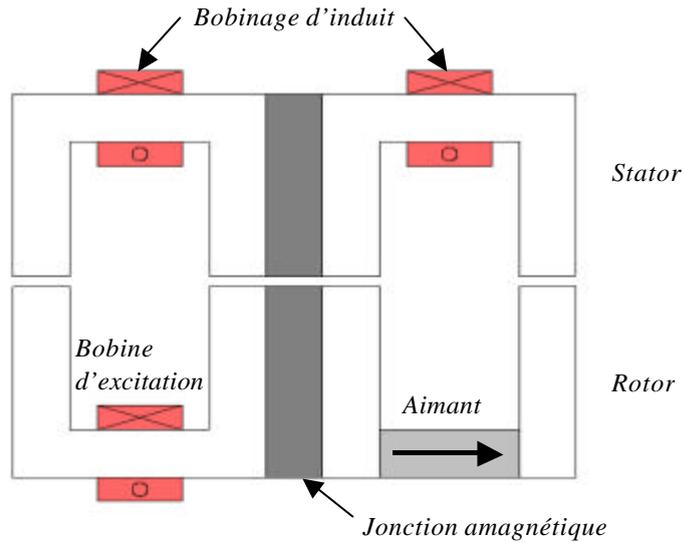


Fig. 2.15 – Schéma de principe de la double excitation parallèle (2).

On peut voir figure 2.16, la constitution d'une machine basée sur ce principe. La machine est constituée de deux rotors et deux parties de stator qui sont reliés par une jonction amagnétique. Le bobinage d'induit est, lui, commun. Le rotor est à aimants enterrés, comme on le voit sur la figure suivante, ou à concentration de flux, ce qui permet l'utilisation d'aimants ferrites.

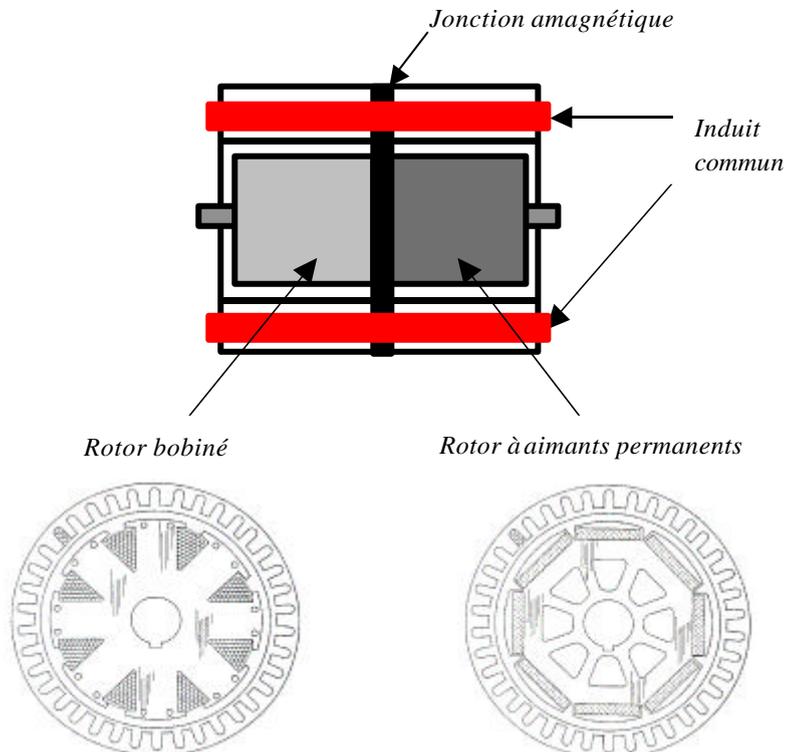


Fig. 2.16 – Constitution d'une machine réelle.

Pour réduire le flux dans l'entrefer, les bobines d'excitation sont alimentées de manière à créer dans l'axe de la machine un flux qui va s'opposer à celui créé par les aimants (figure 2.17). Si les bobines ne sont pas alimentées, le flux dans l'entrefer vient uniquement des aimants. Pour renforcer le flux dans l'entrefer, on crée par l'intermédiaire des bobines d'excitation un flux de même polarité que celui créé par le pôle à aimant adjacent longitudinalement au pôle bobiné (figure 2.17).

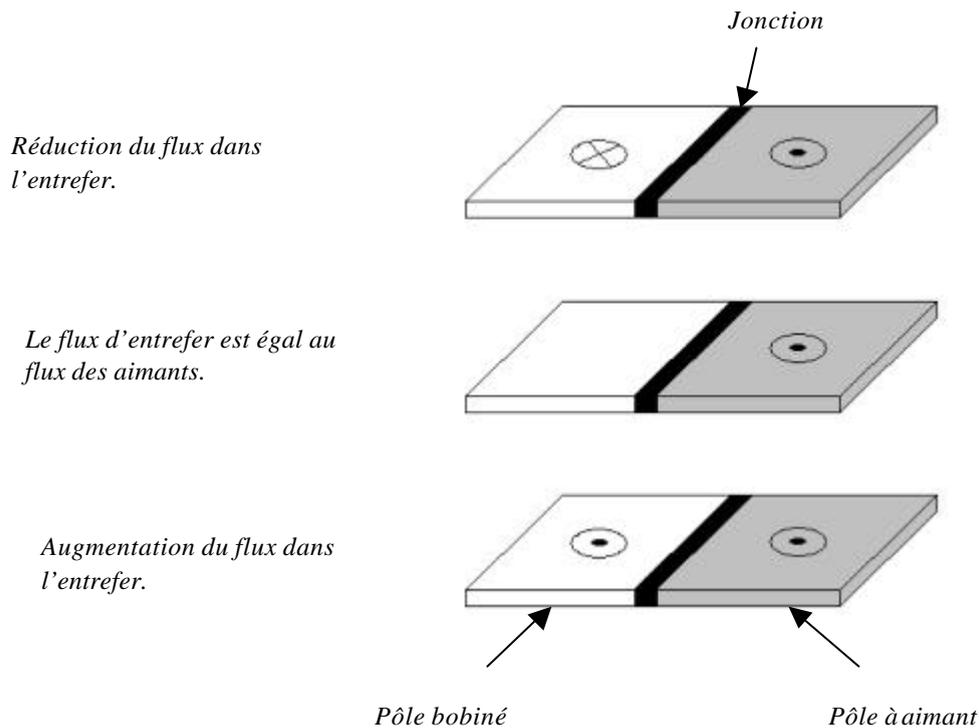


Fig. 2.17 – Principe de fonctionnement.

Ce type de double excitation est efficace en terme de contrôle du niveau de flux d'excitation. Les deux circuits d'excitation étant complètement séparés, ils travaillent parallèlement sans conflit, il n'y a pas de risque de démagnétisation des aimants par l'excitation bobinée. L'alimentation des bobines d'excitation doit, dans un souci d'efficacité, être bidirectionnelle en courant. La longueur active de la partie bobinée du rotor n'est pas négligeable par rapport à la longueur active totale de la machine. Il est donc nécessaire pour avoir de bonnes performances en terme de couple massique ou de couple volumique de pouvoir renforcer le flux des aimants. Une étude doit être menée pour savoir, selon un cahier des charges donné, quel rapport de proportionnalité doit exister entre le rotor bobiné et celui à aimants permanents. Cette question est primordiale, elle se pose d'ailleurs, pour cette machine, comme pour toutes les machines à double excitation.

L'inconvénient de ce type de double excitation est lié au rendement, qui au moment du défluxage, chute nécessairement à cause des pertes fer. En effet lors du défluxage, si la réduction du flux, dans l'entrefer, est globale, il en va autrement localement. En supposant que globalement on arrive à annuler le flux d'excitation, Φ se déplaçant le long de l'axe de la machine, au ras du stator on aura, dans la partie supérieure au rotor bobiné, un certain flux et dans la partie supérieure au rotor à aimants un flux antagoniste. C'est à dire qu'au-dessus de chaque rotor l'induction est localement non nulle, elle est même maximale dans le cas où le flux global est nul. Il est clair en vertu de l'équation (2.2), que les pertes fer vont augmenter en fonction de la vitesse, puisque plus la vitesse augmente, plus il est nécessaire de défluxer et plus on va avoir localement des inductions élevées.

II. 3.5.b.3 Machines synchrones à double excitation parallèle (3)

On peut voir figure 2.18 le schéma de principe de cette double excitation [L2]. Dans la référence [D1] plusieurs topologies de machines basées sur ce principe ont été étudiées. On appellera ce type de double excitation, excitation à circuits imbriqués [G2].

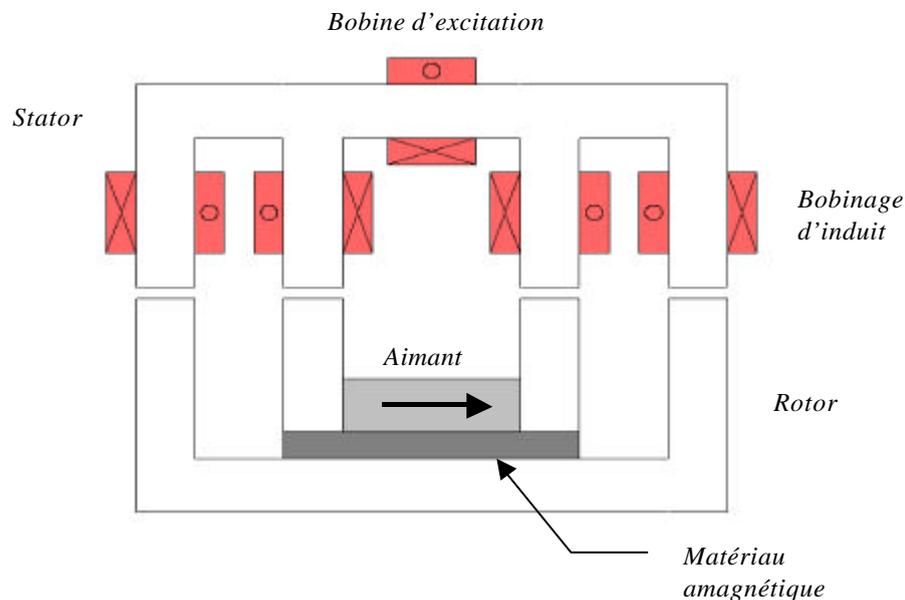


Fig. 2.18 – Schéma de principe de la double excitation parallèle (3), avec bobine d'excitation au stator.

Le rotor est constitué de deux parties isolées magnétiquement, l'une contient le circuit d'excitation à aimants permanents, l'autre sert à canaliser le flux créé par la bobine d'excitation qui se trouve soit au rotor, soit au stator, évitant ainsi les contacts glissants. Nous

avons représenté sur le schéma de principe (figure 2.18), la solution avec bobine d'excitation au stator. On peut tout à fait imaginer de placer des bobines au rotor (figure 2.19).

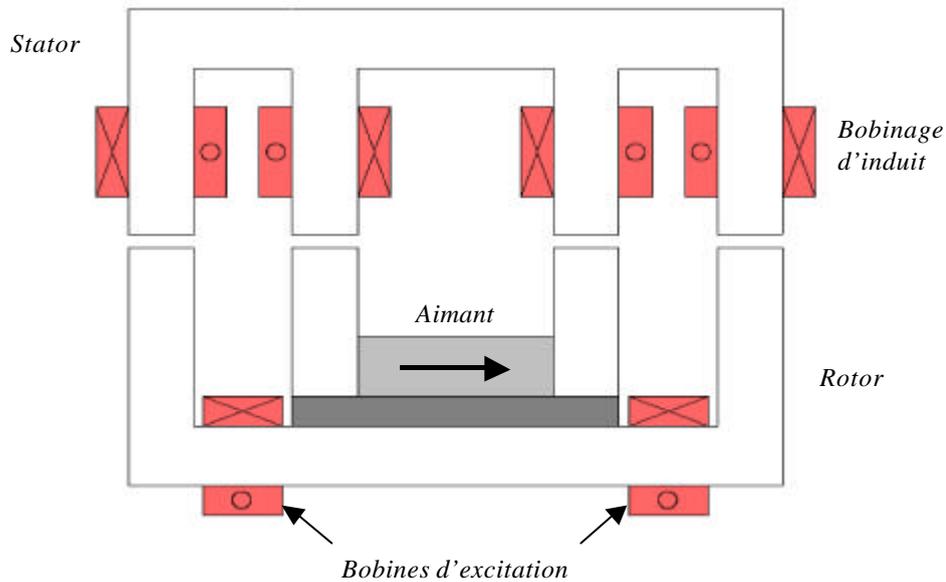


Fig. 2.19 – Schéma de principe de la double excitation parallèle (3), avec bobines d'excitation au rotor.

La figure 2.20 représente une vue éclatée d'une maquette réalisée au laboratoire pour valider le principe de la double excitation [D1]. A cause des symétries nous n'avons représenté qu'un quart de la machine. La figure 2.21, quant à elle, représente une photo du rotor.

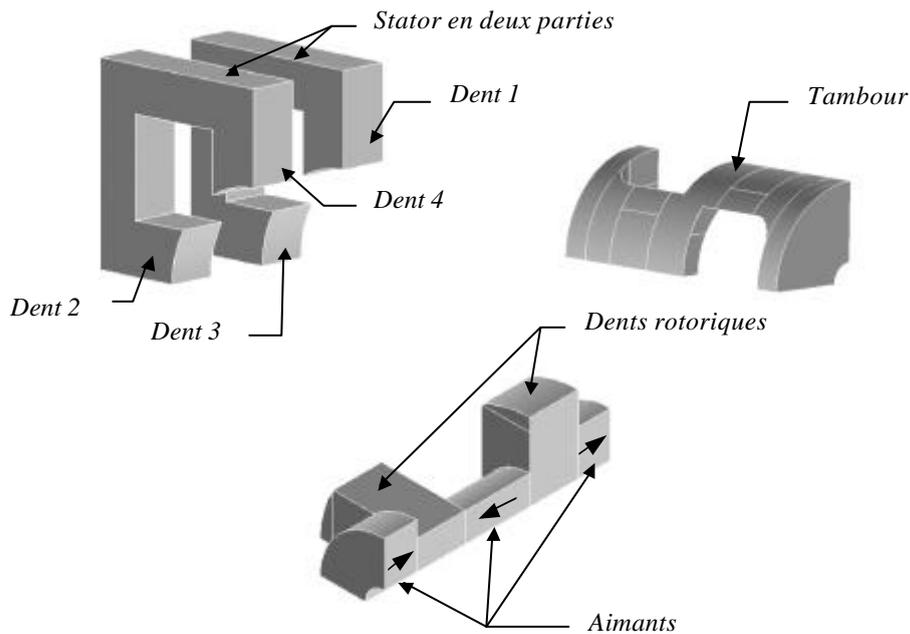


Fig. 2.20 – Vue éclatée de la structure.



Fig. 2.21 – Photos du rotor de la maquette.

Le stator est composé de deux parties identiques reliées entre elles par une culasse, qui n'est pas représentée. Comme on l'a dit précédemment, le rotor est constitué lui aussi de deux parties, une partie comprenant des aimants ferrites et deux dents, et une autre partie qui est le tambour. On voit sur la figure 2.21 comment les deux parties sont montées sur l'arbre.

Pour avoir un niveau d'induction appréciable dans l'entrefer tout en utilisant des aimants ferrites, le principe de concentration de flux est utilisé. Les aimants de cette famille donnent l'énergie magnétique la plus économique.

Pour simplifier l'explication du fonctionnement de cette structure nous n'utilisons que l'aimant central. La figure 2.22 montre le trajet des lignes de flux créées par cet aimant pour une position de conjonction. Nous voyons bien la correspondance du trajet 3D de ces lignes dans la machine et l'équivalent sur le schéma de principe.

Les bobines d'induit sont enroulées autour des dents statoriques, celles enroulées autour des dents 1 et 4 sont mises en série ainsi que celles qui sont enroulées autour des dents 2 et 3. Pour montrer comment le défluxage est réalisé prenons par exemple les bobines qui sont enroulées autour des dents 1 et 4.

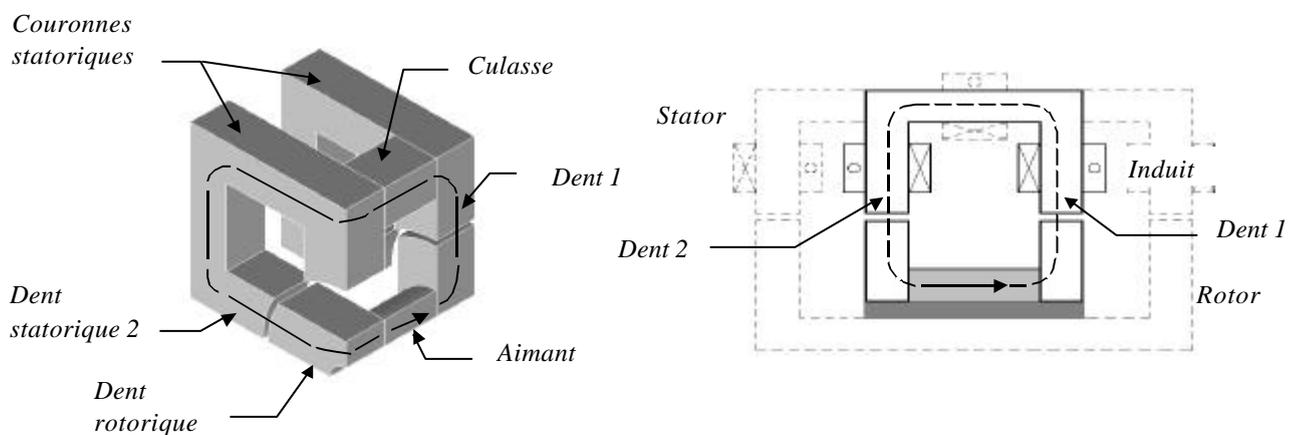


Fig.2.22 – Lignes de flux pour la première partie du rotor.

Le flux traversant les bobines 1 et 4 est dans ce cas dû à l'aimant, appelons le F_1 , il passe entièrement par la bobine 1.

Regardons maintenant, en faisant abstraction de la première partie du rotor, ce que font les lignes de flux lorsqu'on alimente la bobine d'excitation (figure 2.23).

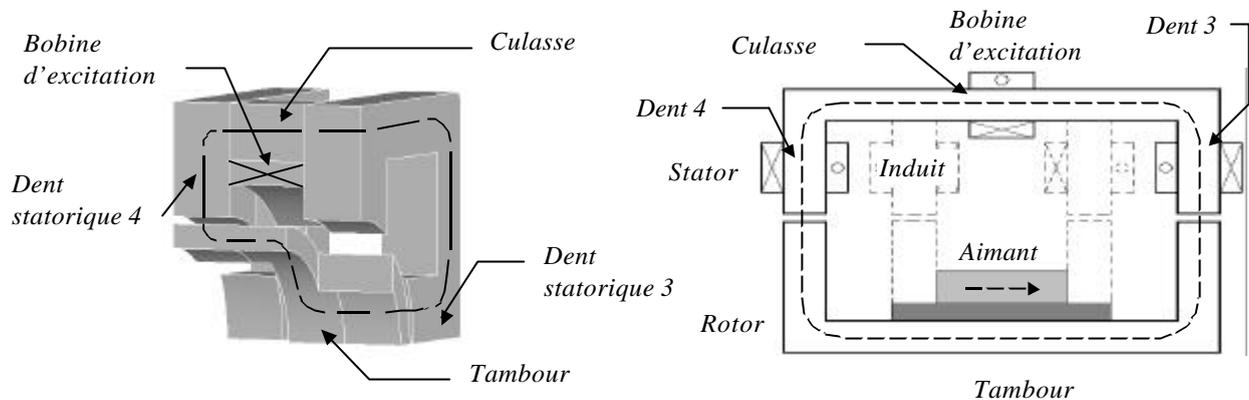


Fig.2.23 – Lignes de flux pour la deuxième partie du rotor.

Cette fois le flux traversant les bobines 1 et 4 dû à la bobine d'excitation passe seulement par la bobine 4 appelons le F_4 . Si on agit sur le courant d'excitation, de manière à avoir $F_4 = -F_1$, on arrivera à défluxer complètement la machine.

L'inconvénient majeur d'une telle structure réside dans la complexité de réalisation. Il y a beaucoup de parties à assembler. L'alimentation des bobines d'excitation est là aussi bidirectionnelle en courant. L'avantage quelle présente est la possibilité d'avoir le bobinage d'excitation au stator, évitant ainsi les contacts glissants. De plus, par rapport à la structure précédente (double excitation parallèle 2), cette structure possède l'avantage d'avoir moins de pertes fer. Pour plus de détails concernant le fonctionnement de ce type de machine, on pourra lire les références [D1] [A1].

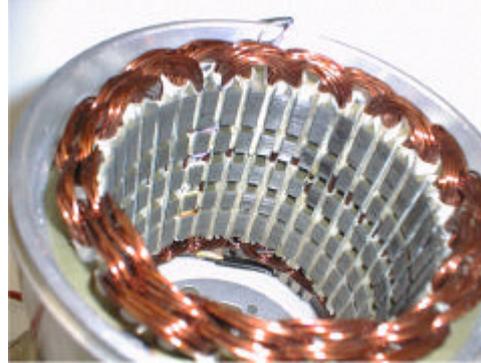
La figure 2.24 représente différentes vues d'une machine à double excitation, basée sur ce principe de double excitation. C'est une structure triphasée à 6 paires de pôles à concentration de flux. Le nombre important de pôles de la machine, 12 pôles, permet de réduire les sections de passage du flux ainsi que les têtes de bobines, ce qui se traduit par un gain très sensible en encombrement. Cette machine a été dimensionnée, a priori, pour fonctionner en alternateur d'automobile et les bobines d'excitation se trouvent au rotor. Elle n'a pas été optimisée.

Pour étudier les possibilités de défluxage par la double excitation nous avons effectué des mesures à vide. La figure 2.25 montre les F.E.M composées relevées entre deux bornes du

stator et nous pouvons voir que la double excitation permet soit de renforcer le flux des aimants (le flux a pratiquement été multiplié par deux), soit de l'affaiblir (le flux a été divisé par deux).



a) rotor



b) stator



c) vue du stator et rotor ensembles

Fig.2.24 – Photos d'un prototype.

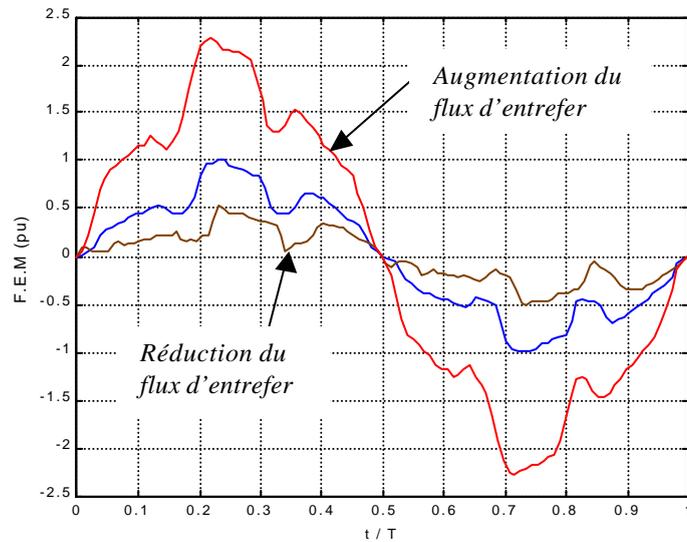


Fig.2.25 – F.E.M pour différents courants d'excitation.

D'autres schémas de principe peuvent être associés à ce type de double excitation (figures 2.26 et 2.27). On peut, par exemple, placer les aimants en surface en vis à vis de l'entrefer (figure 2.26).

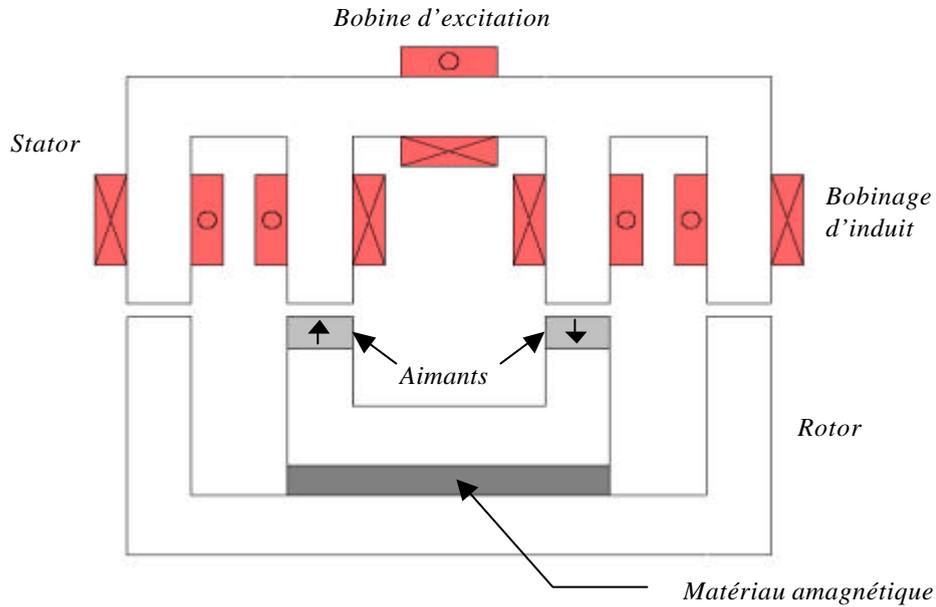


Fig. 2.26 – Schéma de principe avec aimants en surface.

Dans la configuration de la figure 2.26, on peut même enlever l'isolation entre les deux parties du rotor (matériau aimanté). Le risque de court-circuiter les aimants n'existe pas (figure 2.27).

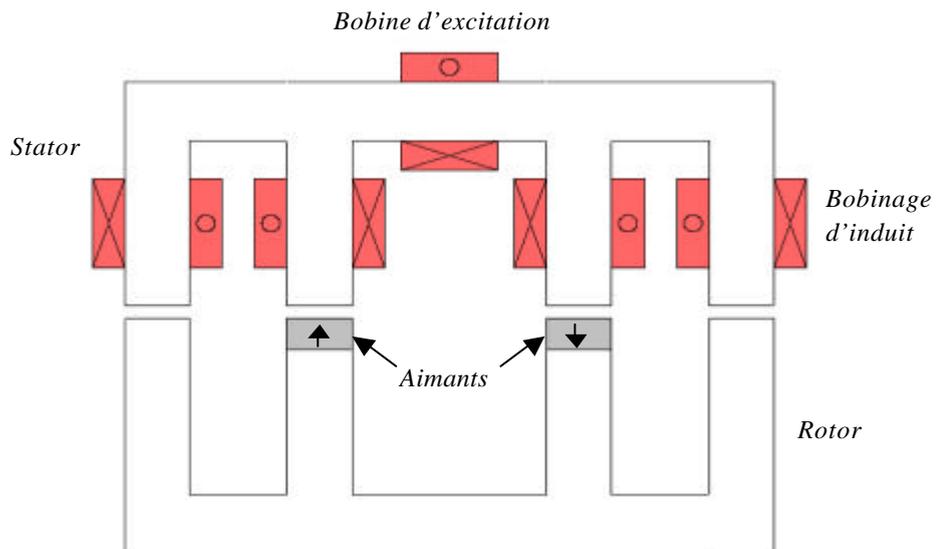


Fig. 2.27 – Schéma simplifié.

II. 3.5.b.4 Machines synchrones à double excitation parallèle (4)

Le schéma de principe, de ce type de double excitation, est représenté en figure 2.28, il correspond à un agencement différent des deux circuits d'excitation par rapport aux précédentes solutions. Il faut cependant noter que les schémas des figures 2.27 et 2.28 sont très proches dans la mesure où on peut passer, avec un peu d'imagination, de l'un à l'autre.

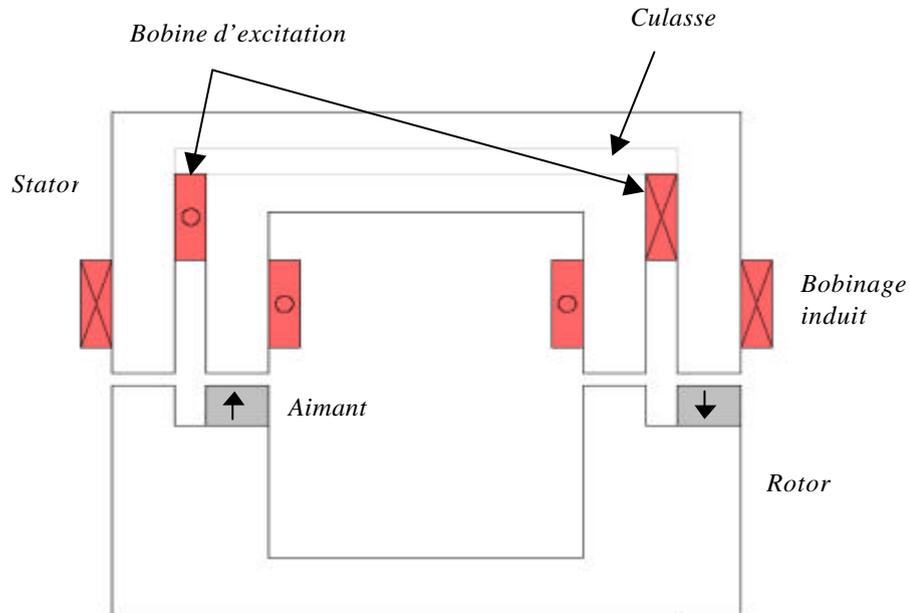


Fig.2.28 – Schéma de principe de la double excitation parallèle (4).

On montre, figure 2.29 [M6][S5], la structure d'une machine basée sur ce principe. Le stator est composé de deux parties feuilletées. Elles sont solidaires d'une culasse extérieure. Entre les deux un espace permettant de loger la bobine d'excitation, qui se trouve ainsi au stator, évite les contacts glissants.

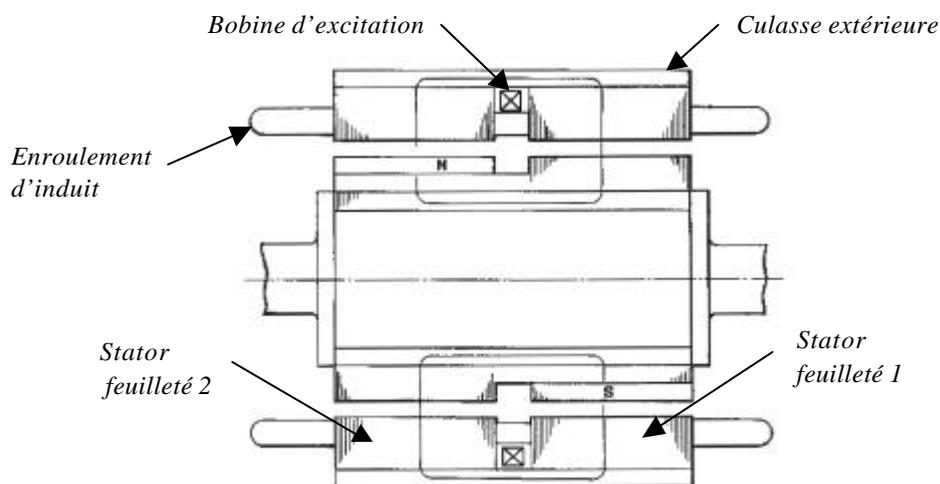


Fig.2.29 – Coupe axiale d'une machine à double excitation [M6].

On voit, figure 2.30, le rotor de cette machine. Il est composé de pôles à aimants permanents et de pôles saillants en fer. On peut distinguer, selon l'axe de la machine, deux parties : une partie où les aimants, de polarité Nord, sont alternés avec des pôles saillants en fer et une partie où ce sont les aimants, de polarité Sud, qui sont alternés avec des pôles saillants en fer. Les aimants utilisés sont des aimants terres rares.

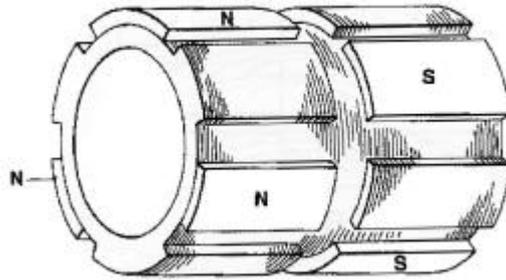


Fig.2.30 – Rotor de la machine [M6].

Le contrôle du flux d'entrefer est réalisé par l'intermédiaire du courant injecté dans la bobine d'excitation, il est bidirectionnel.

Sans courant d'excitation, le flux dans l'entrefer est dû aux aimants. Ce flux ne passe que par les pôles à aimants. Au stator, il va passer d'une partie du stator à l'autre en traversant la culasse extérieure (figure 2.31).

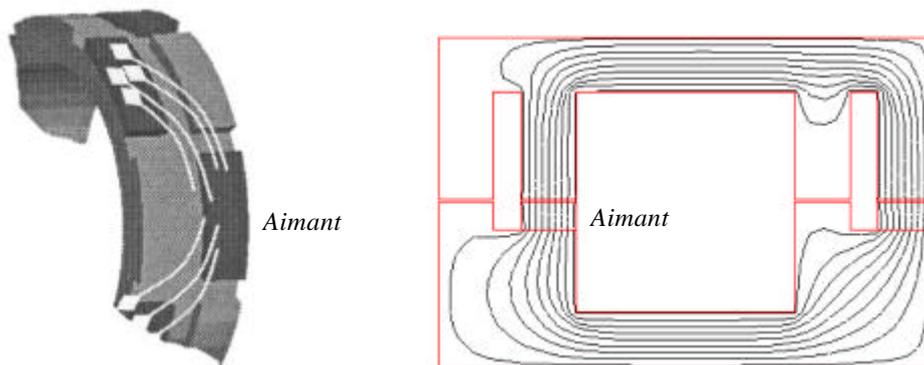


Fig.2.31 – Trajets du flux créé par les aimants seuls [S5][T1].

Quand la bobine d'excitation est alimentée de manière à augmenter le flux d'excitation, le flux résultant aura dans le stator une importante composante azimutale (figure 2.32).

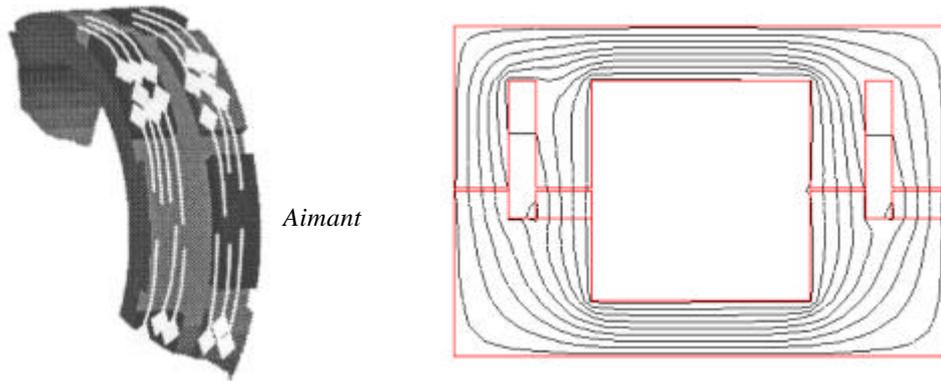


Fig.2.32 – Trajets du flux lors de l'augmentation du flux [S5][T1].

Quand on alimente la bobine d'excitation pour réduire le flux d'excitation, le flux résultant aura dans le stator une importante composante axiale (figure 2.33). On peut voir figure 2.34, la distribution du flux d'entrefer dans ce cas.

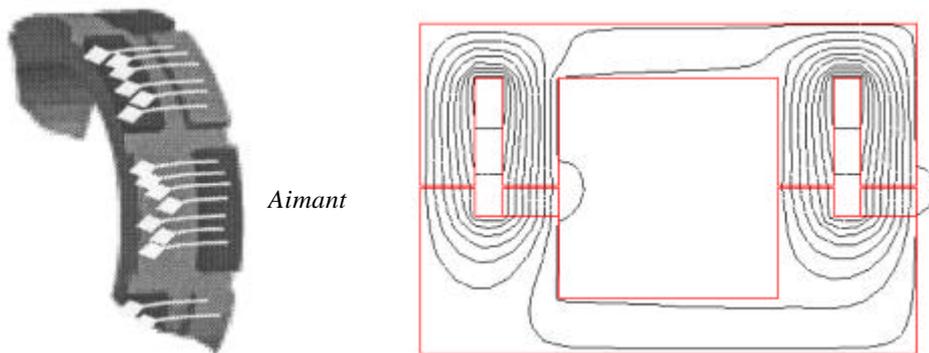


Fig.2.33 – Trajets du flux lors du défluxage [S5][T1].

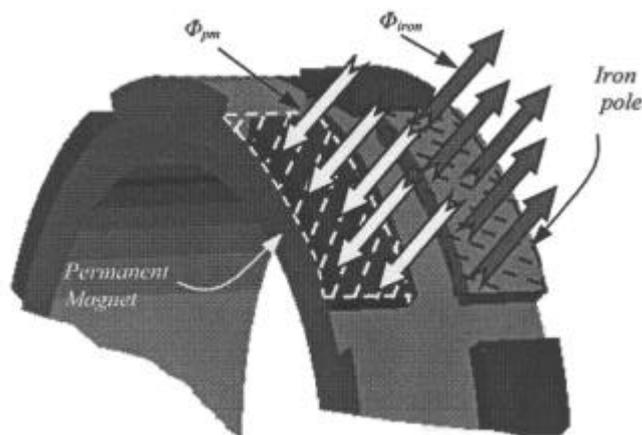


Fig.2.34 – Distribution du flux d'entrefer lors du défluxage [S5][T1].

Le fait que les pôles des aimants soient décalés longitudinalement engendre la situation suivante : lors du défluxage on va créer par l'intermédiaire de l'excitation bobinée, du côté des pôles à aimants de polarité Nord des pôles Nord, et du côté des pôles à aimants de polarité Sud des pôles Sud. Cela veut dire que dans le stator la variation de l'induction va diminuer, ce qui va dans le sens d'une réduction des pertes fer. Seulement le stator étant feuilleté selon l'axe de la machine, le fait que le flux possède une importante composante axiale, représente un inconvénient du point de vue des pertes fer.

Pour plus de détails concernant le fonctionnement de cette structure, on pourra se référer aux publications suivantes [M6][S5][T1].

II. 3.5.b.5 Machines synchrones hybrides à défluxage mécanique (5)

La figure 2.35 représente le rotor d'une machine à double excitation où les deux circuits d'excitation sont à aimants permanents. Ce rotor est en fait composé de deux parties : une partie "fixe" et une partie "mobile" (figure 2.35).

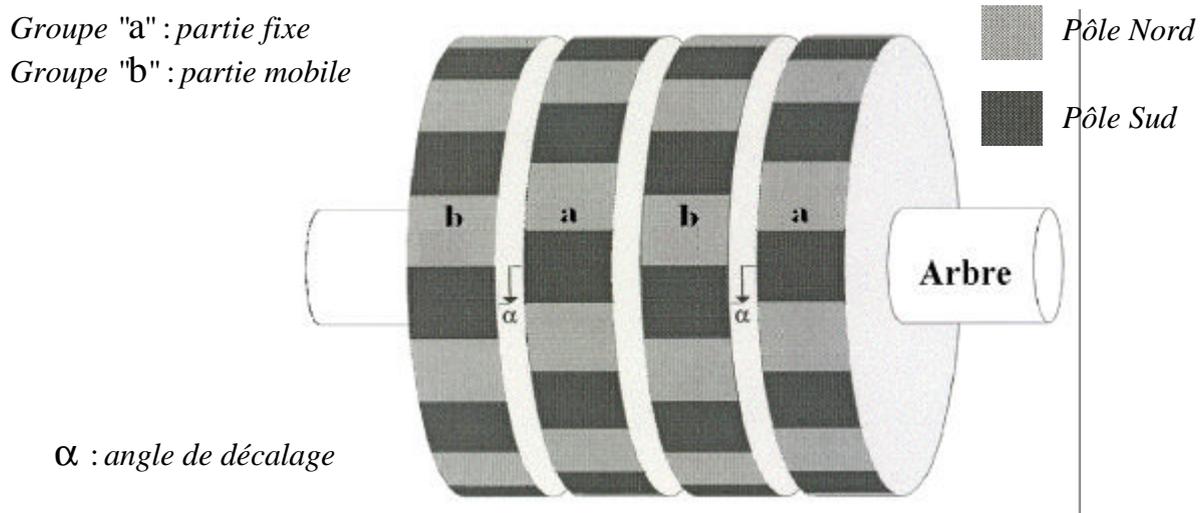


Fig.2.35 – Rotor de la machine à défluxage mécanique [R1][R2].

Le rotor étant par définition un organe en rotation, l'adjectif "fixe" signifie que la partie en question (groupe a) est fixe par rapport à l'arbre de la machine. La partie mobile (groupe b) est elle par contre liée à l'arbre par un ressort. Un mouvement relatif de cette partie par rapport à l'arbre est possible. Ce mouvement est repéré par l'angle α .

Le défluxage est réalisé en décalant les deux parties du rotor, l'une par rapport à l'autre. Au repos, lorsqu'on se déplace selon l'axe de la machine, on va voir des pôles de polarité

opposée. Le flux global au repos est nul. En alimentant les enroulements stator avec des courants adéquats, un couple va apparaître sur la partie mobile du rotor et non pas sur la partie fixe. les flux de ces deux parties sont déphasés de $\mathbf{p}/(2.p)$. Ce couple va induire un décalage entre les deux parties du rotor, c'est le début du mécanisme de production du couple. La démarche complète est décrite dans la référence [R2], on pourra s'y référer pour plus de détails.

D'autres structures utilisant ce principe existent. Le décalage est réalisé en utilisant des actionneurs annexes qui vont faire tourner une partie du rotor par rapport à l'autre. Ces solutions sont très désavantageuses, car l'utilisation des aimants induit des coûts élevés, si de plus des actionneurs rajoutent des coûts supplémentaires, le prix d'une telle solution devient prohibitif. Par ailleurs, la construction et la commande de ces structures sont encore compliquées. La solution décrite ici est plus avantageuse que celles utilisant des actionneurs pour réaliser la décalage ; mais elle reste cependant plus compliquée que les autres solutions. De plus, comme pour la structure décrite dans le paragraphe (II. 3.5.d), cette solution est plus défavorable par rapport aux autres du point de vue du rendement.

II. 3.5.b.6 Machines synchrones à double excitation parallèle à flux unipolaire (6)

Le schéma de principe, de ce type de double excitation, est représenté figure 2.36, il correspond là aussi à un agencement différent des deux circuits d'excitation. Pour régler le flux global, on n'agit que sur un type de pôle, d'où le nom de "double excitation parallèle à flux unipolaire".

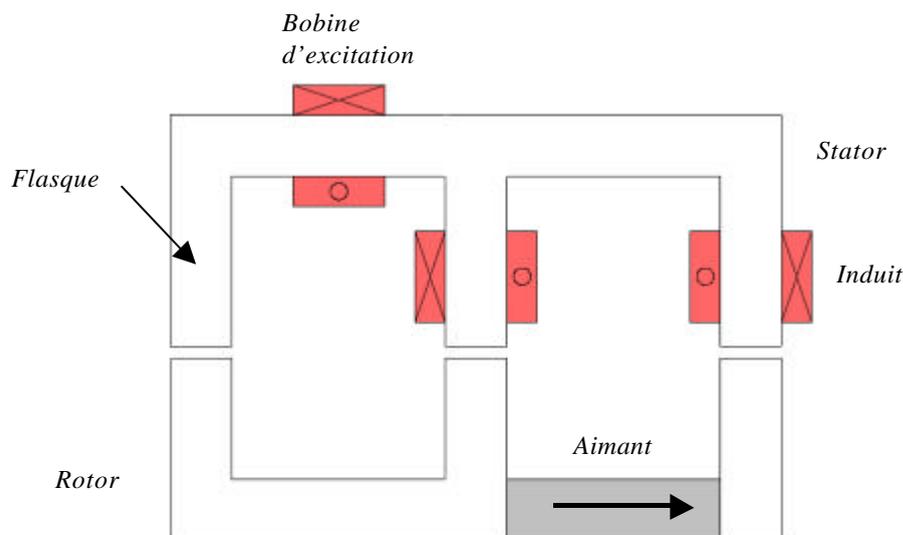


Fig.2.36 – Schéma de principe de la double excitation parallèle (6).

La figure 2.37 représente les différentes parties d'une machine développée au "LESiR", basée sur ce principe de double excitation [L2]. C'est une machine à flux radial, elle comporte un stator avec un bobinage d'induit, tout à fait classique et deux bobines d'excitation placées dans l'espace au-dessus des têtes de bobines (évitant ainsi les contacts glissants). Le rotor comporte des aimants permanents azimutaux et latéraux.

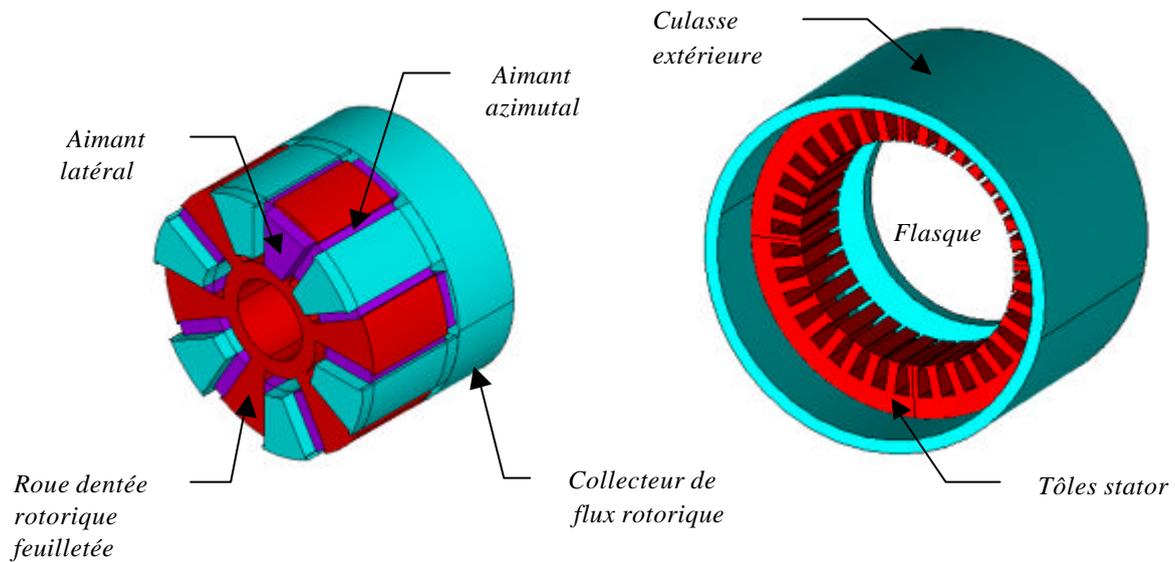


Fig.2.37 – Machine développée au LESiR.

On peut voir, figure 2.38, des photos des différentes parties constituant la machine.

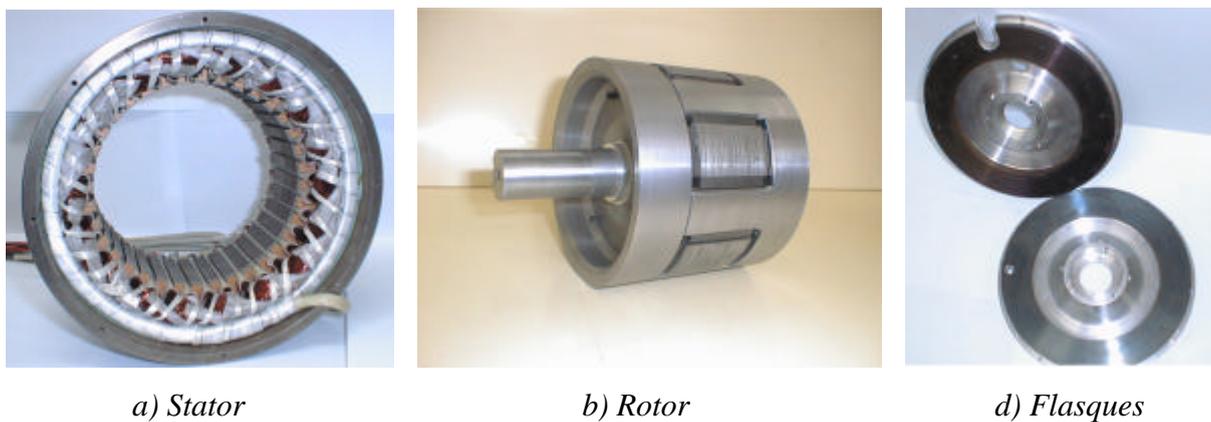


Fig.2.38 – Photos du stator, du rotor et des flasques.

C'est une structure à 6 paires de pôles à aimants ferrites ($B_r = 0,4 \text{ T}$) enterrés à concentration de flux. Les aimants de cette famille donnent l'énergie magnétique la plus économique et de plus, de par la concentration de flux, le niveau d'induction au niveau de l'entrefer est appréciable. Le nombre important de pôles de la machine, 12 pôles, permet de

réduire les sections de passage du flux ainsi que la longueur des têtes de bobines, ce qui se traduit par un gain très sensible en encombrement.

Figure 2.39, on peut voir un schéma 2D équivalent à la machine. On y a indiqué les éléments constitutifs de la machine réelle. Nous allons l'utiliser pour expliquer le fonctionnement de la machine.

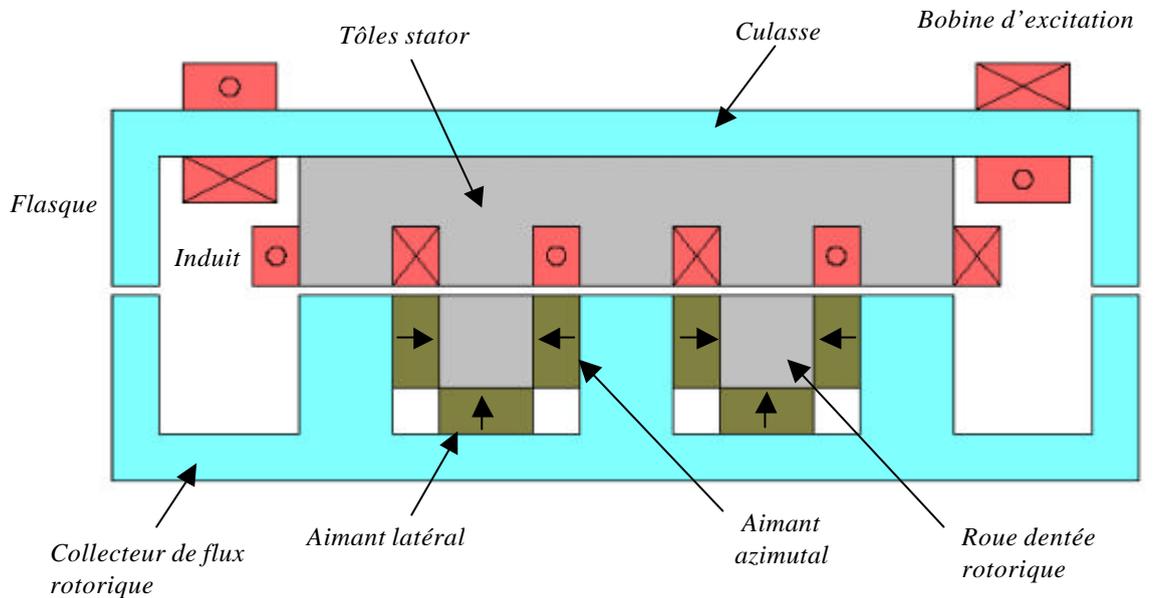


Fig.2.39 – Schéma 2D équivalent à la structure [G2]

Pour expliquer le fonctionnement de cette structure, qui peut paraître complexe de prime abord, nous allons montrer les différents trajets des flux créés par les bobines d'excitation, les aimants latéraux et enfin les aimants azimuthaux.

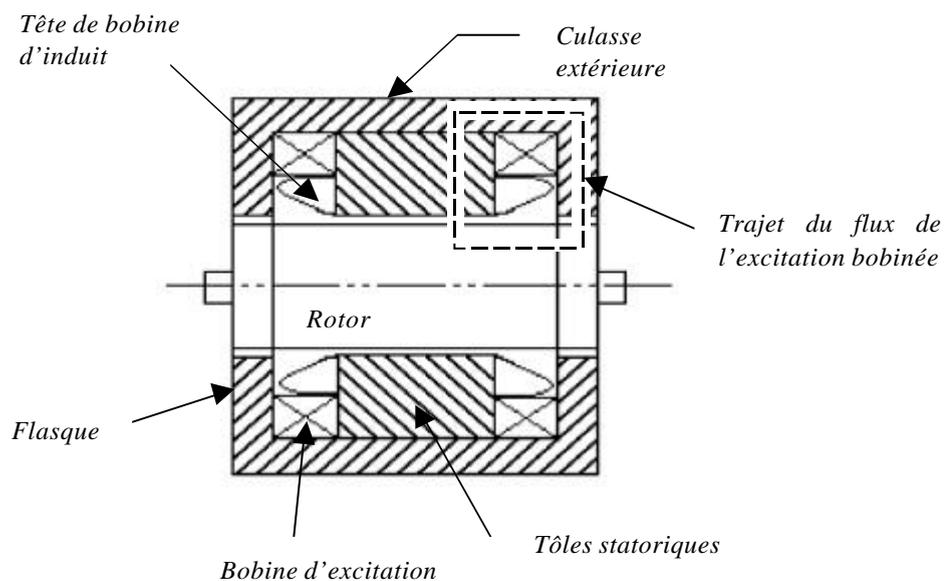


Fig.2.40 – Coupe axiale de la machine [D1].

Sur la figure 2.40, on peut voir une coupe axiale de la machine. Le trajet du flux créé par une bobine d'excitation y est représenté. On retrouve sur la figure 2.41 ce trajet ainsi qu'un des trajets possibles que peut suivre le flux créé par un aimant latéral.

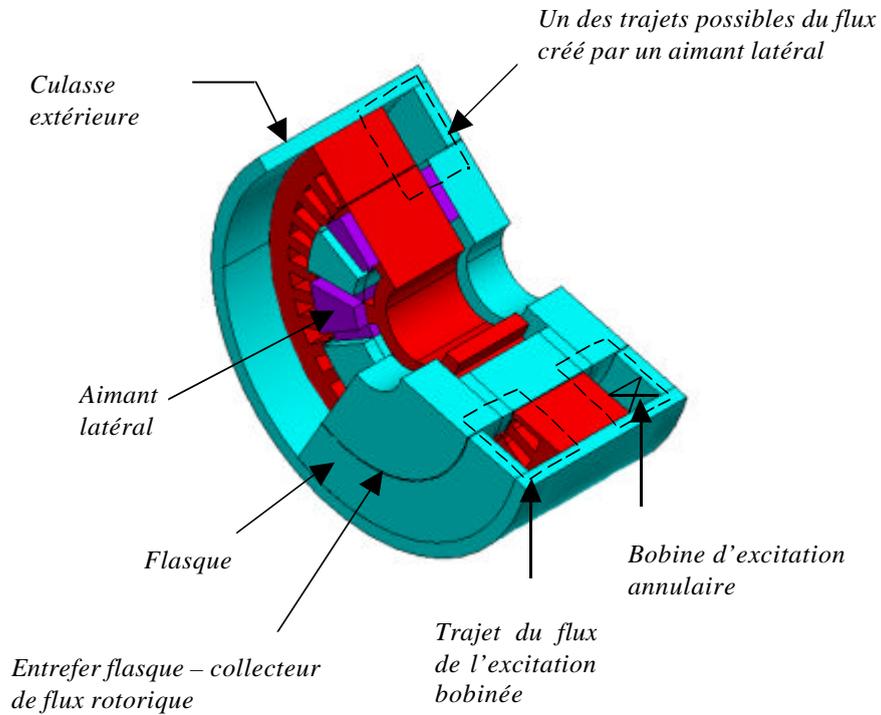


Fig.2.41 – Vue écorchée de la machine.

Sur la figure 2.42 est représenté un des trajets possibles que peut suivre le flux créé par un aimant azimutal. C'est le trajet classique du flux dans les machines à aimants à concentration de flux.

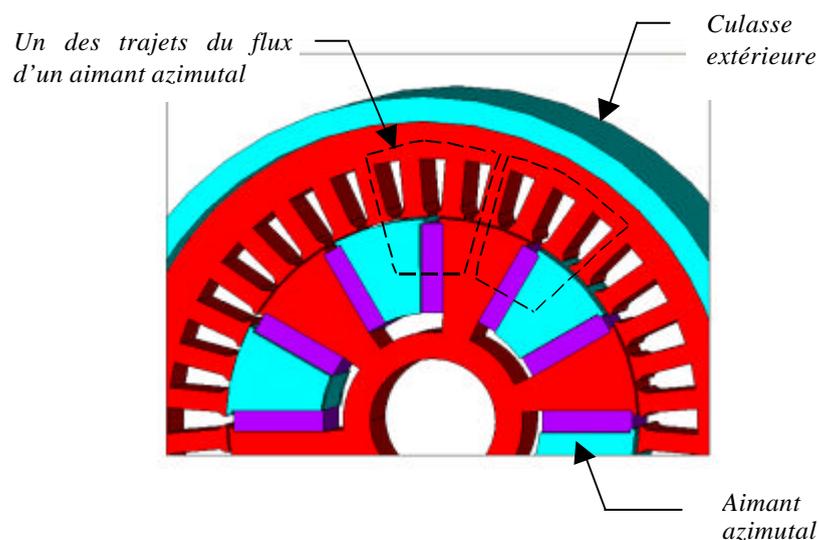


Fig.2.42 – Un des trajets possibles du flux créé par un aimant azimutal.

Pour le flux créé par les bobines d'excitation, il s'agit là du trajet principal. Pour les aimants azimutaux ou latéraux, il peut y avoir d'autres trajets. On peut diviser les trajets des différents flux en deux parties : trajets unipolaires et trajets bipolaires [A3].

Les flux ayant un trajet bipolaire vont créer dans la partie active de la machine des pôles de polarité Nord et de polarité Sud (figure 2.43).

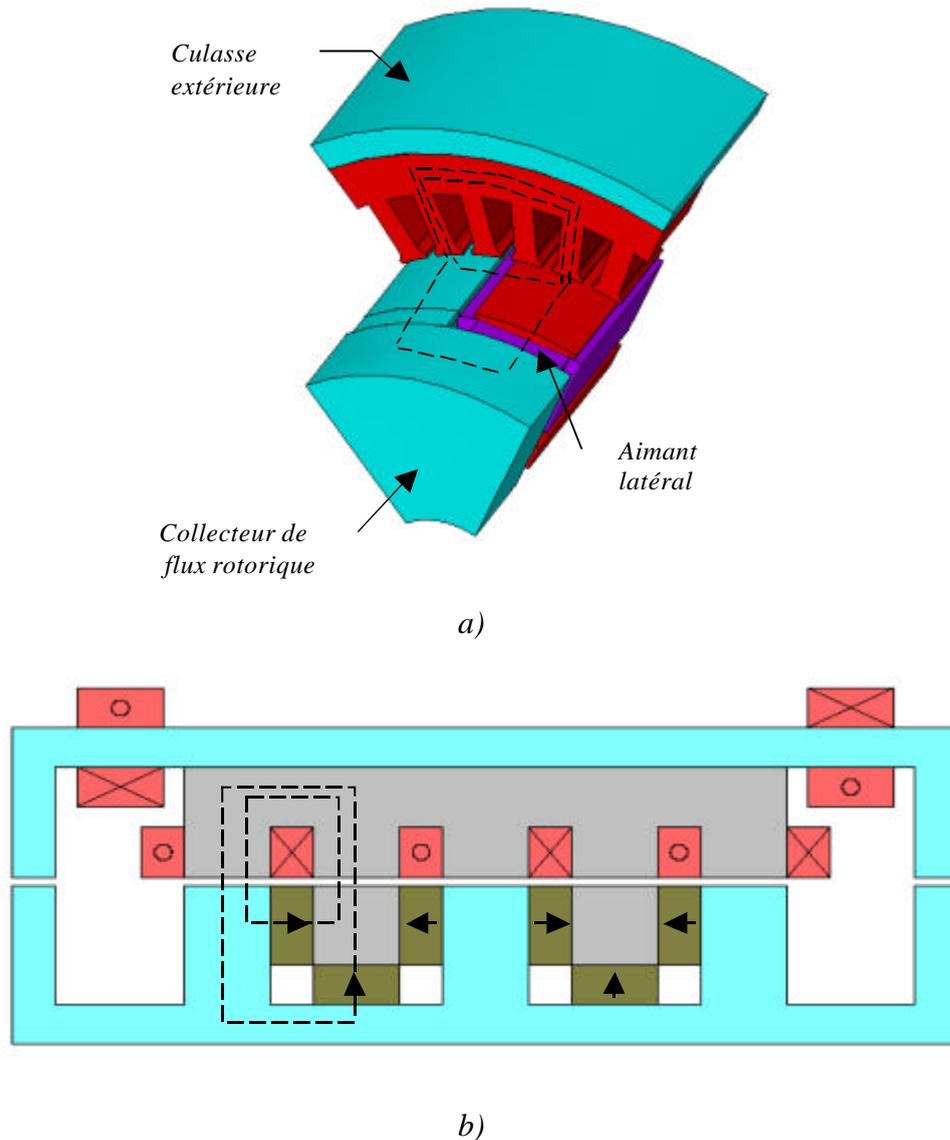


Fig.2.43 – Trajets bipolaires des flux.

Le trajet bipolaire du flux créé par les aimants azimutaux se fait essentiellement dans le plan de la machine. Pour le flux créé par les aimants latéraux, le trajet se fait en partie dans l'axe de la machine à travers le collecteur de flux rotorique (figure 2.43.a). On voit sur la figure 2.43.b l'équivalent de ces trajets sur le schéma 2D équivalent.

Le trajet bipolaire suppose que les flux passent deux fois dans l'entrefer sous la partie active de la machine.

Les flux créés par les aimants ou par l'excitation bobinée ayant un trajet unipolaire n'engendrent qu'un type de pôle (Nord ou Sud) selon le sens d'aimantation des aimants et le sens du courant dans les bobines d'excitation.

Les flux ne passent qu'une seule fois dans l'entrefer sous la partie active. Le retour se fait à travers les flasques, puis via le collecteur de flux rotorique (figure 2.44). En figure 2.44.b on voit les trajets des flux des aimants et de l'excitation bobinée.

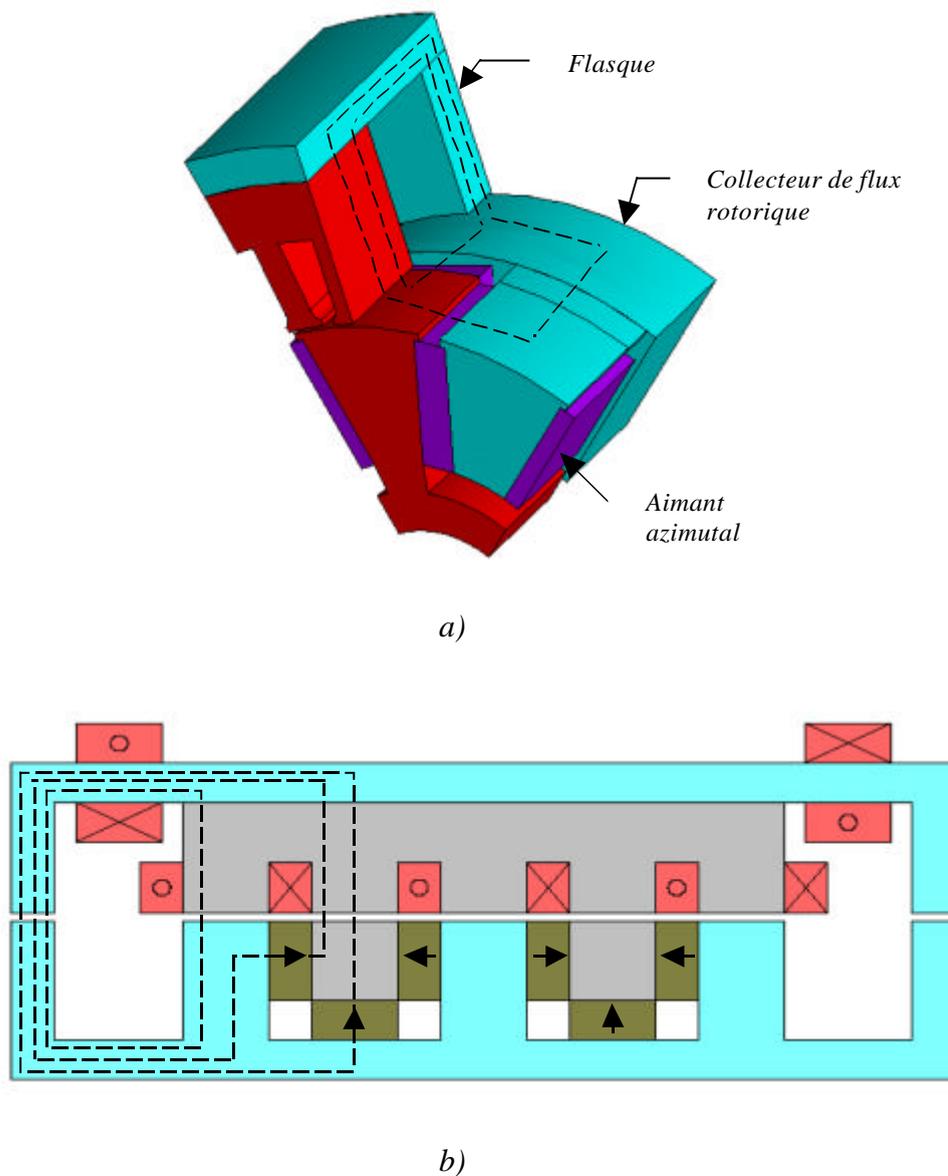


Fig.2.44 – Trajets unipolaires des flux.

Etant donné que le flux de l'excitation bobinée est unipolaire (il n'agit que sur l'un des deux pôles), le flux total somme du flux des aimants et de celui de l'excitation bobinée aura, en fonction du courant d'excitation, les allures que l'on décrit dans la figure 2.45. En désexcitation, il s'agit en fait d'uniformiser la répartition de l'induction dans l'entrefer, et de réduire ainsi la variation du flux traversant les enroulements d'induit. Cela permet, aussi, de réduire les pertes fer. De plus, il faut noter que le flux de l'excitation bobinée ne traverse pas les aimants. Ce qui permet d'affirmer qu'il n'y a pas de risque de démagnétisation des aimants par l'excitation bobinée.

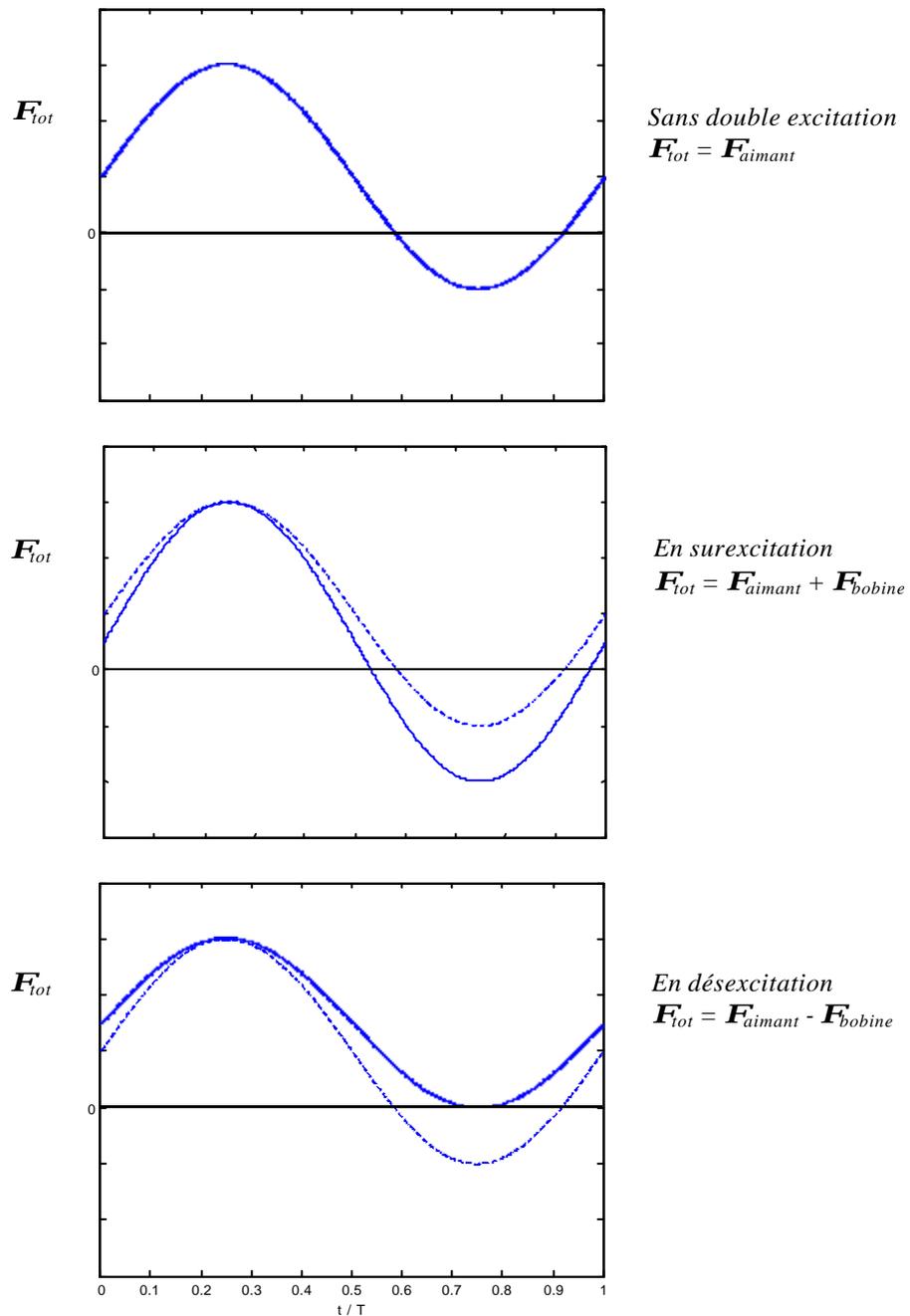


Fig.2.45 – Principe de la double excitation unipolaire.

Même sans courant d'excitation le flux présente une composante continue, due au trajet unipolaire d'une partie du flux créé par les aimants.

Selon le sens du courant dans les bobines d'excitation, on va, soit renforcer soit défluxer la machine. La figure 2.46 présente différentes F.E.M mesurées pour différents courants d'excitation. En surexcitation, les bobines d'excitation sont traversées par un courant de 5A, ce qui correspond à une F.M.M de 1500AT, les deux bobines d'excitation possèdent 150 spires chacune, soit 300 spires au total. En mode de défluxage les bobines d'excitation sont traversées par un courant en sens inverse de 7A (2100AT). Ces courants correspondent à la marge de manœuvre de la double excitation. En surexcitation au-delà de 5A, on sature le circuit magnétique, l'ajout de flux devient négligeable. En mode de défluxage au-delà de 7A on sature, c'est la soustraction de flux qui devient négligeable.

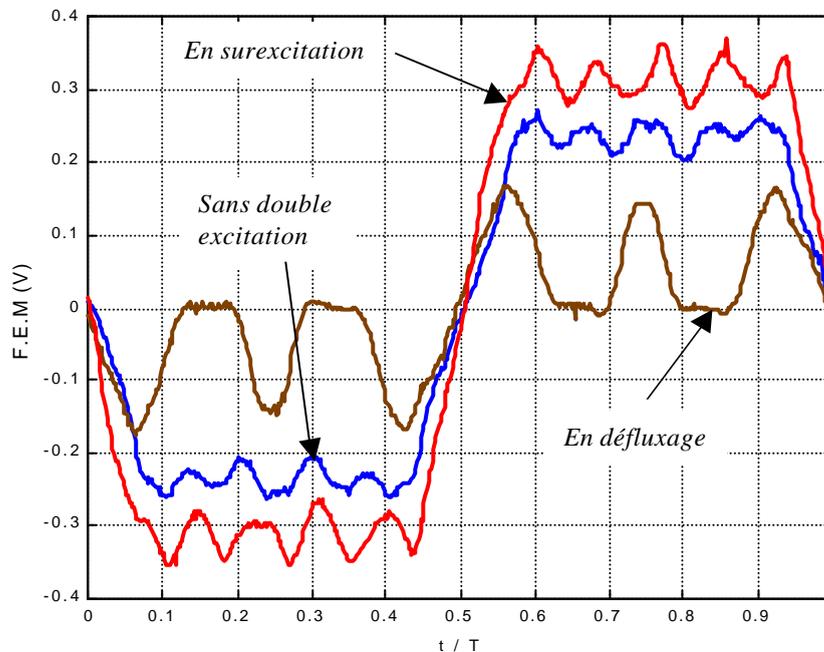


Fig.2.46 – F.E.M mesurées par spire pour différents courants d'excitation.

On voit figure 2.47, la variation du flux maximum en fonction du courant d'excitation. Le contrôle du flux d'entrefer est efficace, en surexcitation on arrive à rajouter à peu près 50 % de flux, et en défluxage à diviser le flux par 4 (réduction de 75%). Cela suppose bien sûr que l'alimentation est bidirectionnelle en courant. On peut cependant imaginer que la machine soit dimensionnée pour n'utiliser la bobine que pour défluxer, et ne devoir donc l'alimenter qu'en courant unidirectionnel. On peut distinguer sur cette figure le phénomène de saturation qui apparaît, comme on l'a déjà mentionné, autour de 5A en surexcitation et 7A en défluxage. Nous aborderons, au chapitre 3, plus en détails le fonctionnement de cette structure.

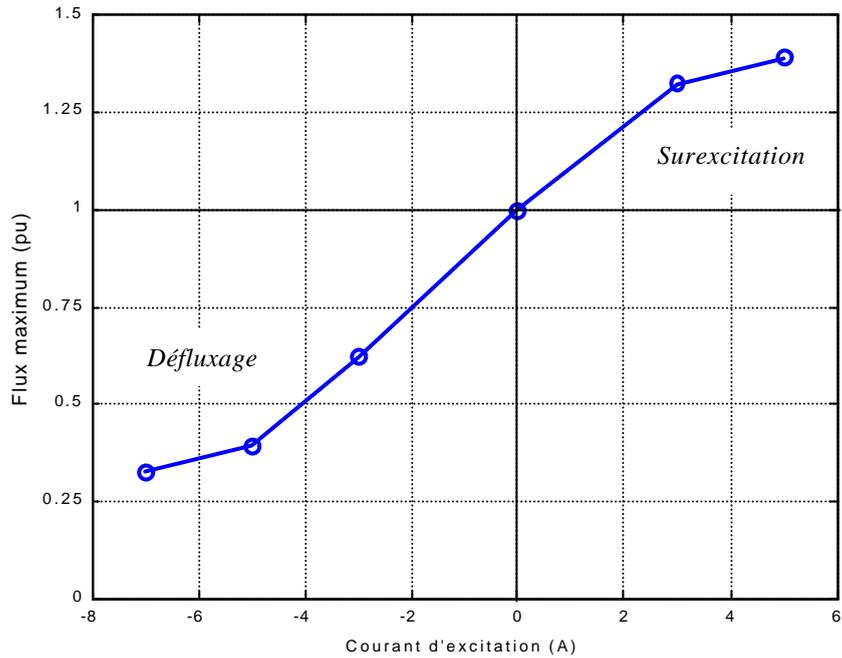


Fig.2.47 – Flux maximum pour différents courants d'excitation.

II. 3.5.b.7 Machines synchrones à double excitation parallèle à flux axial (7)

On voit figure 2.48 le schéma de principe de cette structure [M6][H2][H3].

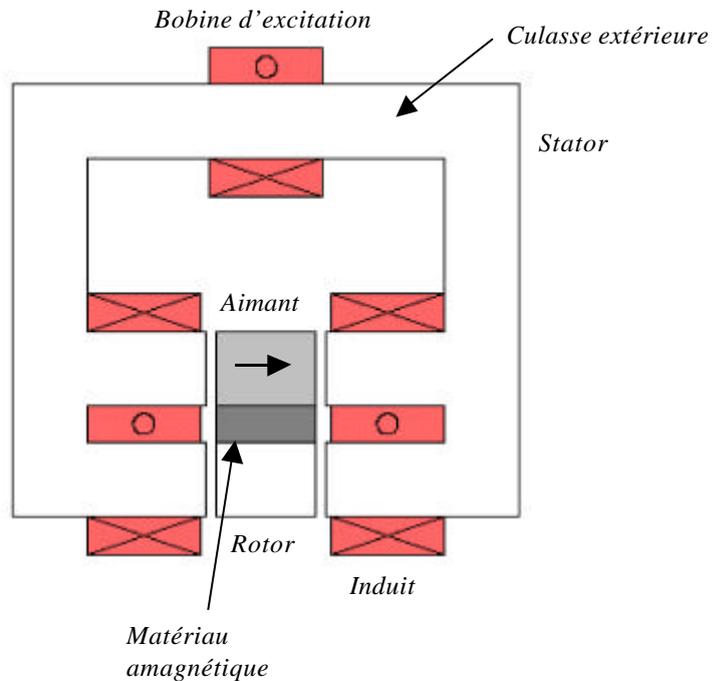


Fig.2.48 – Schéma de principe d'une machine à double excitation parallèle à flux axial.

Il s'agit comme précédemment d'uniformiser la répartition de l'induction dans l'entrefer. Sans courant d'excitation, le flux des aimants va se refermer à travers la culasse extérieure (figure 2.49). La bobine d'excitation se trouve là aussi au stator.

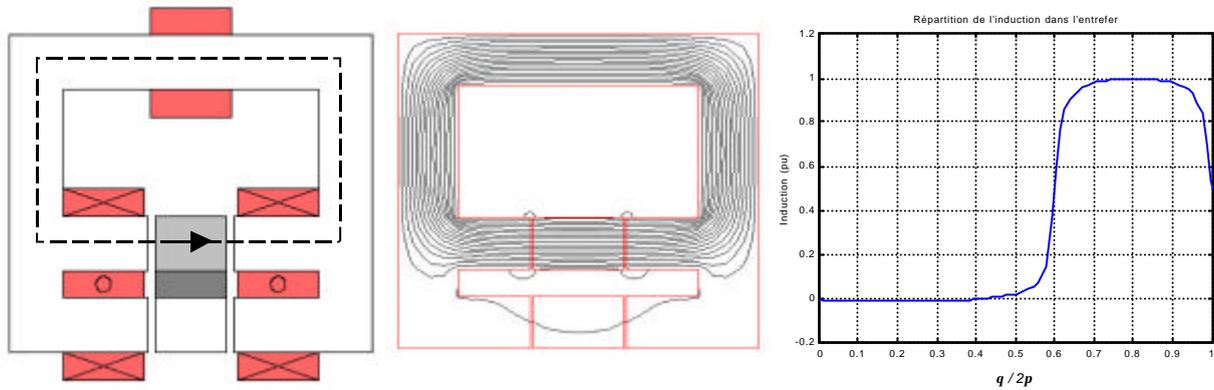


Fig.2.49 – Fonctionnement à vide, sans courant d'excitation.

Lorsque la bobine d'excitation est alimentée de manière à créer une F.M.M qui s'oppose à celle de l'aimant, la répartition du flux dans la machine va changer. On voit figure 2.50, les lignes de champs associées à un tel fonctionnement et la répartition de l'induction dans l'entrefer qui y correspond. Il s'agit d'un fonctionnement en surexcitation.

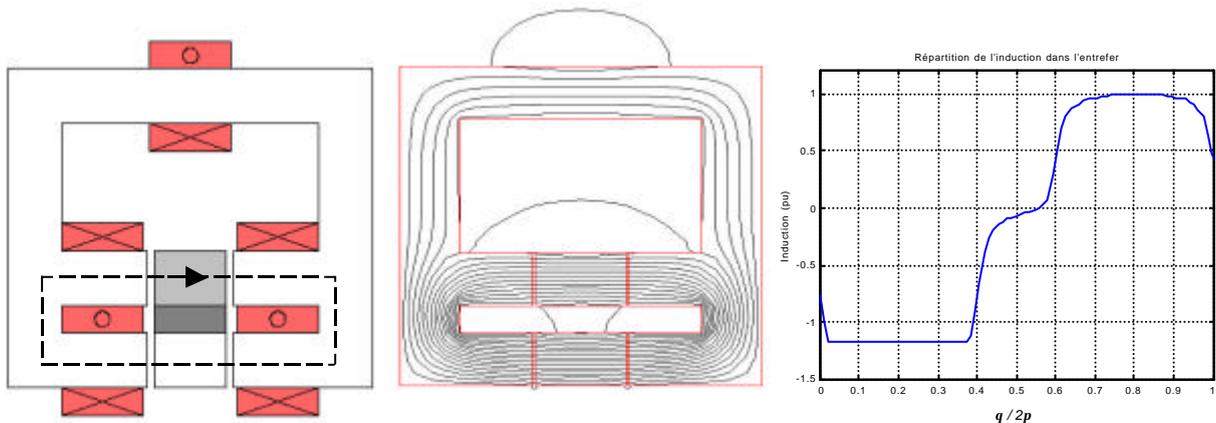


Fig.2.50 – Fonctionnement à vide en surexcitation.

En mode de désexcitation, il faut uniformiser la répartition de l'induction dans l'entrefer. Cela permet de réduire la variation du flux vu par les enroulements d'induit. Les pertes fer vont ainsi diminuer en mode de désexcitation. Ici aussi, le risque de démagnétisation des aimants par la bobine d'excitation n'existe pas. Le flux de l'excitation bobinée ne traverse pas les aimants. Dans la référence [H2], l'auteur indique une plage de fonctionnement à puissance constante, en mode alternateur débitant sur un pont à diodes, allant de la vitesse de base à 10

fois cette dernière. Le flux de l'aimant et de l'excitation bobinée passent tous les deux par la culasse extérieure. Cette dernière doit être dimensionnée en conséquence.

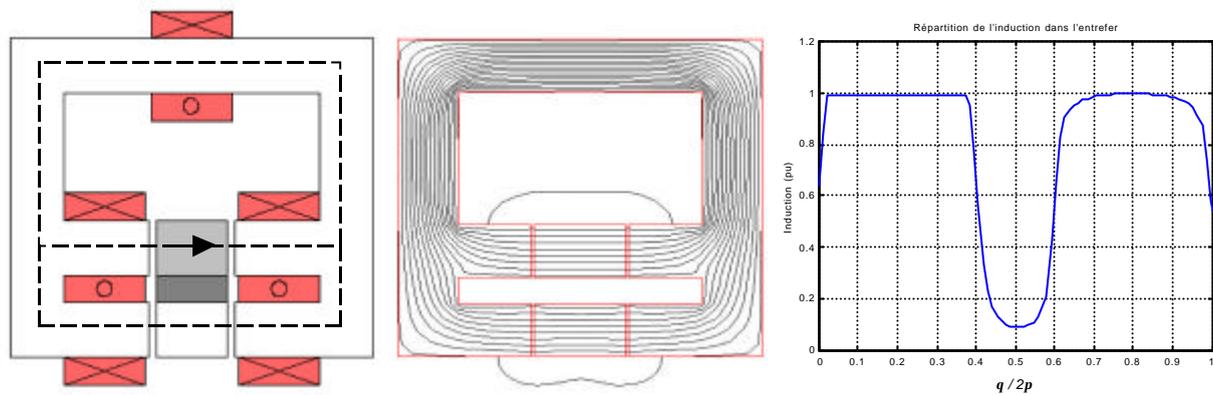


Fig.2.51 – Fonctionnement à vide en désexcitation.

On peut voir figure 2.52, la constitution d'une machine basée sur ce principe. Pour plus de détails concernant le fonctionnement de cette structure, on pourra se référer aux publications suivantes [H2][H3].

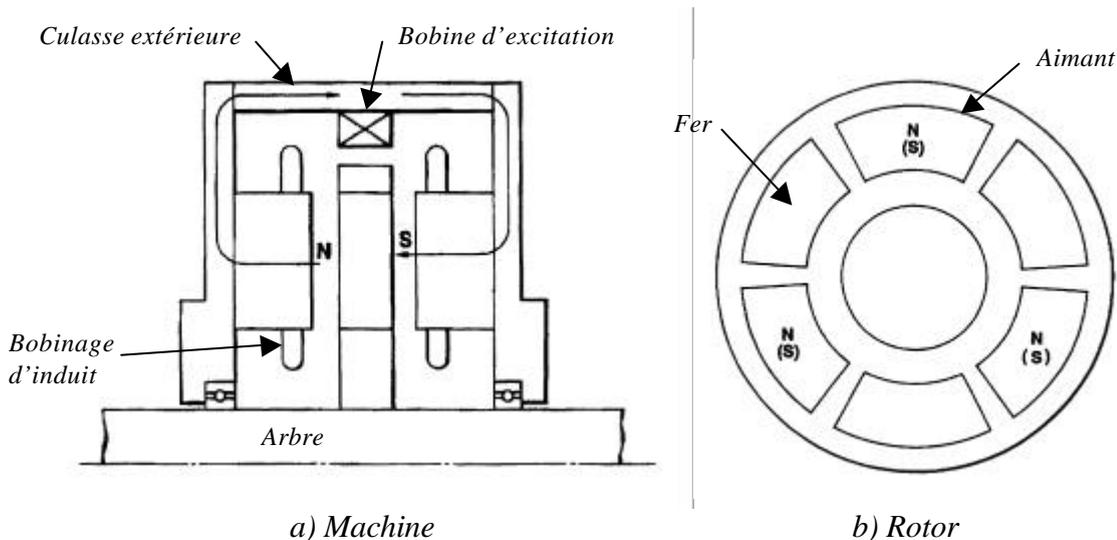


Fig.2.52 – Structure d'une machine à double excitation à flux parallèle [M6].

II. 3.5.b.8 Machines synchrones à double excitation parallèle à flux bipolaire (8)

Le schéma de principe, de ce type de double excitation, est représenté figure 2.53. Pour régler le flux global, on agit simultanément sur les deux types de pôle, d'où le nom "double excitation parallèle à flux bipolaire". Les deux circuits d'excitation sont imbriqués. Un rotor basé sur ce principe de double excitation modulable a été construit au "LESiR". Il peut aussi fonctionner en double excitation à flux d'excitation bobinée unipolaire. Le stator pour ce type

de double excitation est le même que celui qu'on a présenté pour la double excitation unipolaire.

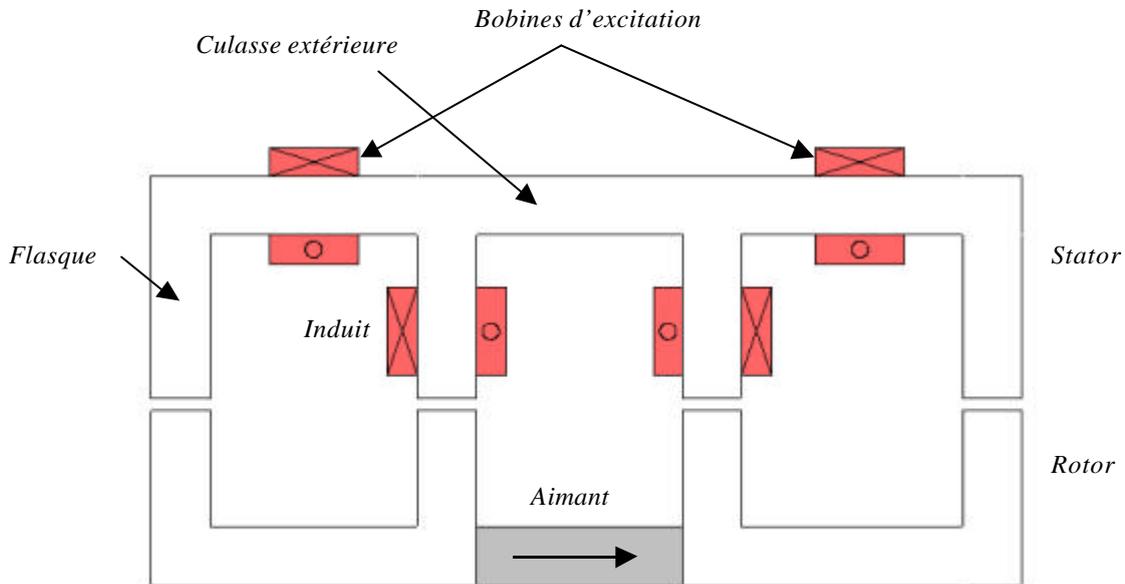


Fig.2.53 – Schéma de principe de la double excitation parallèle (7).

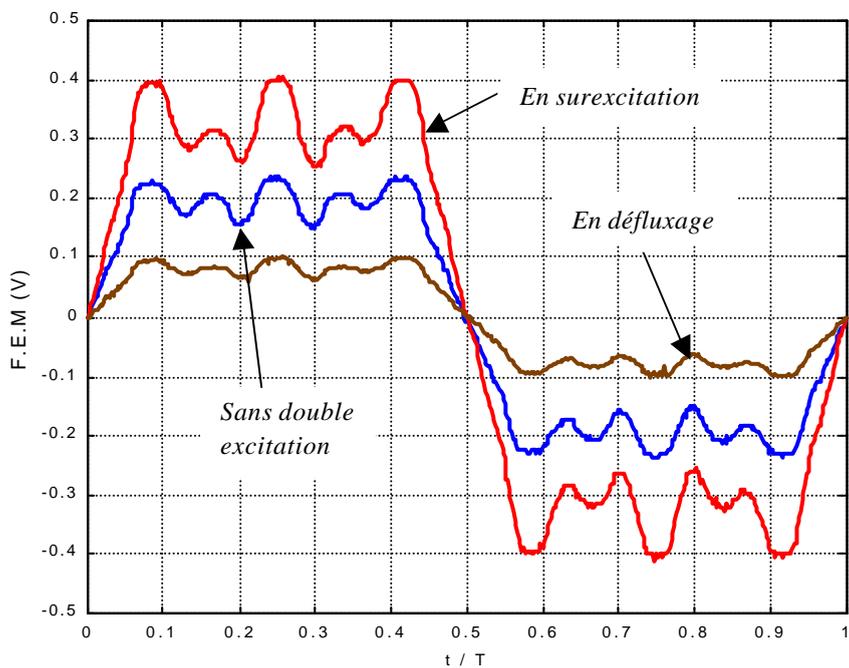


Fig.2.54 – F.E.M mesurées par spire pour différents courants d'excitation.

La figure 2.54 présente différentes F.E.M mesurées pour différents courants d'excitation. En surexcitation, les bobines d'excitation sont traversées par un courant de 8A, ce qui correspond à une F.M.M de 2400AT, les deux bobines d'excitation possèdent 150 spires chacune, comme

nous l'avons dit précédemment. En mode de défluxage, les bobines d'excitation sont traversées par un courant en sens inverse de 8A (2400AT).

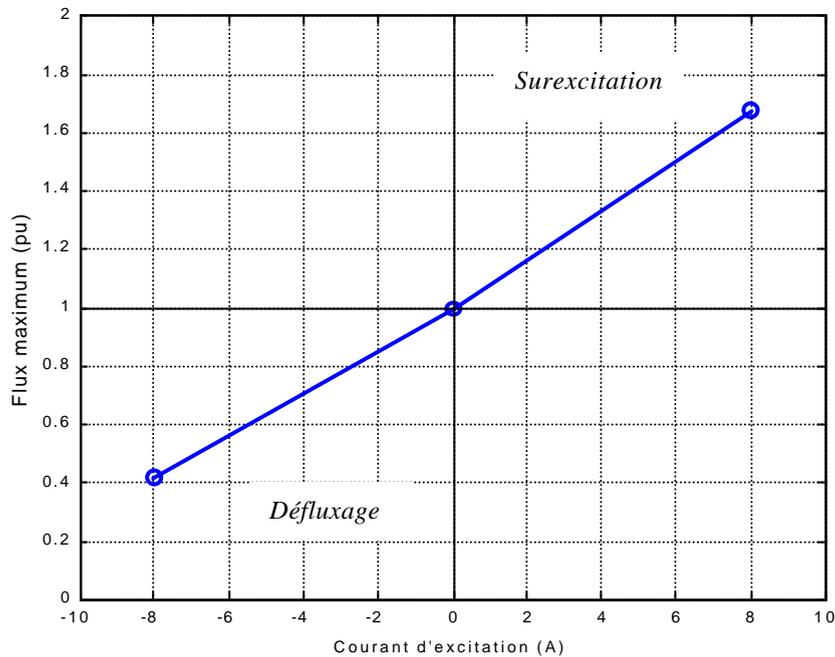


Fig.2.55 – Flux maximum pour différents courants d'excitation.

On voit figure 2.55, la variation du flux maximum en fonction du courant d'excitation. Le contrôle du flux d'entrefer est efficace, en surexcitation on arrive à rajouter à peu près 70 % de flux, et en défluxage à diviser le flux par 2,5 (réduction de 60%). Ici aussi l'alimentation en courant est bidirectionnelle. Au-delà de 8A, que ce soit dans un sens ou dans l'autre, il y a apparition du phénomène de saturation magnétique. Pour ce type de double excitation, le risque de démagnétisation est également contourné, et de plus les pertes fer, dans l'hypothèse du premier harmonique, vont diminuer. Un avantage visible de cette structure, par rapport à celle de la figure 2.37 (qui a été réalisée au LESiR également), réside dans le contenu harmonique des F.E.M. Au vu des figures 2.55 et 2.46. Pour cette structure, la réduction du flux est effective pour le premier harmonique comme pour les autres harmoniques, ce qui n'est pas le cas pour la structure à double excitation unipolaire.

II. 3.5.b.9 Machines synchrones à double excitation parallèle (9)

Le principe utilisé dans ce type de double excitation est d'agir sur le nombre de paires de pôles pour contrôler le niveau de flux traversant les enroulements d'induit au stator. On voit Figure 2.56 le schéma 2D linéaire équivalent à une structure pour laquelle les enroulements stator sont réalisés sur la base d'un nombre de paires de pôles égal à 3 (6 pôles) et possédant un rotor avec un nombre de pôles variable (2 pôles et 6 pôles).

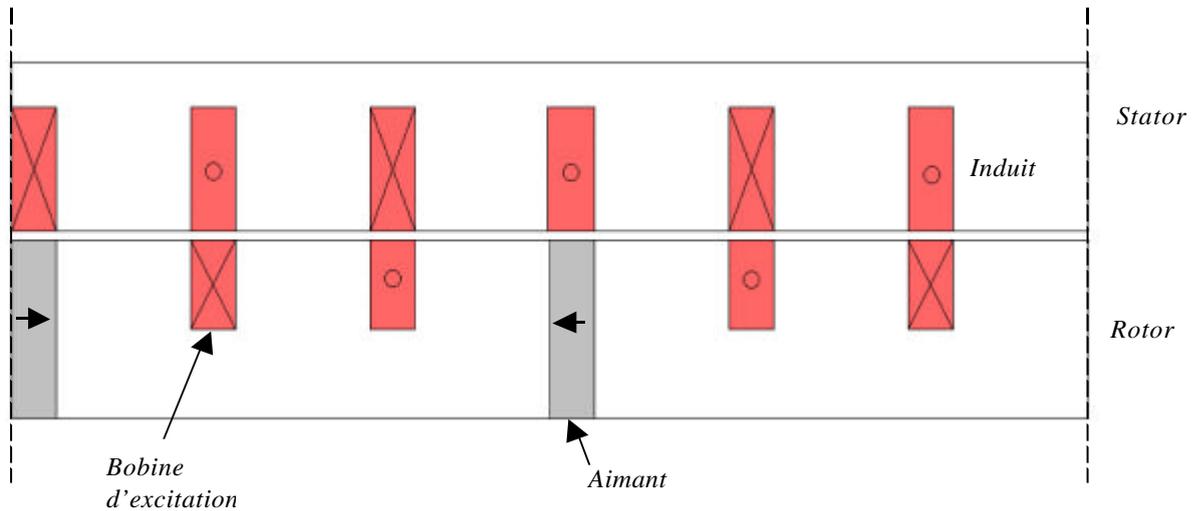


Fig.2.56 – Schéma 2D équivalent.

Lorsque les bobines d'excitation ne sont pas alimentées, le flux traversant les enroulements d'induit provient seulement des aimants. Le rotor dans ce cas possède deux pôles. On voit figures 2.57 et 2.58 respectivement, les lignes de flux dans le schéma 2D équivalent et la répartition de l'induction dans l'entrefer. Le calcul est effectué en imposant des conditions de continuité de l'induction au niveau des lignes entrecoupées (figure 2.57). Les aimants possèdent une induction rémanente de 0,4T.

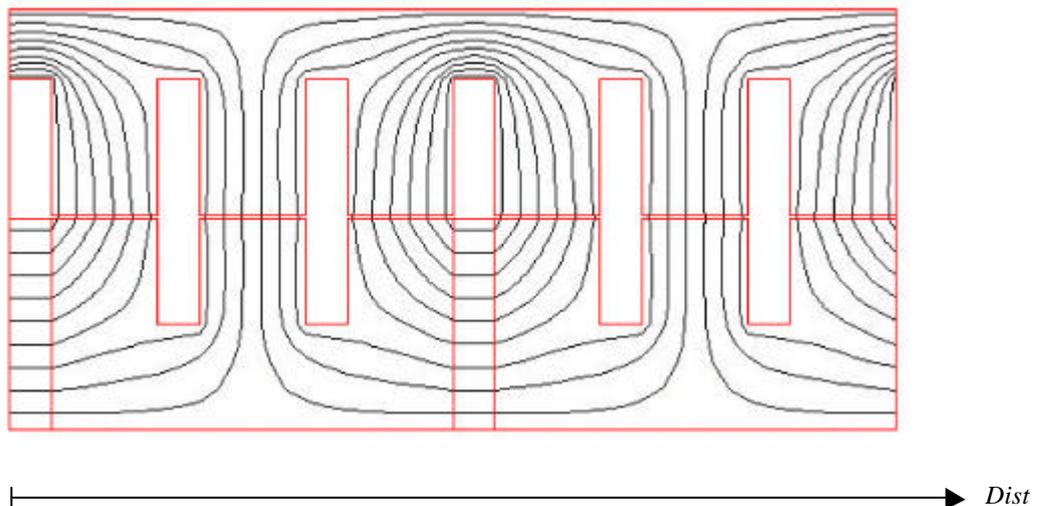


Fig.2.57 – Lignes de flux, sans courant d'excitation.

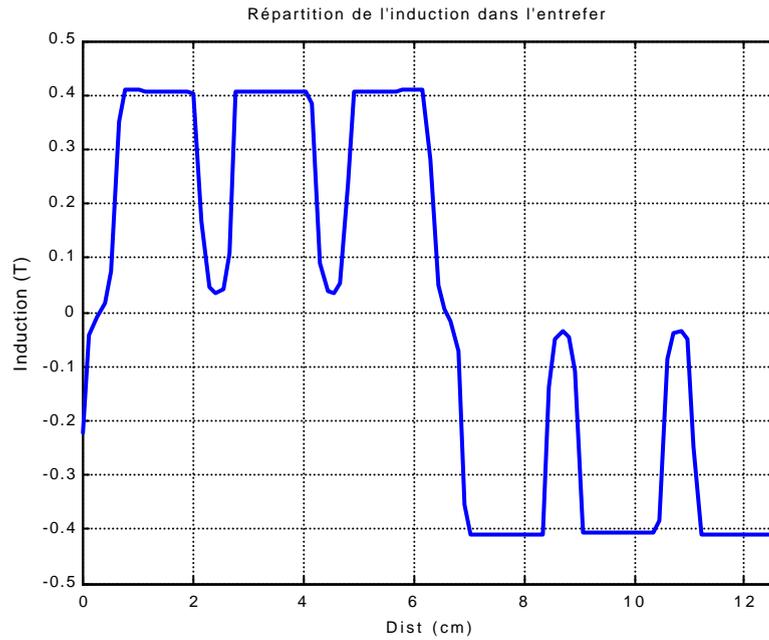


Fig.2.58 – Répartition de l'induction dans l'entrefer.

La figure suivante présente la décomposition harmonique de l'induction. Etant donné que les enroulements stator sont réalisés sur la base d'un nombre de paires de pôles égal à 3, l'harmonique 3 de l'induction, qui est dû à la présence des six pièces polaires au rotor, va avoir la contribution la plus importante à la production du flux total traversant ces enroulements.

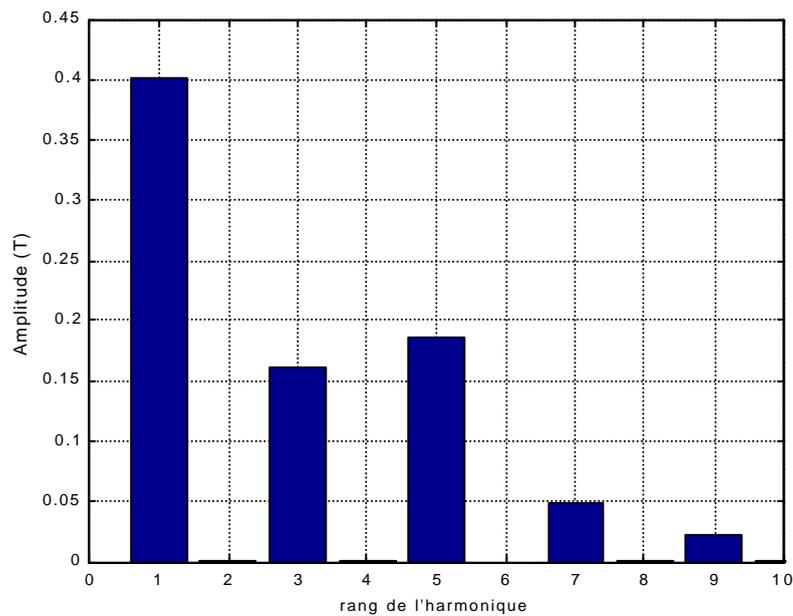


Fig.2.59 – Décomposition harmonique de l'induction dans l'entrefer.

Lorsqu'on alimente les bobines d'excitation avec des courants ayant les sens que nous avons indiqués figure 2.56, les lignes de flux vont se répartir comme on le voit sur la figure 2.60. Sur la figure 2.61 on voit la répartition équivalente de l'induction dans l'entrefer.

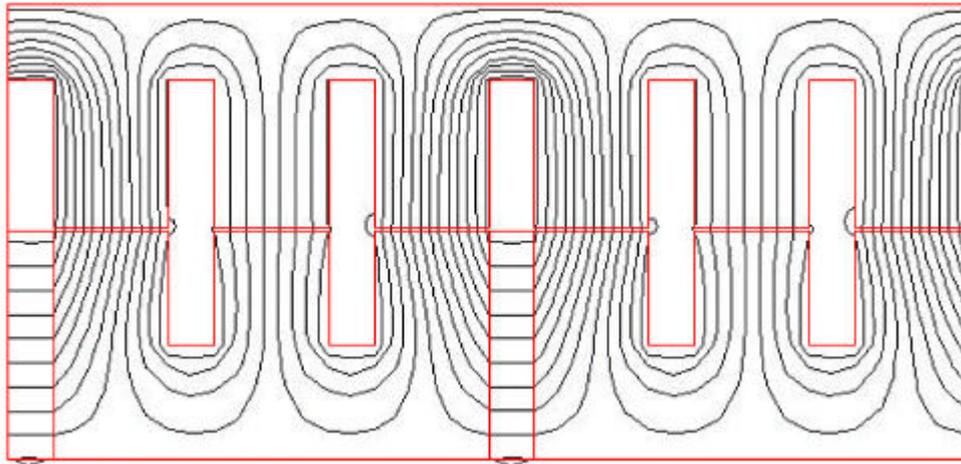


Fig.2.60 – Lignes de flux, avec courant d'excitation.

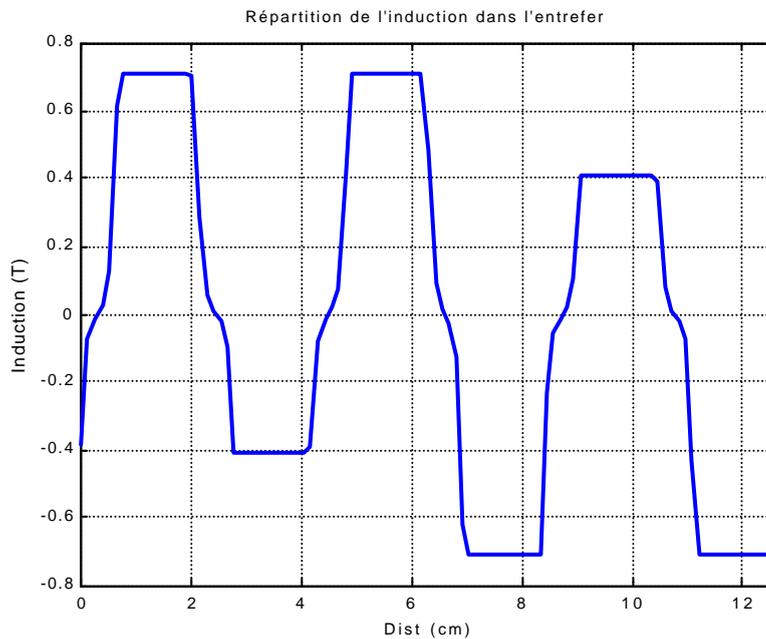


Fig.2.61 – Répartition de l'induction dans l'entrefer.

Le rotor dans ce cas possède 6 pôles. L'amplitude de l'harmonique 3 va être plus importante (figure 2.62). Le flux traversant les enroulements d'induit va ainsi être plus important. La diminution d'amplitude de l'harmonique 1 n'influe pas sur la production du flux, car cet harmonique n'y contribue pas.

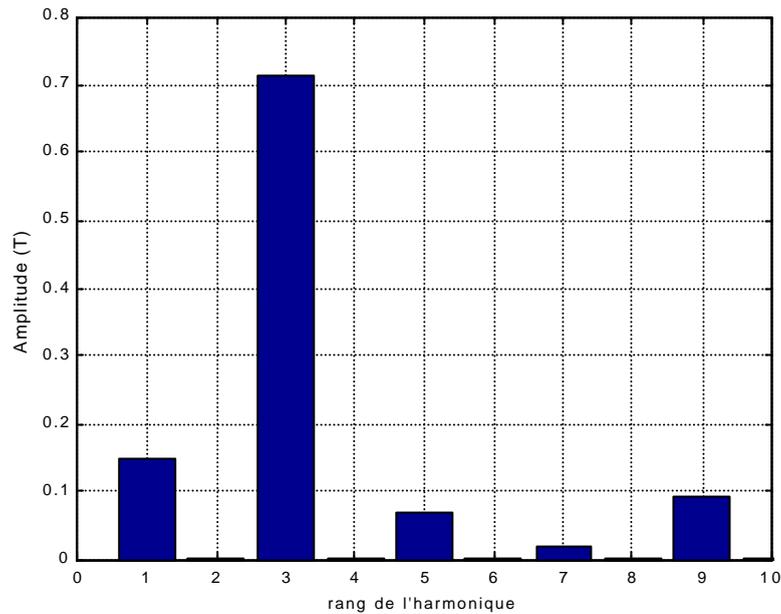


Fig.2.62 – Décomposition harmonique de l'induction dans l'entrefer.

En partant de cette configuration, où les bobines d'excitation sont alimentées, nous pouvons en agissant sur le courant d'excitation régler la valeur du flux traversant les enroulements d'induit. L'état d'excitation minimale correspond à l'annulation du courant d'excitation. Il faut donc dimensionner cette structure pour que cette excitation minimale convienne à la plage de fonctionnement en vitesse désirée [A4]. Le risque de démagnétisation par l'excitation bobinée n'existe pas là aussi. L'alimentation en courant d'une telle structure est unidirectionnelle. Pour les pertes fer, dans l'hypothèse du premier harmonique, qui correspond à l'harmonique 3 de l'induction, il est clair qu'en défluxant les pertes fer vont diminuer, puisque l'amplitude de cet harmoniques va diminuer. Il ne faut cependant pas négliger l'effet des harmonique sur ces pertes, que ce soit pour cette structure ou pour les autres.

On peut voir figure 2.63, une machine à double excitation triphasée, basée sur ce principe de double excitation [A4].

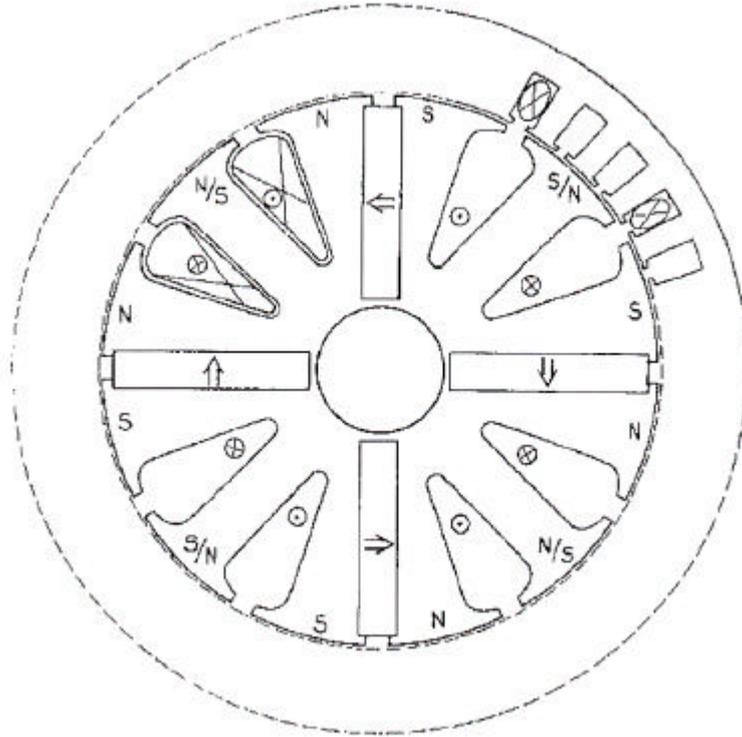


Fig.2.63 – Machine à double excitation parallèle [A4].

On peut voir figure 2.64, une autre machine à double excitation [L3] qui utilise ce principe. C'est une machine à aimant en surface, ce qui veut dire qu'il faut, pour avoir de bonnes performances, utiliser des aimants terres rares. Cela constitue un inconvénient par rapport à la précédente structure. Cependant pour ces deux machines, les bobines d'excitation sont au rotor et nécessitent des contacts glissants.

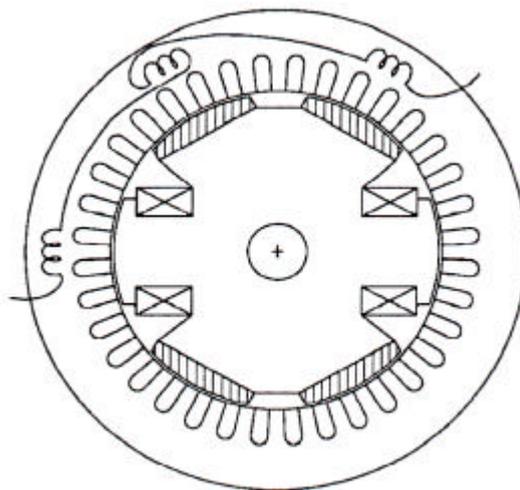


Fig.2.64 – Machine à double excitation parallèle [L3].

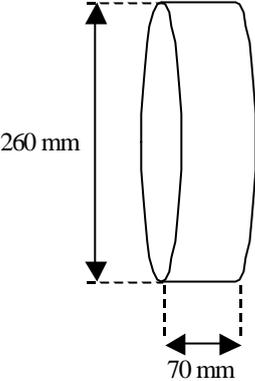
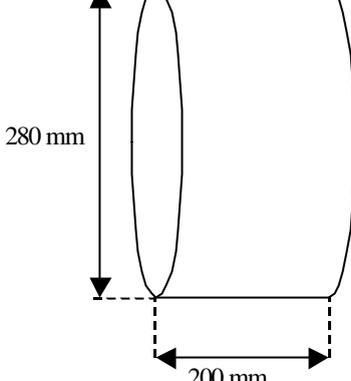
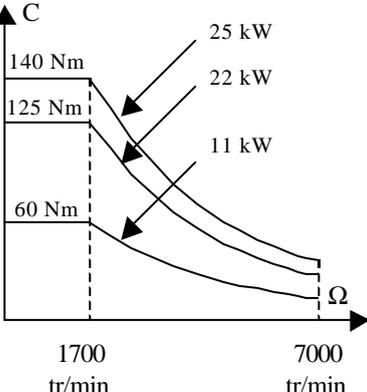
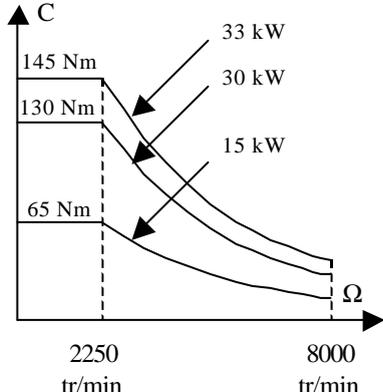
II.4 Conclusion

Après avoir passé en revue les différentes structures des machines électriques, nous ne sommes toujours pas en mesure de désigner une structure privilégiée. Il nous semble cependant que les machines à double excitation (machines hybrides) peuvent constituer une bonne solution au problème de la traction électrique ou hybride.

Les machines à aimants, mis à part le problème du contrôle du flux d'excitation, sont celles qui répondent le mieux au cahier des charges [K1]. Nous pensons que les machines hybrides permettent d'allier les avantages des machines à aimants permanents à la possibilité de contrôler le flux d'excitation [L1]. Le contrôle du flux d'excitation permet d'augmenter les plages de fonctionnement en vitesse. La double excitation offre de plus une souplesse du point de vue conception et commande. Ce degré de liberté apporté par la double excitation peut permettre d'optimiser le fonctionnement des machines hybrides par rapport aux différentes contraintes. Plus particulièrement, nous pensons que la double excitation permet d'optimiser le rendement énergétique et par suite une réduction de la consommation en énergie. Cela s'accompagne d'une réduction des émissions polluantes, d'une part, et du coût d'exploitation du véhicule, d'autre part.

ANNEXE A.2.1

Deux cahiers des charges possibles pour la machine double excitation

	Machine A	Machine B
<u>Dimension extérieures</u> (refroidissement et flasques compris)		
<u>Puissance</u>	25 kW (5 secondes) 22 kW (30 secondes) 11 kW (permanent)	33 kW (30 secondes) 30 kW (300 secondes) 15 kW (permanent)
Couple de base (i.e. couple à la vitesse de base)	140 Nm (5 secondes) 125 Nm (30 secondes) 60 Nm (permanent)	145 Nm (30 secondes) 130 Nm (300 secondes) 65 Nm (permanent)
<u>Vitesse de base</u>	1700 tr/min	2250 tr/min
Refroidissement	5 litres/min T(source_froide) = 50°C	5 litres/min T(source_froide) = 50°C
Tension continue d'alimentation (en entrée de l'onduleur) Nominal Plage de variation	200 V 110 V → 250 V	200 V 90 V → 220 V
<u>Caractéristique couple vitesse</u>		

ANNEXE A.2.2

Sollicitation d'une machine électrique sur un cycle routier

Nous avons retenu le cycle 93-116 communément appelé cycle CEN ou ECE (Figure A.2.2.1).

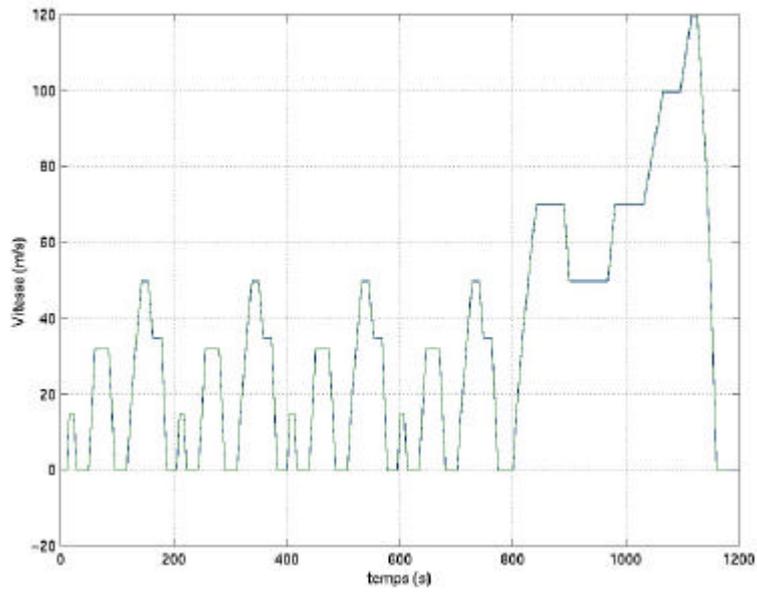


Fig. A.2.2.1 – Cycle routier 93-116 (vitesse = $f(t)$).

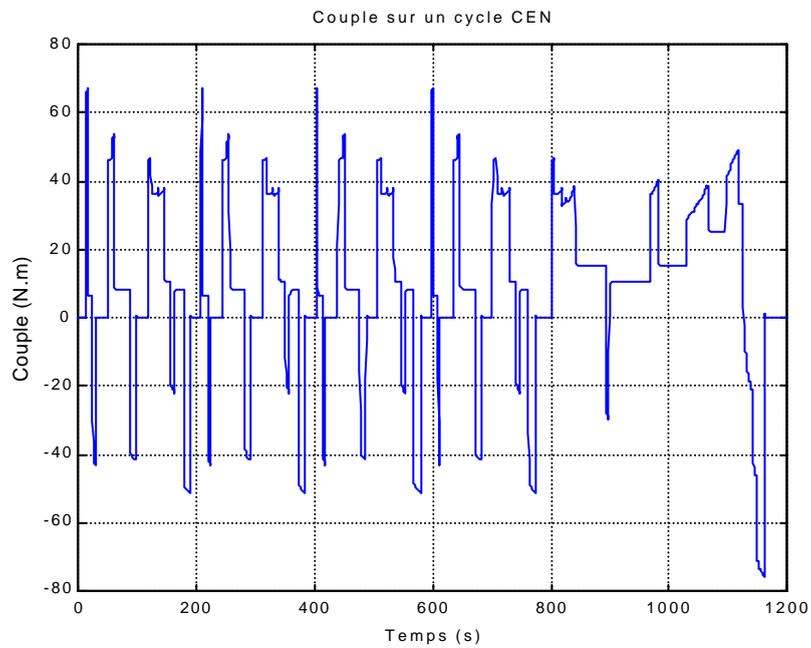


Fig. A.2.2.2 – Couple de traction sur cycle 93-116.

Ce cycle représente une vitesse de consigne imposée dans le temps à un conducteur de véhicule. Celui-ci doit fournir le couple nécessaire pour suivre ledit cycle avec une certaine tolérance. Le couple nécessaire pour le suivi est dépendant de la masse du véhicule, de l'aérodynamisme, et également d'autres paramètres. Ce cycle est utilisé pour estimer la consommation moyenne d'un véhicule.

Arbitrairement, nous avons retenu une masse de 1400kg, un SCx de Berlingo et un réducteur de 7.2 (berlingo électrique).

Les données du couple fonction du temps en simulation sur cycle 93-116 sont sur la courbe de la figure A.2.2.2.

Nous avons représenté un histogramme dans le plan Couple-vitesse afin de faire ressortir les zones les plus sollicitées sur cycle routier (figure A.2.2.3).

Fig. A.2.2.3 – Histogramme dans le plan Couple - Vitesse.

Références du Chapitre II

- [A1] Y. Amara, J. Lucidarme, M. Gabsi, M. Lécivain, A.H. Ben Ahmed, A. Akémakou, "A new topology of hybrid synchronous machine," *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 37, Issue 5, pp. 1273-1281, Sep./Oct. 2001.
- [A2] Y. Amara, M. Gabsi, M. Lecrivain, J. Lucidarme and A. H. Ben Ahmed "Structures of Hybrid Synchronous Machines: Principles and comparison," International Conference on Electrical Machines, Helsinki, August, 2000, vol. 3, pp.1688-1691.
- [A3] Y. Amara, E. Hoang, M. Gabsi, M. Lécivain, A. H. Ben Ahmed, S. Dérou, "Measured performances of a new hybrid synchronous machine," EPE 2001, Graz, Austria, CD proceedings, August 2001.
- [A4] A. D. Akemakou, S.K. Phounsombat, "Electrical machine with double excitation, especially a motor vehicle alternator," Nov. 14, 2000, US Patent 6,147,429.
- [B1] M. Besbes, C. Picod, F. Camus, M. Gabsi, "Influence of stator geometry upon vibratory and electromagnetic performances of SRM", IEE Proceeding Electric Power Application, Vol. 145, No. 5, septembre1998, pp. 462-468.
- [B2] Abdel Hamid Ben Ahmed, "Contribution à la conception des machines synchrones à aimants permanents et bobinage global," Thèse de doctorat, Université de Paris VI, 1994.
- [C1] F. Camus, M. Gasbi, B. Multon, "Prédiction des vibrations du stator d'une machine à réluctance variable en fonction du courant absorbé », JP III, février 97, pp. 387-404.
- [D1] J. Delor, "Dimensionnement électromagnétique de machines synchrones à double excitation. Application à la traction de véhicules électriques," Mémoire d'Ingénieur CNAM, Octobre 1998.
- [G1] A. Genon, W. Legros, "Machines électriques," HERMES Science, Paris, 2000.
- [G2] M. Gabsi, "Conception et alimentation de machines spéciales. Réduction du bruit d'origine magnétique," Rapport de HDR, Université de Paris XI, Centre universitaire d'Orsay, 1999.
- [H1] G. Henneberger, J.R. Hadji-Minaglou, R.C. Ciorba, "Design and test of permanent magnet synchronous motor with auxiliary excitation winding for electric vehicle application," European Power Electronics Chapter Symposium, Lausanne, October, 1994, pp. 645-649.
- [H2] J. S. Hsu, "Direct control of air-gap flux in permanent-magnet machines," *Energy Conversion, IEEE Transaction on*, vol. 15, Issue 4, Dec. 2000, pp. 361-365.
- [H3] J. S. Hsu, "Direct control of air gap flux in permanent magnet machines," May 2, 2000, US Patent 6,057,622.

- [J1] T. M. Jahns, "Flux-weakening regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 23, pp. 681-689, July/Aug. 1987.
- [K1] M. Kant, "La voiture électrique," *Techniques de l'Ingénieur*, D5560.
- [K2] R. Kaller, J. M. Allenbach, "Traction électrique," ouvrage de la collection *Electricité*, volumes 1 et 2, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, 1995.
- [L1] A. Levy, "Quelle motorisation pour les véhicules électriques : synchrone à rotor bobiné ou à aimants ?," *C-VELEC'97*, pp. 68-74.
- [L2] J. Lucidarme, A. H. Ben Ahmed, M. Gabsi, B. Multon, E. Santander, E. Hoang, M. Lécivain, "Electrical machine with double excitation," May 8, 2001, US Patent 6,229,239.
- [L3] X. Luo, T. A. Lipo, "A Synchronous/Permanent Magnet Hybrid AC Machine," *IEEE IEMDC'99* proceedings, pp. 19-21, Seattle, USA, May, 1999.
- [M1] B. Multon, "Motorisation de véhicules électriques," *Techniques de l'Ingénieur*, E3996, vol. EAB, 02/2001.
- [M2] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasa, K. Taniguchi, "Expansion of operating limits for permanent magnet by current vector control considering inverter capacity," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 26, pp. 866-871, Sep./Oct. 1990.
- [M3] T. J. E. Miller, "Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motors Drives," *Monographs in Electrical and Electronic Engineering*, Clarendon Press, Oxford, 1989.
- [M4] B. Multon, L. Hirsinger, "Problème de la motorisation d'un véhicule électrique," *Journées Electrotechniques*, Club EEA, Cachan, Mars 1994.
- [M5] T. J. E. Miller and all, "Electronic Control of Switched Reluctance machines," *Newnes Power Engineering Series*, Newnes, 2001.
- [M6] T. Mizuno, "Hybrid excitation type permanent magnet synchronous motor," Oct. 28, 1997, US Patent 5,682,073.
- [P1] C. Pertusa, "Contribution à la définition de moteurs à aimants permanents pour un véhicule électrique hybride routier," *Thèse de doctorat INPT*, 1996.
- [P2] C. Picod, M. Besbes, F. Camus, M. Gasbi, "Influence of stator geometry upon vibratory behaviour and electromagnetic performances of switched reluctance motors," *EMD97, IEE Conf. Publi. No. 444*, 1997.
- [R1] B. Kraßer, F. Rattei, "Mechanical Field Weakening with Actuation by the Stator Currents," *International Conference on Electrical Machines*, Helsinki, August, 2000, vol. 4, pp.1956-1960.

- [R2] F. Rattei, B. Kraßer, “Efficiency of a permanent magnet polyphase machine with a mechanical field weakening,” EPE’99, EPFL, Lausanne, Switzerland, CD proceedings, September, 1999.
- [R3] T. A. Radomski, “Alternating current generator,” Sep. 25, 1990, US Patent 4,959,577.
- [S1] C. D. Syverson, “Hybrid alternator,” Mar. 14, 1995, US Patent 5,397,975.
- [S2] T. Sebastian, “Temperature effects on torque production and efficiency of PM motors using NdFeB magnets,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 31, Issue 2, March-April 1995, pp. 353–357.
- [S3] J. Soulard, “Etude paramétrique des ensemble convertisseur-machine à aimants. Application à une structure électromagnétique monophasée hybride à aimants permanents et à alimentation électronique,” Thèse de doctorat, Université de Paris VI, 1998.
- [S4] K. Sitapati, R. Krishnan, “Performance comparisons of radial and axial field, permanent magnet, brushless machines,” *Industry Applications Conference 2000*, Conference Record of the 2000 IEEE, vol. 1, pp. 228–234.
- [S5] Y. Sugii, M. Yada, S. Koga, T. Ashikaga, “Applicability of Various Motors to Electric Vehicles (EV),” Proceedings of EVS-13, vol. 1, pp. 757–764, Osaka, Japan, October 1996.
- [T1] J. A. Tapia, F. Leonardi, T. A. Lipo, “Consequent Pole Permanent Magnet Machine with Field Weakening Capability,” *IEEE IEMDC’2001* proceedings, pp. 126-131, Boston, USA, June, 2001.
- [W1] Site Web : <http://transports.edf.fr/>.
- [W2] Site Web : <http://ep.espacenet.com/>.
- [W3] J. Wroblewski, “Magnetisation of Brushless Synchronous Generator With Permanent Magnets Additionally Excited – Analysis Conditions,” *International Symposium on Electric Power Engineering* proceedings, pp. 351-355, Stockholm, Sweden, June 1995.
- [X1] L. Xu, L. Ye, L. Zhen, A. El-Antably, “A new design concept of permanent magnet machine for flux weakening operation,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 31, Issue 2, March-April 1995, pp. 373–378.

III.1 Introduction

Le but de ce chapitre est d'apprécier l'apport de la double excitation dans le fonctionnement des machines synchrones.

Nous commençons par étudier l'effet de la double excitation sur les caractéristiques maximales de la puissance électromagnétique en fonction de la vitesse de rotation [O1]. Nous adoptons pour cette étude la modélisation classique des machines synchrones à aimants permanents sans pertes, ni saturation. La double excitation est introduite à travers un flux d'excitation variable, fonction d'un courant d'excitation. Ce flux s'ajoute au flux d'excitation des aimants.

Suivra une étude de l'effet de la double excitation sur le rendement dans le plan couple-vitesse. Le modèle associé à cette étude doit inclure les pertes. Le but de cette étude étant d'identifier les paramètres influant sur le fonctionnement des machines à double excitation en fonctionnement moteur et d'en déduire des lois de conception adaptées.

Nous étudierons ainsi différentes stratégies de commande sans et avec double excitation. Cela nous permettra d'évaluer l'apport de la double excitation dans l'amélioration du fonctionnement des machines synchrones.

III.2 Modélisation

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. Dans notre cas, nous en déduirons des lois de conception adaptées aux machines à double excitation.

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. En découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées. Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus simple sera le modèle.

Une modélisation plus précise par éléments finis de la structure à double excitation étudiée sera abordée au chapitre quatre. La modélisation dont il est question ici est la modélisation générale de type circuit des machines à double excitation. Nous étudions plus particulièrement deux modèles : un modèle premier harmonique sans pertes et un modèle premier harmonique avec pertes. Nous négligeons l'effet de la saturation magnétique dans les deux modèles. Dans les références [B1][C1], on trouve l'étude de l'effet de la saturation sur les performances des machines à aimants permanents et sur le dimensionnement de ces machines.

Le premier modèle est utilisé afin d'étudier l'effet de la double excitation sur les caractéristiques maximales de la puissance électromagnétique des entraînements utilisant des machines à aimants permanents. Nous verrons selon les paramètres de ce modèle les avantages liés à l'apport d'une double excitation. Dans le second modèle nous prenons en compte les pertes joules et fer. Dans le plan couple-vitesse, sur un cycle de fonctionnement [Annexe A.2.2], certaines zones sont plus sollicitées que d'autres. Il s'agira d'étudier selon les valeurs des paramètres de ce modèle de quelle manière on peut faire coïncider les zones de rendement maximum avec les zones les plus sollicitées.

III.2.1 Modèle premier harmonique sans pertes

On peut voir figure 3.1, les circuits électriques équivalents dans l'axe d et q du référentiel de Park [M1] du modèle premier harmonique sans pertes.

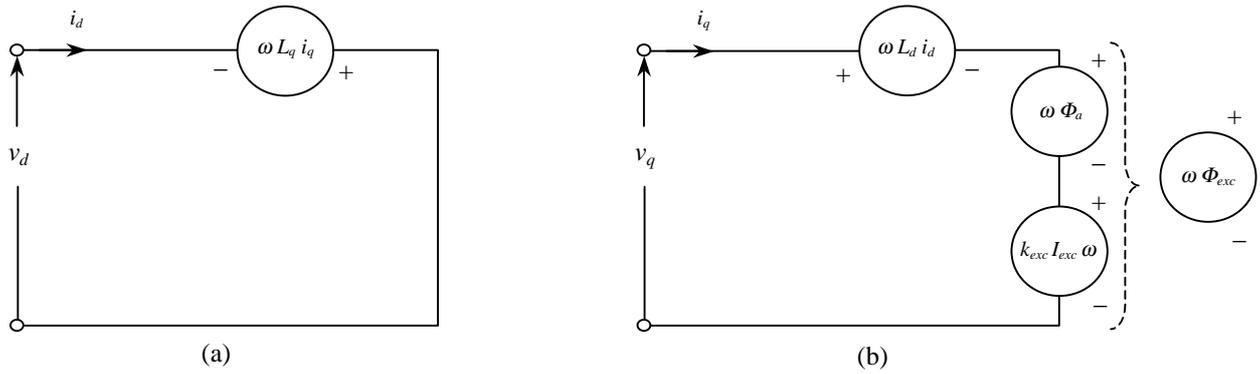


Fig. 3.1 – Circuits électriques équivalents dans l'axe d (a) et dans l'axe q (b).

On peut déduire à partir de ces circuits équivalents, les équations d'alimentation des machines à double excitation liées à ce modèle. En régime permanent, ces équations, dans le repère de Park, ont pour expression :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega.L_q \\ \omega.L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega.\Phi_{exc} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

avec,

- i_d, i_q les composantes respectives dans les axes d et q du courant d'induit,
- v_d, v_q les composantes respectives dans les axes d et q de la tension d'alimentation,
- Φ_{exc} le module du flux d'excitation dans le repère de Park,
- L_d, L_q les composantes respectives dans les axes d et q de l'inductance cyclique de réaction magnétique d'induit.

Les expressions de la puissance P_{em} , du module de la tension d'alimentation et du couple électromagnétique C_{em} sont :

$$P_{em} = \omega \cdot (\Phi_{exc} \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q) \quad (3.2)$$

$$V = \sqrt{(\omega \cdot \Phi_{exc} + \omega \cdot L_d \cdot i_d)^2 + (-\omega \cdot L_q \cdot i_q)^2} \quad (3.3)$$

$$C_{em} = p \cdot (\Phi_{exc} \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q) \quad (3.4)$$

où p représente le nombre de paires de pôles.

La double excitation se traduit par le fait que Φ_{exc} est variable et fonction du courant d'excitation.

$$\Phi_{exc} = (\Phi_a + k_{exc} \cdot I_{exc}) = k_f \cdot \Phi_{max} \quad (3.5)$$

où,

- I_{exc} le courant d'excitation,
- k_{exc} la mutuelle inductance modélisant le circuit d'excitation,
- Φ_a le module du flux d'excitation des aimants dans le repère de Park,
- k_f le coefficient d'excitation,
- Φ_{max} le module maximal du flux d'excitation dans le repère de Park.

Le coefficient d'excitation dépend de la possibilité de défluxer la machine en utilisant l'excitation bobinée. Pour une machine où il est possible d'annuler totalement le flux des aimants, nous avons :

$$k_f \in [0,1] \quad (3.6)$$

L'annulation du flux d'excitation des aimants n'est pas toujours possible et, on a dans ce cas $k_{f \min} > 0$. Pour les machines synchrones à pôles saillants, à cause du couple réactif, k_f peut même être négatif pour des fonctionnements moteur.

La figure 3.2 représente le diagramme vectoriel équivalent à l'équation d'alimentation (3.1). Les composantes du courant d'induit et de la tension d'alimentation dans l'axe direct et dans l'axe en quadrature ont respectivement pour expressions :

$$i_d = -I \cdot \sin \psi \quad i_q = I \cdot \cos \psi \quad (3.7)$$

$$v_d = -V \cdot \sin \delta \quad v_q = V \cdot \cos \delta \quad (3.8)$$

avec ;

- I le module du courant d'induit dans le repère de Park,
- V le module de la tension d'alimentation dans le repère de Park.

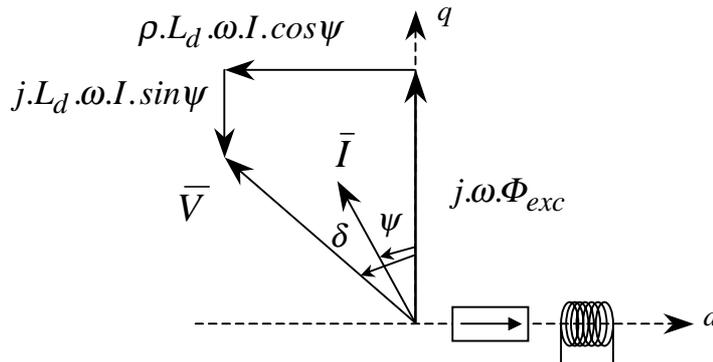


Fig. 3.2 – Diagramme vectoriel.

ρ représente le rapport de saillance, il est défini par :

$$\rho = \frac{L_q}{L_d} \tag{3.9}$$

III.2.2 Modèle premier harmonique avec pertes

La figure 3.3 représente, les circuits électriques équivalents dans l'axe d et q du référentiel de Park [M1][F1] du modèle premier harmonique avec prise en compte des pertes joules et fer.

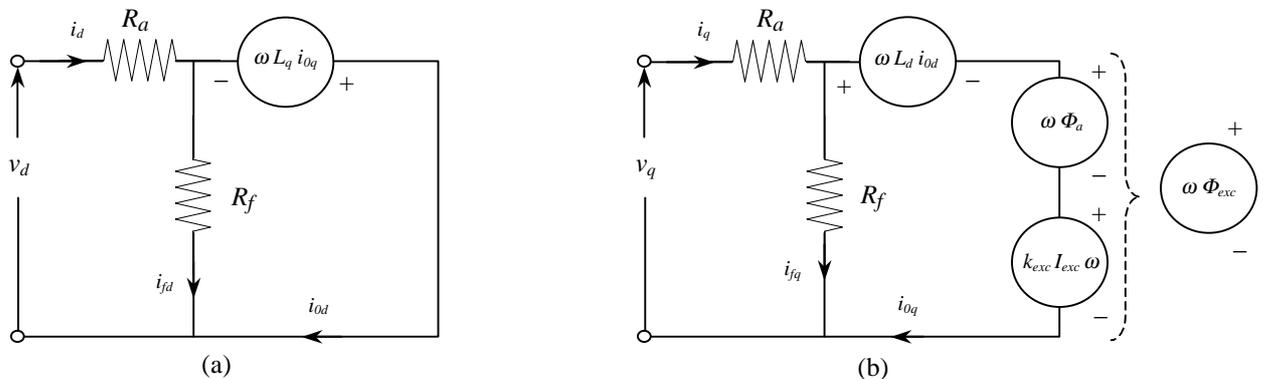


Fig. 3.3 – Circuits électriques équivalents dans l'axe d (a) et dans l'axe q (b).

La résistance R_a représente les pertes joules et la résistance R_f les pertes fer. Cette dernière étant constante, elle ne reflète pas rigoureusement la variation de l'ensemble des pertes fer sur toute la plage de fonctionnement. Les pertes fer sont la somme des pertes par courants de Foucault et des pertes par hystérésis. Les pertes par courants de Foucault, en fonctionnement à flux forcé, sont proportionnelles au carré de la tension d'alimentation, elles peuvent être représentées par une résistance constante. Les pertes par hystérésis sont proportionnelles au rapport (V^2/f) , elles

doivent être modélisées par une résistance qui est fonction de la fréquence (vitesse de rotation) [S1][F1].

Si la résistance R_f est identifiée grâce à des mesures au point nominal, les pertes seront surestimées en tout point du fonctionnement. Les pertes par hystérésis étant les plus importantes en ce point pour la plupart des machines. L'interprétation des résultats obtenus grâce à ce modèle n'en seront que plus fiables.

Pour la machine à double excitation de la figure 2.16, à l'inverse de la plupart des machines à double excitation, les pertes fer vont augmenter en fonction de la vitesse. On peut voir figure 3.4 le schéma électrique équivalent modélisant ce type de machine [B2]. Ce schéma reflète l'existence de deux rotors.

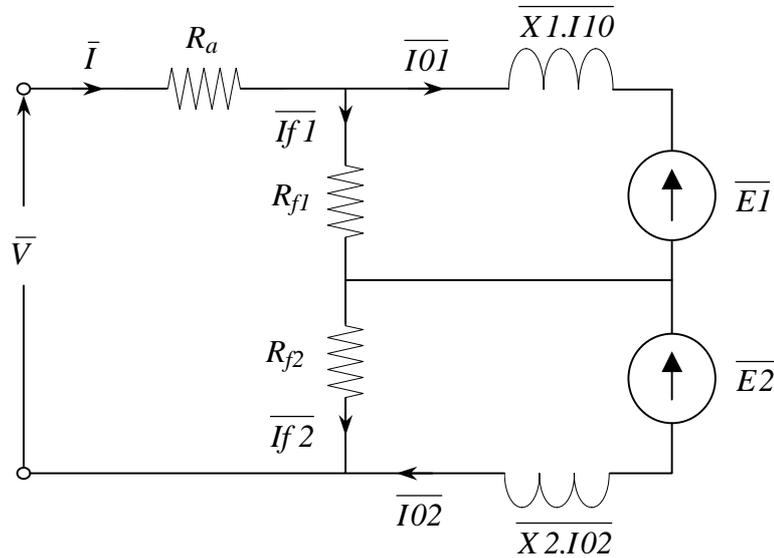


Fig. 3.4 – Schéma électrique équivalent de la machine.

Pour notre étude, nous utilisons le modèle de la figure 3.3. Ce modèle reflète plus précisément le fonctionnement de la plupart des machines à double excitation et a fortiori la machine que nous étudions.

On peut déduire à partir de ces circuits équivalents, les équations d'alimentation des machines à double excitation liées à ce modèle. En régime permanent, ces équations, dans le repère de Park, ont pour expressions :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_a \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{0d} \\ v_{0q} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\begin{bmatrix} v_{0d} \\ v_{0q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega.L_q \\ \omega.L_d & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{0d} \\ i_{0q} \end{bmatrix} + \omega \cdot \Phi_{exc} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

avec,

$$i_d = i_{0d} + i_{fd}, \quad i_q = i_{0q} + i_{fq} \quad (3.12)$$

$$i_{fd} = \frac{-\omega \cdot L_q \cdot i_{0q}}{R_f}, \quad i_{fq} = \frac{\omega \cdot (\Phi_{exc} + L_d \cdot i_{0d})}{R_f} \quad (3.13)$$

où,

- i_d, i_q les composantes respectives dans les axes d et q du courant d'induit,
- i_{fd}, i_{fq} les composantes respectives dans les axes d et q du courant des pertes fer,
- v_d, v_q les composantes respectives dans les axes d et q de la tension d'alimentation,
- Φ_{exc} le module du flux d'excitation dans le repère de Park,
- L_d, L_q les composantes respectives dans les axes d et q de l'inductance cyclique de réaction magnétique d'induit.

Les expressions de la puissance P_{em} , du module de la tension d'alimentation et du couple électromagnétique C_{em} sont :

$$P_{em} = \omega \cdot (\Phi_{exc} \cdot i_{0q} + (L_d - L_q) \cdot i_{0d} \cdot i_{0q}) \quad (3.14)$$

$$V = \sqrt{(\omega \cdot \Phi_{exc} + \omega \cdot L_d \cdot i_{0d} + R_a \cdot i_q)^2 + (-\omega \cdot L_q \cdot i_{0q} + R_a \cdot i_d)^2} \quad (3.15)$$

$$C_{em} = p \cdot (\Phi_{exc} \cdot i_{0q} + (L_d - L_q) \cdot i_{0d} \cdot i_{0q}) \quad (3.16)$$

Les pertes joules (de l'induit et de l'excitation bobinée) et les pertes fer ont pour expressions :

$$P_J = R_a \cdot (i_d^2 + i_q^2) + R_e \cdot I_e^2 \quad (3.17)$$

$$P_f = R_f \cdot (i_{fd}^2 + i_{fq}^2) = \frac{(v_{0d}^2 + v_{0q}^2)}{R_f} \quad (3.18)$$

R_e la résistance des enroulements d'excitation.

III.3 Vitesse de base et nécessité de défluxage

Nous allons voir dans cette partie d'où vient la nécessité du défluxage. Nous utiliserons pour cela le modèle premier harmonique sans pertes. L'expression suivante, représente le couple moyen calculé à partir de ce modèle :

$$C_{em} = p \cdot i_q \cdot (\Phi_{exc} + L_d \cdot (1 - \rho) \cdot i_d) \quad (3.19)$$

Les composantes i_d et i_q du courant d'induit peuvent être indifféremment exprimées en fonction du module du courant d'induit I et de l'angle ψ ou en fonction de la tension d'alimentation, de l'angle δ , de la vitesse de rotation Ω et du flux d'excitation (3.20).

$$\begin{cases} i_d = -I \cdot \sin \psi = \frac{V \cdot \cos \delta - \Phi_{exc} \cdot p \cdot \Omega}{L_d \cdot p \cdot \Omega} \\ i_q = I \cdot \cos \psi = \frac{V \cdot \sin \delta}{\rho \cdot L_d \cdot p \cdot \Omega} \end{cases} \quad (3.20)$$

Nous pouvons à partir de ces équations exprimer le module du courant d'induit I et le couple comme suit :

$$I = \sqrt{\left(\frac{V}{L_d \cdot p \cdot \Omega}\right)^2 \left(\left(\frac{\sin \delta}{\rho}\right)^2 + \cos^2 \delta\right) + \left(\frac{\Phi_{exc}}{L_d}\right)^2 - \frac{2 \cdot \Phi_{exc} \cdot V \cdot \cos \delta}{L_d^2 \cdot p \cdot \Omega}} \quad (3.21)$$

$$C_{em} = p \cdot I \cdot \cos \psi \cdot (\Phi_{exc} - L_d \cdot (1 - \rho) \cdot I \cdot \sin \psi) \quad (3.22)$$

$$C_{em} = \frac{V \cdot \sin \delta}{\rho \cdot L_d \cdot \Omega} \cdot \left(\rho \cdot \Phi_{exc} + (1 - \rho) \cdot \frac{V \cdot \cos \delta}{p \cdot \Omega} \right) \quad (3.23)$$

Nous avons représenté figure 3.5, la variation du couple électromagnétique en fonction de l'angle interne δ , les autres paramètres étant fixés à leurs valeurs nominales. Nous donnons en annexe (A.3.1.1), les paramètres de cette machine.

Le fonctionnement moteur pour cette machine correspond à $\delta \in [0, \pi]$. Pour un couple de charge donné, deux points de fonctionnement sont possibles A et B. Si la machine n'est pas auto-pilotée, le point de fonctionnement B correspond à un fonctionnement instable. Une augmentation du couple résistant induit une décélération. Cette décélération se traduit par une augmentation de l'angle interne δ et donc une réduction du couple électromagnétique moteur. La machine va ainsi décélérer et finalement décrocher. Seul le point A correspond à un point de fonctionnement stable [B3].

La condition de stabilité est définie par :

$$dC_{em} / d\delta > 0 \quad (3.24)$$

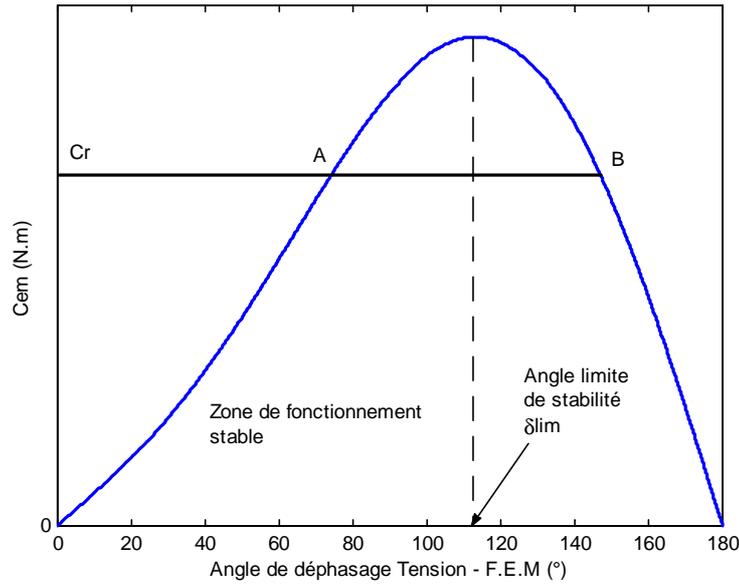


Fig. 3.5 – Couple en fonction de l'angle interne.

L'angle de stabilité limite δ_{lim} correspond à $dC_{em} / d\delta = 0$, il a pour expression (§ A.3.1.1) :

$$\delta_{lim} = \begin{cases} \text{Arc cos} \left(\frac{-\rho \cdot p \cdot \Phi_{exc} \cdot \Omega + \sqrt{(\rho \cdot p \cdot \Phi_{exc} \cdot \Omega)^2 + 8 \cdot (1 - \rho)^2 \cdot V^2}}{4 \cdot (1 - \rho) \cdot V} \right) & \text{pour } \rho \neq 1 \\ \frac{\pi}{2} & \text{pour } \rho = 1 \end{cases} \quad (3.25)$$

La zone de fonctionnement stable pour cette machine correspond à $\delta \in [0, \delta_{lim}]$.

Dans le cas où la machine est auto-pilotée, les points A et B correspondent à un fonctionnement stable. Cependant, que la machine soit auto-pilotée ou non, le module du courant d'induit pour le point de fonctionnement B est toujours supérieur à celui correspondant au point de fonctionnement A. Pour un point de fonctionnement (couple, vitesse) donné, il est donc plus intéressant de choisir le point de fonctionnement A. Dans la suite de l'étude, pour un point de fonctionnement donné, on cherchera l'angle de commande δ optimal dans l'intervalle pour lequel le fonctionnement est stable (qui correspond au module du courant d'induit le plus faible).

Sur la figure 2.1, on voit que pour les vitesses relativement faibles, le cahier des charges impose d'avoir un couple constant. Pour éviter de surdimensionner la machine, il faut que ce couple corresponde au couple maximal que peut délivrer cette dernière.

Sur la figure 3.6, nous avons représenté la variation du couple en fonction de l'angle δ pour différents flux d'excitation.

On remarque que, pour un angle δ donné, plus le flux d'excitation est élevé, plus le couple est élevé aussi. Pour avoir un couple maximal, il est donc nécessaire d'imposer le flux d'excitation maximal ($k_f = 1$), imposé par l'état magnétique souhaité de la machine.

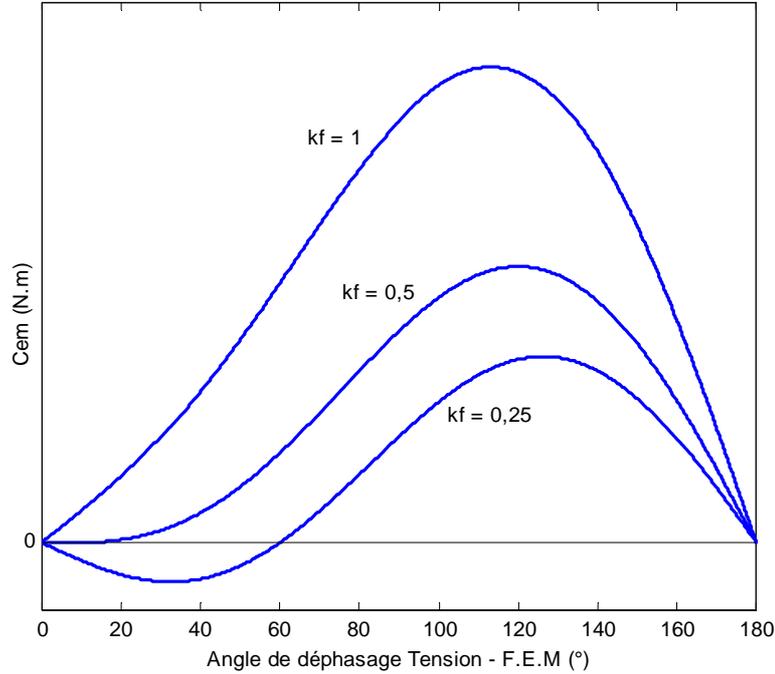


Fig. 3.6 – Couple en fonction de l'angle interne pour différents flux d'excitation.

Etant donné que le couple peut s'exprimer indifféremment en fonction du courant I et de l'angle ψ ou de la tension V et de l'angle δ , deux types de contrôle du couple peuvent être envisagés. Le couple peut être asservi en agissant sur le courant et son déphasage par rapport à la F.E.M ou en réglant la tension et son déphasage par rapport à la F.E.M.

Pour la commande en tension il est nécessaire de vérifier que le courant ne dépasse pas le courant maximal ($I < I_{max}$). Ce dernier est imposé par des contraintes thermiques liées à la machine ou au convertisseur d'alimentation. Le dimensionnement optimal de l'ensemble convertisseur-machine correspond à des contraintes confondues. La tension maximale est elle liée à la tension maximale que peuvent délivrer les batteries. Les angles de commande ψ et δ peuvent être liés par les relations suivantes :

$$tg\psi = \rho \cdot \left(\frac{\Phi_{exc} \cdot p \cdot \Omega - V \cdot \cos \delta}{V \cdot \sin \delta} \right) \quad (3.26)$$

$$tg\delta = \frac{\rho \cdot L_d \cdot I \cdot \cos \psi}{\Phi_{exc} - L_d \cdot I \cdot \sin \psi} \quad (3.27)$$

Pour un courant induit donné, l'angle qui maximise le couple peut être déterminé en résolvant l'équation suivante :

$$dC_{em} / d\psi = 0 \quad (3.28)$$

cet angle peut être exprimé comme suit [L1] :

$$\psi_{opt} = \begin{cases} \text{Arc sin} \left(\frac{\Phi_{exc} - \sqrt{\Phi_{exc}^2 + 8.L_d^2.(1-\rho)^2.I^2}}{4.L_d.(1-\rho).I} \right) & \text{pour } \rho \neq 1 \\ 0 & \text{pour } \rho = 1 \end{cases} \quad (3.29)$$

On peut vérifier que le couple maximal est obtenu pour le flux d'excitation maximal et le courant induit maximal.

Si on adopte cette dernière stratégie de commande, pour un courant d'induit I donné et un flux d'excitation donné, la vitesse Ω va être proportionnelle à la tension d'alimentation V (3.30).

$$\Omega = \frac{V}{p \cdot \sqrt{(\Phi_{exc} - L_d \cdot I \cdot \sin \psi_{opt})^2 + (-\omega \cdot L_q \cdot I \cdot \cos \psi_{opt})^2}} \quad (3.30)$$

On perçoit aisément que la vitesse va être limitée par la tension maximale. La vitesse atteinte pour la tension maximale en imposant le couple maximal est dite "vitesse de base" Ω_b . Pour pouvoir fonctionner au delà de cette vitesse, il est nécessaire de défluxer la machine. La zone de fonctionnement au delà de la vitesse de base est dite "zone de fonctionnement à puissance constante". Il faut vérifier que l'angle δ_{opt} équivalent à ψ_{opt} appartient à la zone de fonctionnement stable. L'angle δ_{opt} équivalent à ψ_{opt} correspond à l'angle δ pour lequel $I = I_{max}$ (§ A.3.1.1). Pour cette machine, il appartient effectivement à la zone de fonctionnement stable (figure 3.7).

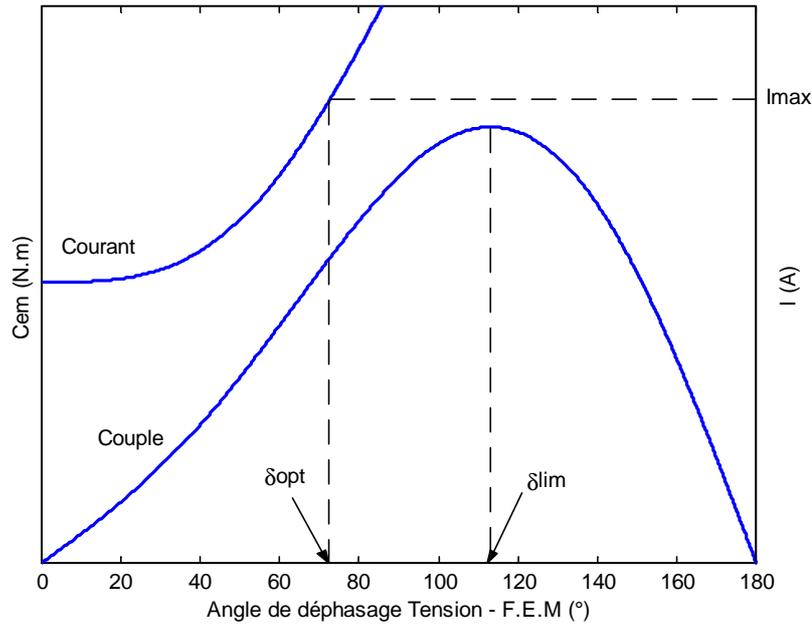


Fig. 3.7 – Couple et courant en fonction de l'angle interne.

L'angle δ_{opt} peut être exprimé comme suit :

$$\delta_{opt} = \text{Arctan} \left(\frac{\rho \cdot L_d \cdot I_{max} \cdot \cos \psi_{opt}}{\Phi_{max} - L_d \cdot I_{max} \cdot \sin \psi_{opt}} \right) \quad (3.31)$$

$$\delta_{opt} = \begin{cases} \text{Arc cos} \left(\frac{\Phi_{max} \cdot p \cdot \Omega}{V} \cdot \frac{\left(1 - \sqrt{1 - \left(1 - \frac{1}{\rho^2} \right) \left(1 - \left(\frac{L_d \cdot I_{max}}{\Phi_{max}} \right)^2 + \left(\frac{V}{\Phi_{max} \cdot \Omega \cdot \rho} \right)^2} \right)}{\left(1 - \frac{1}{\rho^2} \right)} \right) \right) & \text{pour } \rho \neq 1 \\ \text{Arc cos} \left(\frac{\Phi_{max} \cdot p \cdot \Omega}{V} \right) & \text{pour } \rho = 1 \end{cases} \quad (3.32)$$

III.4 Normalisation

Pour permettre une extrapolation de notre étude nous avons choisi d'utiliser les valeurs réduites [S1]. Le point de fonctionnement à la vitesse de base est choisi comme référence de normalisation, les grandeurs électriques et mécaniques étant égales à leurs valeurs nominales (maximales).

Le courant est réduit à sa valeur maximale I_{max} (dans le plan $d-q$).

$$I^* = \frac{I}{I_{max}} \quad (3.33)$$

La vitesse de rotation est réduite par rapport à la vitesse de base Ω_b et la tension est réduite par rapport à la tension maximale V_{max} .

$$\Omega^* = \frac{\Omega}{\Omega_b} \quad (3.34)$$

$$V^* = \frac{V}{V_{max}} \quad (3.35)$$

La tension maximale est elle normalisée par rapport à la F.E.M à la vitesse de base.

$$V_{max}^* = \frac{V_{max}}{p \cdot \Omega_b \cdot \Phi_{max}} \quad (3.36)$$

On définit également la réaction magnétique d'induit normalisée dans l'axe direct L_d^* et dans l'axe en quadrature L_q^* :

$$L_d^* = \frac{L_d \cdot I_{max}}{\Phi_{max}} \quad (3.37)$$

$$L_q^* = \rho \cdot L_d^* \quad (3.38)$$

La puissance électromagnétique de sortie est réduite par rapport à la puissance apparente nominale :

$$P_{em}^* = \frac{P_{em}}{V_{max} \cdot I_{max}} \quad (3.39)$$

La puissance $V_{max} \cdot I_{max}$ correspond également à la puissance apparente du convertisseur d'alimentation. La puissance électromagnétique réduite, ainsi définie, nous permettra d'avoir une idée sur le dimensionnement du convertisseur [S1].

Dans ce qui suit, nous allons réécrire les équations de fonctionnement pour les deux modèles, en utilisant ces grandeurs normalisées.

III.4.1 Modèle premier harmonique sans pertes

En adoptant les grandeurs normalisées, les expressions de la puissance P_{em}^* et de la tension d'alimentation deviennent :

$$P_{em}^* = \frac{i_q^* \cdot \Omega^*}{V_{max}^*} \cdot (k_f + L_d^* \cdot (1 - \rho) \cdot i_d^*) \quad (3.40)$$

$$V^* = \frac{\Omega^* \cdot \sqrt{(k_f + L_d^* \cdot i_d^*)^2 + (-\rho \cdot L_d^* \cdot i_q^*)^2}}{V_{max}^*} \quad (3.41)$$

Le couple électromagnétique normalisé est défini par :

$$C_{em}^* = \frac{P_{em}^*}{\Omega^*} \quad (3.42)$$

Les composantes normalisées du courant d'induit dans l'axe direct et en quadrature s'expriment :

$$\begin{cases} i_d^* = -I^* \cdot \sin \psi = \frac{V^* \cdot V_{max}^* \cdot \cos \delta}{L_d^* \cdot \Omega^*} - \frac{k_f}{L_d^*} \\ i_q^* = I^* \cdot \cos \psi = \frac{V^* \cdot V_{max}^* \cdot \sin \delta}{\rho \cdot L_d^* \cdot \Omega^*} \end{cases} \quad (3.43)$$

On en déduit l'expression du courant normalisé :

$$I^* = \sqrt{\left(\frac{V^* \cdot V_{max}^*}{L_d^* \cdot \Omega^*} \right)^2 \left(\left(\frac{\sin \delta}{\rho} \right)^2 + \cos^2 \delta \right) + \left(\frac{k_f}{L_d^*} \right)^2 - \frac{2 \cdot V^* \cdot V_{max}^* \cdot k_f \cdot \cos \delta}{L_d^{*2} \cdot \Omega^*}} \quad (3.44)$$

Le couple normalisé peut, alors, être exprimé comme suit :

$$C_{em}^* = \frac{I^* \cdot \cos \psi}{V_{max}^*} \cdot (k_f - L_d^* \cdot (1 - \rho) \cdot I^* \cdot \sin \psi) \quad (3.45)$$

$$C_{em}^* = \frac{V^* \cdot \sin \delta}{\rho \cdot L_d^* \cdot \Omega^*} \cdot \left(\rho \cdot k_f + (1 - \rho) \cdot \frac{V^* \cdot V_{max}^* \cdot \cos \delta}{\Omega^*} \right) \quad (3.46)$$

III.4.2 Modèle premier harmonique avec pertes

Pour réécrire les équations du modèle premier harmonique avec prise en compte des pertes, il est nécessaire de définir les valeurs réduites : de la résistance d'induit R_a^* , de la résistance des pertes fer R_f^* et de la résistance des enroulements d'excitation R_e^* .

La chute de tension maximale due à la résistance d'induit est normalisée par rapport à la F.E.M à la vitesse de base.

$$R_a^* = \frac{R_a \cdot I_{max}}{p \cdot \Omega_b \cdot \Phi_{max}} \quad (3.47)$$

La valeur normalisée de la résistance modélisant les pertes fer est définie comme suit :

$$R_f^* = \frac{R_f \cdot I_{max}}{p \cdot \Omega_b \cdot \Phi_{max}} \quad (3.48)$$

La chute de tension maximale due à la résistance des enroulements d'excitation est normalisée par rapport à la tension maximale que peut délivrer le convertisseur alimentant ces enroulements.

$$R_e^* = \frac{R_e \cdot I_{e max}}{V_{e max}} \quad (3.49)$$

Le courant d'excitation est normalisé par rapport au courant d'excitation maximal. Ce courant maximal est imposé par des contraintes thermiques liées à la machine ou au convertisseur d'alimentation des enroulements d'excitation ou par la saturation du circuit magnétique de l'excitation bobinée.

$$I_e^* = \frac{I_e}{I_{e max}} \quad (3.50)$$

Les composantes normalisées du courant d'induit dans l'axe direct et en quadrature s'expriment :

$$\begin{cases} i_d^* = \frac{i_d}{I_{max}} = \frac{i_{0d} + i_{fd}}{I_{max}} = i_{0d}^* + i_{fd}^* \\ i_q^* = \frac{i_q}{I_{max}} = \frac{i_{0q} + i_{fq}}{I_{max}} = i_{0q}^* + i_{fq}^* \end{cases} \quad (3.51)$$

Les composantes normalisées du courant des pertes fer dans l'axe direct et en quadrature s'expriment :

$$i_{fd}^* = \frac{-\Omega^* \cdot \rho \cdot L_d^* \cdot i_{0q}^*}{R_f^*}, \quad i_{fq}^* = \frac{\Omega^* \cdot (k_f + L_d^* \cdot i_{0d}^*)}{R_f^*} \quad (3.52)$$

avec

$$i_{0d}^* = -I_0^* \cdot \sin \psi_0 \quad i_{0q}^* = I_0^* \cdot \cos \psi_0 \quad (3.53)$$

où,

$I_0^* = \frac{I_0}{I_{max}}$ est le module normalisé du courant i_0 ,

ψ_0 est le déphasage entre le courant i_0 et la F.E.M.

En adoptant les grandeurs normalisées, les expressions de la puissance P_{em}^* et de la tension d'alimentation deviennent :

$$P_{em}^* = \frac{i_{0q}^* \cdot \Omega^*}{V_{max}^*} \cdot (k_f + L_d^* \cdot (1 - \rho) \cdot i_{0d}^*) \quad (3.54)$$

$$V^* = \frac{\sqrt{(k_f \cdot \Omega^* + L_d^* \cdot i_{0d}^* \cdot \Omega^* + R_a^* \cdot i_q^*)^2 + (R_a^* \cdot i_d^* - \rho \cdot L_d^* \cdot i_{0q}^* \cdot \Omega^*)^2}}{V_{max}^*} \quad (3.55)$$

Le couple électromagnétique normalisé est défini, comme précédemment, par l'équation (3.42).

Les pertes joules (de l'induit et de l'excitation bobinée) et les pertes fer sont également réduites par rapport à la puissance apparente nominale :

$$P_J^* = \frac{P_J}{V_{max} \cdot I_{max}} = \frac{R_a^* \cdot I^*{}^2}{V_{max}^*} + \frac{R_e^* \cdot I_e^*{}^2}{\beta} \quad (3.56)$$

$$P_f^* = \frac{P_f}{V_{max} \cdot I_{max}} = \frac{R_f^* \cdot (i_{fd}^*{}^2 + i_{fq}^*{}^2)}{V_{max}^*} \quad (3.57)$$

avec,

$$\beta = \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{V_{e\ max} \cdot I_{e\ max}} \quad (3.58)$$

Le produit $V_{e\ max} \cdot I_{e\ max}$ représente la puissance apparente du convertisseur d'alimentation des enroulements d'excitation. β est donc le rapport entre cette puissance et celle du convertisseur alimentant les bobinages d'induit.

La Mutuelle inductance normalisée inducteur bobiné-induit est donnée par :

$$k_{exc}^* = \frac{k_{exc} \cdot I_{e\ max}}{\Phi_{max}} \quad (3.59)$$

Le courant d'excitation normalisé I_e^* et le coefficient k_f sont liés par la relation suivante :

$$k_f = \alpha + k_{exc}^* \cdot I_e^* \quad (3.60)$$

α est le rapport entre le flux des aimants et le flux d'excitation total maximal. Il reflète le taux d'hybridation des machines à double excitation. Numériquement, il est compris entre 0 et 1.

$$\alpha = \frac{\Phi_a}{\Phi_{max}} \quad (3.61)$$

Les pertes joules normalisées peuvent être exprimées comme suit :

$$P_J^* = \frac{P_J}{V_{max} \cdot I_{max}} = \frac{R_a^* \cdot I^*{}^2}{V_{max}^*} + \frac{R_e^* \cdot (k_f - \alpha)^2}{\beta \cdot k_{exc}^*{}^2} \quad (3.62)$$

Le rendement est, alors, défini par :

$$\eta = \frac{P_{em}}{P_{em} + P_f + P_J} = \frac{P_{em}^*}{P_{em}^* + P_f^* + P_J^*} \quad (3.63)$$

III.5 Stratégies de commande des machines sans double excitation (caractéristiques maximales)

Nous effectuons dans cette partie une étude des performances maximales des machines à double excitation en fonction des paramètres (L_d^*, ρ) , du modèle premier harmonique sans pertes, le flux d'excitation est maintenu constant et égal à Φ_{max} ($k_f = 1$). Nous tenterons, selon la valeur de ces paramètres, de trouver la stratégie de commande optimale à mettre en œuvre. L'étude est divisée en deux parties, nous commençons par aborder le fonctionnement avant la vitesse de base, suivra l'étude des performances au delà de cette vitesse.

III.5.1 Domaine de variation des paramètres normalisés

Pour les machines à double excitation, les aimants sont le plus souvent enterrés ou en surface, cela correspond à un rapport de saillance supérieur ou égal à un ($\rho \geq 1$) [B4]. L'inductance normalisée dans l'axe d peut raisonnablement varier dans l'intervalle $[0,5]$. Cela nous permet de balayer l'ensemble des machines à double excitation.

III.5.2 Stratégies de commande avant la vitesse de base

Le fonctionnement moteur des machines à aimants dépend du jeu de paramètres $(L_d^*, \rho$ et $k_f)$. Pour les vitesses inférieures à la vitesse de base il est nécessaire d'imposer le couple électromagnétique maximal. Le couple maximal est obtenu pour le flux d'excitation maximal ($k_f = 1$) et le courant d'induit maximal ($I^* = 1$).

Le couple électromagnétique moyen est la somme du couple hybride moyen C_h^* et du couple réluctant moyen C_ρ^* .

$$C_{em}^* = C_h^* + C_\rho^* \quad (3.64)$$

$$C_h^* = \frac{I^* \cdot k_f \cdot \cos\psi}{V_{max}^*} \quad (3.65)$$

$$C_{\rho}^* = \frac{L_d^* \cdot (\rho - 1) \cdot I^*{}^2 \cdot \sin(2\psi)}{2 \cdot V_{max}^*} \quad (3.66)$$

L'angle de déphasage entre le courant d'induit et la F.E.M permettant d'avoir le couple maximum donné par (3.29), peut être exprimé, en utilisant les grandeurs réduites, comme suit :

$$\psi_{opt} = \begin{cases} \text{Arc sin} \left(\frac{1 - \sqrt{1 + 8 \cdot L_d^*{}^2 \cdot (1 - \rho)^2}}{4 \cdot L_d^* \cdot (1 - \rho)} \right) & \text{pour } \rho > 1 \\ 0 & \text{pour } \rho = 1 \end{cases} \quad (3.67)$$

Nous avons tracé, figure 3.8, l'allure du couple hybride et réluctant pour $L_d^* = 1,5$ et $\rho = 1,5$. A cause du couple réluctant le couple électromagnétique est plus élevé que pour $\rho = 1$ et l'angle optimal est différent de zéro.

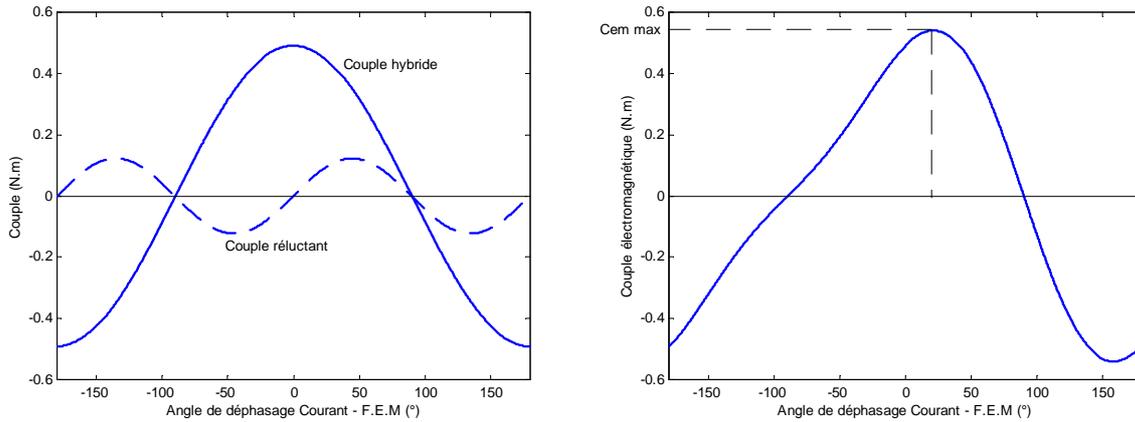


Fig. 3.8 – Couple réluctant, hybride et total en fonction de l'angle ψ .

On peut vérifier que l'inégalité suivante est respectée quelles que soient les valeurs des paramètres (L_d^* , ρ), pour les vitesses inférieures à la vitesse de base :

$$\delta_{opt} < \delta_{lim} \quad (3.68)$$

A la vitesse de base $I = I_{max}$ ($I^* = 1$), $V = V_{max}$ ($V^* = 1$), $\Omega^* = 1$ et $k_f = 1$, on peut exprimer V_{max}^* en fonction des paramètres normalisés du modèle premier harmonique sans pertes :

$$V_{max}^* = \sqrt{(\rho \cdot L_d^* \cdot \cos \psi_{opt})^2 + (1 - L_d^* \cdot \sin \psi_{opt})^2} \quad (3.69)$$

En adoptant cette stratégie de commande, la vitesse va être proportionnelle à la tension :

$$\Omega^* = V^* \tag{3.70}$$

Le facteur de puissance est dans ce cas constant, il s'exprime comme suit (§ A.3.1.2) :

$$\cos \varphi = \cos(\delta - \psi) = C_{em}^* = \frac{\cos \psi_{opt}}{V_{max}^*} \left(\frac{3 + \sqrt{1 + 8 \cdot L_d^{*2} \cdot (1 - \rho)^2}}{4} \right) \tag{3.71}$$

φ est le déphasage entre la tension et le courant. Le facteur de puissance est égal à C_{em}^* pour les vitesses inférieures à la vitesse de base (§ A.3.1.4).

On a représenté dans le plan (L_d^*, ρ) , les isovaleurs du facteur de puissance (figure 3.9).

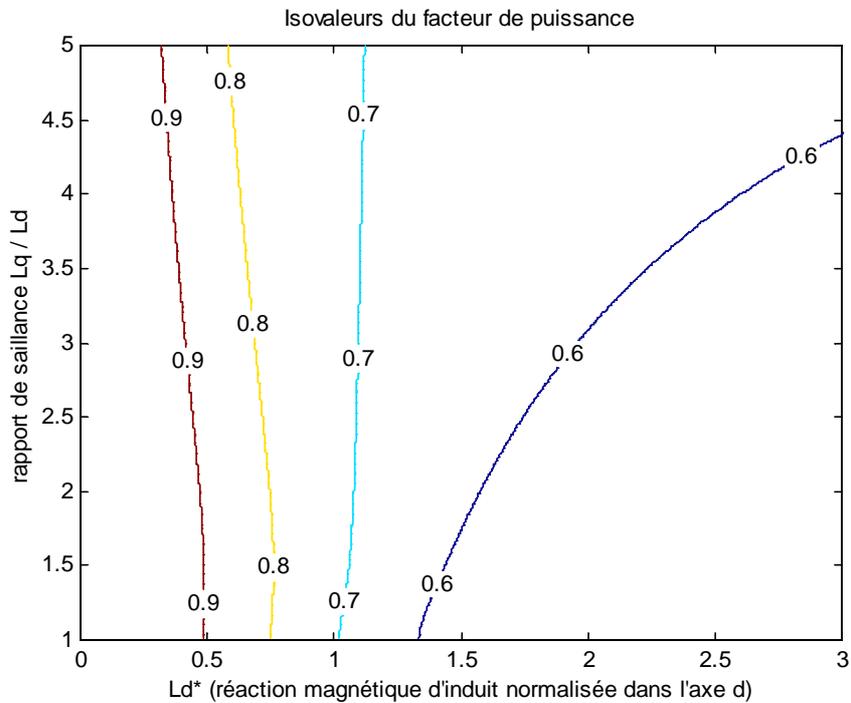


Fig. 3.9 – Isovaleurs du facteur de puissance dans le plan (L_d^*, ρ) pour $\Omega^* \leq 1$.

Pour les valeurs de L_d^* inférieures à l'unité, le facteur de puissance varie en sens inverse par rapport aux valeurs de L_d^* , plus L_d^* est faible plus le facteur de puissance est élevé. Le rapport de saillance ne semble pas avoir une très grande influence sur le facteur de puissance. Pour L_d^* supérieure à l'unité, pour un rapport de saillance donné, plus L_d^* augmente, plus le facteur de puissance diminue. Pour une valeur de L_d^* donnée, le facteur de puissance varie dans le même

sens que le rapport de saillance. Pour L_d^* égale à l'unité le facteur de puissance est à peu près égal à 0,7.

Le cahier des charges impose de pouvoir fonctionner, pour un temps limité, à des puissances plus élevées que la puissance nominale (§ A.2.1). Cet objectif peut être atteint dans le respect des différentes contraintes en surdimensionnant la machine. Le fonctionnement nominal correspondra dans ce cas à un fonctionnement dégradé de la machine. On peut aussi se permettre de ne plus respecter les contraintes en courant ou en tension ou les deux en même temps et fournir ainsi la puissance demandée. Le temps de fonctionnement à ces puissances étant limité, aucun risque de détérioration du système de traction ne sera à déplorer. En fait, lors d'une demande en couple supérieure au couple nominal, la contrainte en courant n'est dans ce cas pas respectée quels que soit les paramètres (L_d^*, ρ) .

En effet, pour un courant d'induit donné et $k_f = 1$, l'angle permettant de maximiser le couple est donné par l'équation (3.67).

En remplaçant cet angle par son expression (3.67) dans l'équation (3.45), on obtient :

$$C_{em}^*(\psi = \psi_{opt}) = f(I^*) = \left(\frac{3 + \sqrt{I + 2.x_0.I^{*2}}}{V_{max}^* \cdot 4 \cdot \sqrt{2.x_0}} \right) \sqrt{\left(x_0.I^{*2} + \sqrt{I + 2.x_0.I^{*2}} - 1 \right)} \quad (3.72)$$

avec,

$$x_0 = 4.L_d^{*2} \cdot (1 - \rho)^2 \quad (3.73)$$

Il est évident que $f(I^*)$ est une fonction croissante de I^* . Si l'on veut obtenir un couple supérieur au couple nominal, il est nécessaire que le courant d'induit soit supérieur au courant d'induit maximal ($I^* > I$). En d'autres termes quel que soit le gain en couple souhaité par rapport au couple nominal, la contrainte en courant est nécessairement non respectée. Le respect ou le non-respect de la contrainte en tension dépend du gain en couple souhaité et du jeu de paramètres (L_d^*, ρ) .

Pour un couple égal à 2 fois le couple nominal à la vitesse de base, nous avons représenté figure 3.10, la frontière entre deux zones : la zone 1 correspond aux paramètres (L_d^*, ρ) pour lesquels ce gain en couple ne peut être atteint qu'avec un courant supérieur au courant maximal ($I^* > I$), la contrainte en tension quand à elle peut être respectée ($V^* \leq I$), la zone 2 correspond aux paramètres (L_d^*, ρ) pour lesquels ce gain en couple ne peut être atteint qu'avec un courant supérieur au courant maximal ($I^* > I$) et une tension supérieure à la tension maximale ($V^* > I$). Nous donnons en annexe de ce chapitre une explication plus détaillées (§ A.3.1.3).

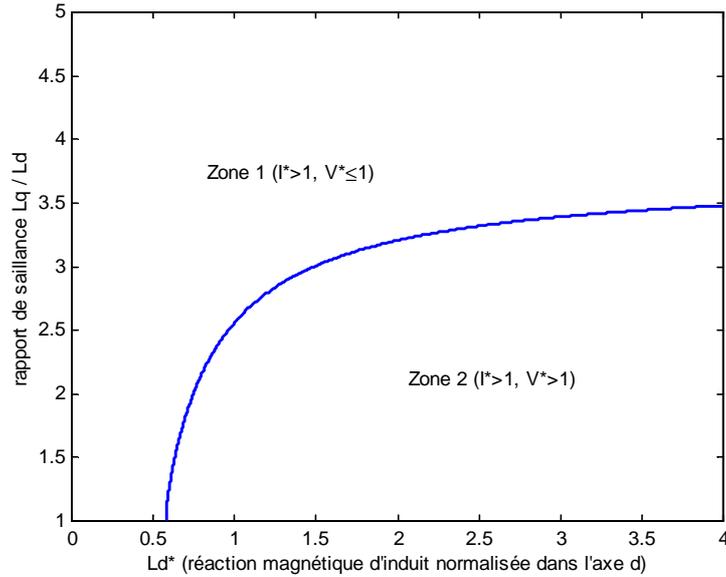


Fig. 3.10 – Frontière entre les zones 1 et 2 pour $C_{em}^*(\delta_{lim}) / C_{em}^*(\delta_{opt}) = 2$ ($\Omega^* \leq 1$).

Nous avons représenté sur la figure 3.11, les frontières entre les deux zones dans le plan (L_d^*, ρ) à la vitesse de base, pour différentes valeurs du rapport $C_{em}^*(\delta_{lim}) / C_{em}^*(\delta_{opt})$.

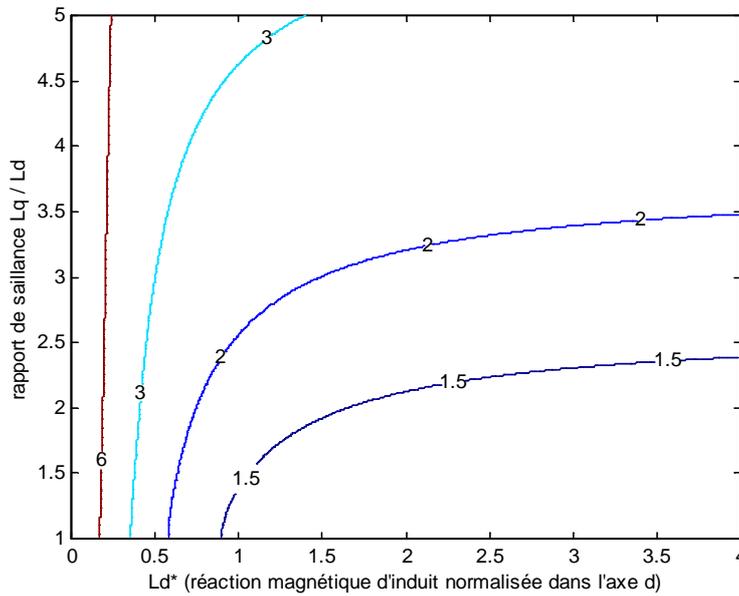


Fig. 3.11 – Isovaleurs du rapport $C_{em}^*(\delta_{lim}) / C_{em}^*(\delta_{opt})$ ($\Omega^* \leq 1$).

Dans le cahier des charges (Machine B), il est nécessaire de pouvoir produire un couple de 145 N.m pendant 30 secondes. Si l'on veut respecter la contrainte en tension (la tension de batterie est limitée), il est donc nécessaire de dimensionner la machine de manière à avoir un jeu de paramètres (L_d^*, ρ) appartenant à la zone 1.

III.5.3 Stratégies de commande au delà de la vitesse de base

Au delà de la vitesse de base $V^* = I$, nous avons donc :

$$\Omega^* = \frac{V_{max}^*}{\sqrt{(k_f - L_d^* \cdot I^* \cdot \sin \psi)^2 + (-\rho \cdot L_d^* \cdot I^* \cdot \cos \psi)^2}} \quad (3.74)$$

Pour augmenter Ω^* , il faut diminuer le dénominateur dans l'équation (3.74). Cela peut être réalisé en agissant sur la valeur du courant I^* , sur le déphasage ψ du courant par rapport à la F.E.M ou sur le coefficient k_f .

Nous allons dans un premier temps étudier les performances maximales des machines à double excitation sans agir sur le courant d'excitation [S1][S2]. Le flux d'excitation est maintenu constant et égal à Φ_{max} ($k_f = I$).

III.5.3.a Représentation dans le plan (i_d^* , i_q^*)

La représentation du fonctionnement dans le plan (i_d^* , i_q^*), permet d'appréhender celui-ci d'une manière assez simple par rapport aux limitations en courant et en tension [M2][C2]. Elle permet une représentation visuelle des équations de fonctionnement et des trajectoires de commande adoptées.

III.5.3.a.1 Cercle limite de courant :

L'équation du cercle limite de courant est donnée par :

$$i_d^{*2} + i_q^{*2} = I \quad (3.75)$$

III.5.3.a.2 Ellipse limite de tension :

Les composantes normalisées de la tension dans le référentiel de Park sont données par :

$$v_d^* = -\frac{\rho \cdot L_d^* \cdot i_q^* \cdot \Omega^*}{V_{max}^*} \quad \text{et} \quad v_q^* = \frac{L_d^* \cdot i_d^* \cdot \Omega^* + k_f \cdot \Omega^*}{V_{max}^*} \quad (3.76)$$

L'équation de l'ellipse limite de tension est donnée par :

$$v_d^{*2} + v_q^{*2} = V^{*2} = I \quad (3.77)$$

L'équation de cette ellipse peut être exprimée en fonction des composantes (i_d^*, i_q^*) :

$$\frac{i_q^{*2}}{\left(\frac{V_{max}^*}{\rho \cdot L_d^* \cdot \Omega^*}\right)^2} + \frac{\left(i_d^* + \frac{k_f}{L_d^*}\right)^2}{\left(\frac{V_{max}^*}{L_d^* \cdot \Omega^*}\right)^2} = 1 \quad (3.78)$$

Pour $\rho = 1$, cette équation est l'équation d'un cercle.

Le centre de cette ellipse est repéré par les coordonnées suivantes :

$$\left(\frac{-k_f}{L_d^*}, 0\right) \quad (3.79)$$

Pour des paramètres (L_d^*, ρ) données, la taille de cette ellipse est variable. Elle dépend de la valeur de la vitesse de rotation. Plus la vitesse de rotation est élevée, plus la taille de l'ellipse se réduit.

Pour $k_f = 1$, le centre de l'ellipse se trouve à l'intérieure du cercle limite de courant pour $L_d^* > 1$ et à l'extérieur pour $L_d^* < 1$.

III.5.3.a.3 Courbes d'isocouples :

A partir de l'expression du couple normalisé, l'équation des courbes d'isocouples se déduit naturellement :

$$i_q^* = \frac{C_{em}^* \cdot V_{max}^*}{k_f + L_d^* \cdot (1 - \rho) \cdot i_d^*} \quad (3.80)$$

III.5.3.a.4 Trajectoire couple par ampère maximal :

Pour un courant donné, l'expression de l'angle optimal permettant d'avoir le couple maximum est donné par l'équation suivante (§ A.3.1.3) :

$$\psi = \psi_{opt} = \begin{cases} \text{Arc sin} \left(\frac{k_f - \sqrt{k_f^2 + 8 \cdot L_d^* \cdot (1 - \rho)^2 \cdot I^{*2}}}{4 \cdot L_d^* \cdot (1 - \rho) \cdot I^*} \right) & \text{pour } \rho \neq 1 \\ 0 & \text{pour } \rho = 1 \end{cases} \quad (3.81)$$

L'intérêt est d'obtenir un couple donné avec des pertes joules minimales.

La trajectoire, couple par ampère maximal, est donnée par l'équation paramétrique suivante :

$$\begin{cases} i_d^* = -I^* \cdot \sin \psi_{opt} \\ i_q^* = I^* \cdot \cos \psi_{opt} \end{cases} \quad (3.82)$$

Pour $\rho = 1$, cette trajectoire a pour équation :

$$(i_d^* = 0, i_q^* = I^*) \quad (3.83)$$

III.5.3.a.5 Trajectoire puissance maximale pour $V^* = 1$:

Pour la tension maximale ($V^* = 1$), l'expression de l'angle limite de stabilité permettant d'avoir la puissance maximale est donnée par :

$$\delta_{lim} = \begin{cases} \text{Arc cos} \left(\frac{-1 + \sqrt{1 + 8 \cdot \left(\frac{1}{\rho} - 1\right)^2 \cdot \left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*}\right)^2}}{4 \cdot \left(\frac{1}{\rho} - 1\right) \cdot \left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*}\right)} \right) & \text{pour } \rho \neq 1 \\ \frac{\pi}{2} & \text{pour } \rho = 1 \end{cases} \quad (3.84)$$

L'angle δ_{lim} est compris entre $\pi/2$ et π .

Comme précédemment, la trajectoire, puissance maximale pour $V^* = 1$, est donnée par l'équation paramétrique suivante :

$$\begin{cases} i_d^* = \frac{V_{max}^* \cdot \cos \delta_{lim} - \Omega^*}{L_d^* \cdot \Omega^*} \\ i_q^* = \frac{V_{max}^* \cdot \sin \delta_{lim}}{\rho \cdot L_d^* \cdot \Omega^*} \end{cases} \quad (3.85)$$

Pour $\rho = 1$, cette trajectoire a pour équation :

$$\begin{cases} i_d^* = \frac{-1}{L_d^*} \\ i_q^* = \frac{V_{max}^*}{L_d^* \cdot \Omega^*} \end{cases} \quad (3.86)$$

On peut voir sur la figure suivante, la représentation des différentes trajectoires mises en équation précédemment pour $L_d^* = 0,8$ et $\rho = 1,5$ avec $k_f = 1$.

L'intersection entre la trajectoire couple par ampère maximal et le cercle courant limite ($I^* = 1$), nous donne l'angle de déphasage ψ_{opt} . L'ellipse tension limite à la vitesse de base passe par ce point. Comme on le voit (figure 3.12), plus la vitesse augmente, plus la taille de l'ellipse se réduit. Le centre de cette ellipse se trouve à l'extérieur du cercle limite en courant. C'est le cas pour toutes les valeurs de L_d^* inférieures à 1. Le centre de cette ellipse pour $k_f = 1$ étant repéré par les coordonnées suivantes :

$$\left(\begin{array}{c} -\frac{1}{L_d^*} \\ 0 \end{array} \right) \quad (3.87)$$

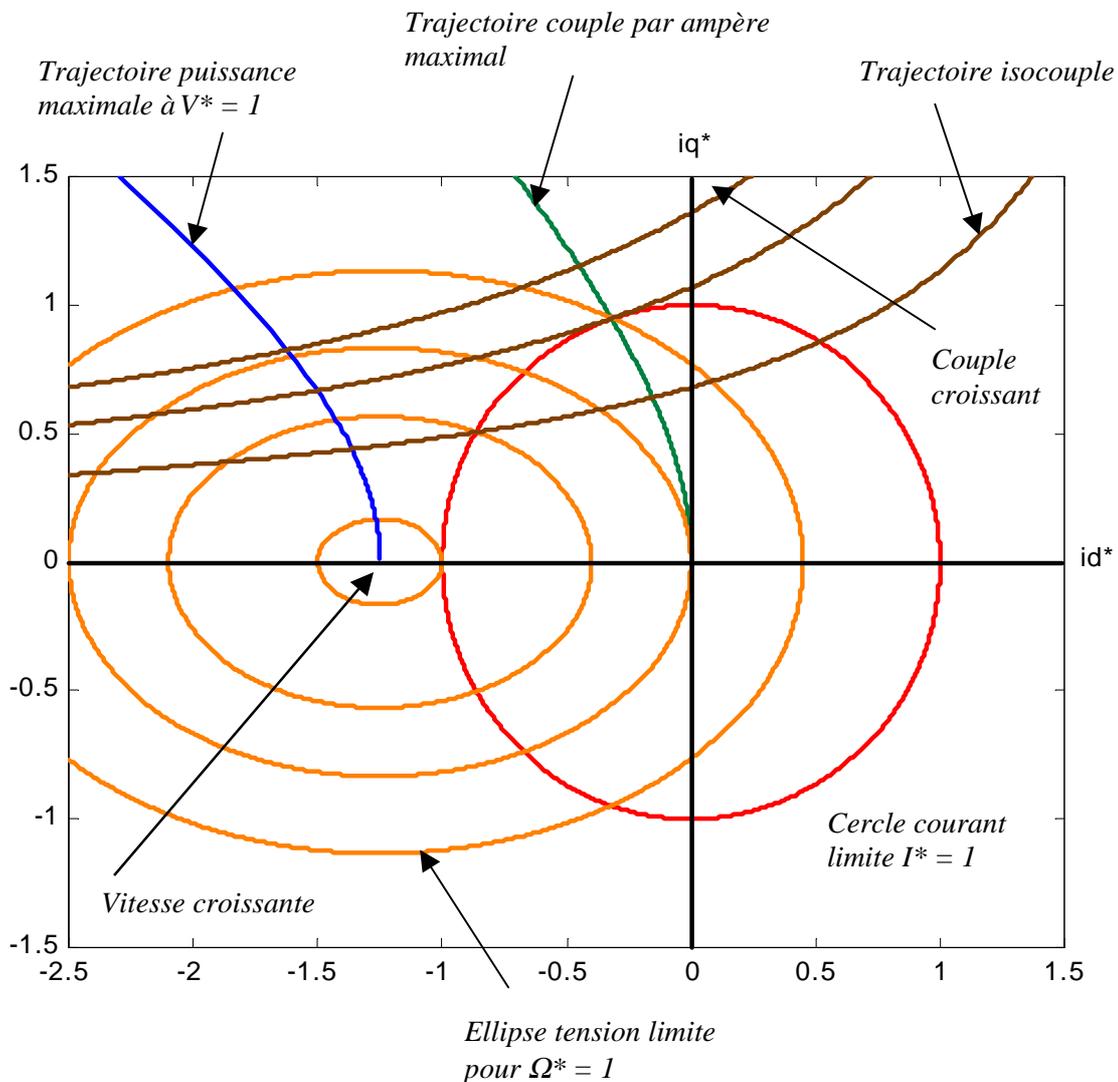


Fig. 3.12 – Différentes trajectoires dans le plan (i_d^*, i_q^*) , pour $L_d^* = 0,8$ et $\rho = 1,5$.

Pour L_d^* supérieure ou égale à 1 le centre de cette ellipse se trouve à l'intérieure ou à la limite du cercle. On peut voir sur la figure suivante, la représentation des différentes trajectoires pour $L_d^* = 1,2$ et $\rho = 1,5$ avec $k_f = 1$.

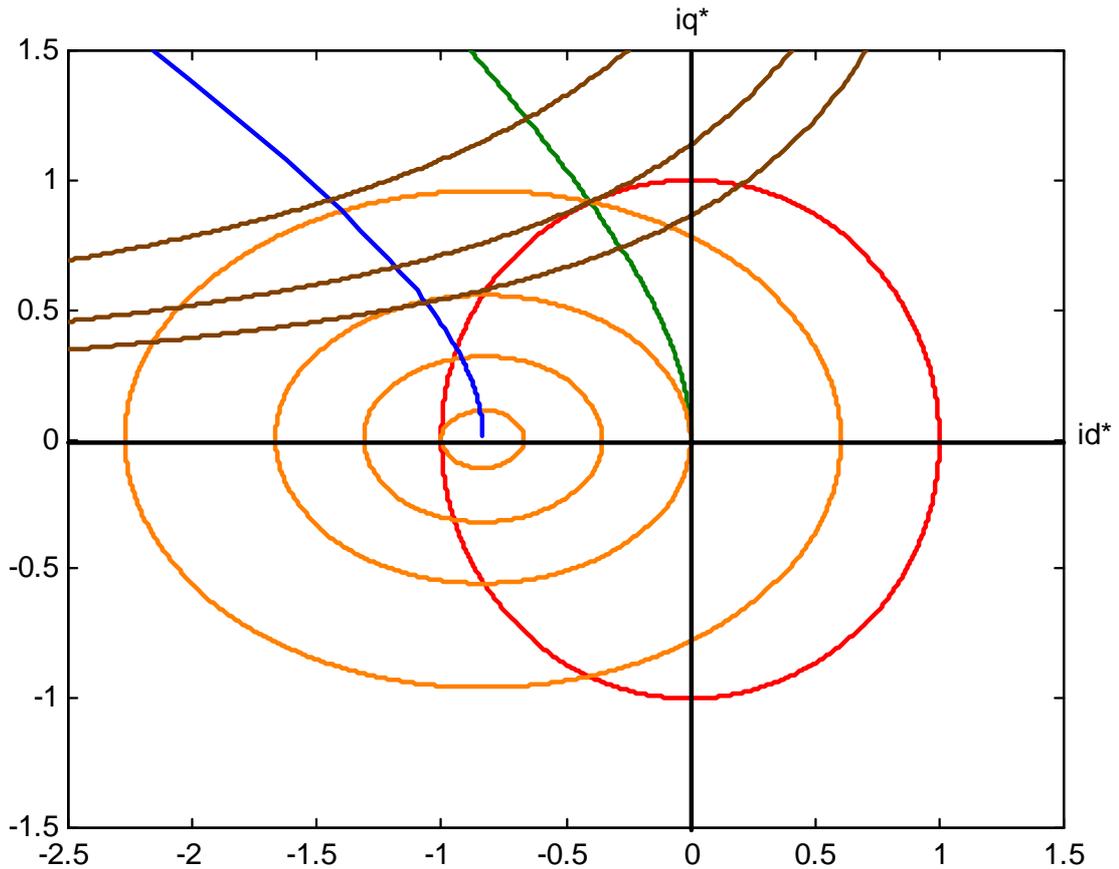


Fig. 3.13 – Différentes trajectoires dans le plan (i_d^*, i_q^*) , pour $L_d^* = 1,2$ et $\rho = 1,5$.

Les trajectoires définies précédemment correspondent à différentes lois de commande. Nous décrivons dans ce qui suit trois lois de commande élémentaires : a) loi de commande couple par ampère maximal, b) loi de commande courant limite $I^* = 1$, c) loi de commande puissance maximale à $V^* = 1$.

III.5.3.b Loi de commande couple par ampère maximal

Cette loi de commande consiste à suivre la trajectoire couple par ampère maximal. Le point de fonctionnement pour une vitesse donnée correspond à l'intersection de l'ellipse tension limite avec la trajectoire couple par ampère maximal.

Pour une vitesse donnée, il est possible de calculer le courant, le couple et la puissance correspondants. Il faut pour cela résoudre l'équation suivante :

$$V_{max}^* = \Omega^* \cdot \sqrt{(1 - L_d^* \cdot I^* \cdot \sin \psi)^2 + (-\rho \cdot L_d^* \cdot I^* \cdot \cos \psi)^2} \quad (3.88)$$

avec ψ fonction du courant I^* . L'expression de ψ est donnée par l'équation (3.81).

L'expression analytique du courant en fonction de la vitesse est donnée par (§ A.3.1.5) :

$$I^* = \begin{cases} \frac{\sqrt{x_I \cdot (x_I - 2)}}{L_d^* \cdot |1 - \rho| \cdot 2 \cdot \sqrt{2}} & \text{pour } \rho \neq 1 \\ \left[\left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*} \right) - 1 \right] / L_d^* & \text{pour } \rho = 1 \end{cases} \quad (3.89)$$

où x_I est la solution de l'équation suivante :

$$(\rho^2 + 1) \cdot x_I^2 - 2 \cdot (2 \cdot \rho^2 - 4 \cdot \rho + 4) \cdot x_I + 16 \cdot (1 - \rho)^2 \cdot \left(1 - \left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*} \right)^2 \right) = 0 \quad (3.90)$$

Pour les vitesses normalisées inférieures ou égales à V_{max}^* , cette équation possède deux solutions. La vitesse normalisée maximale qu'il est possible d'atteindre en suivant la trajectoire couple par ampère maximal est égale à V_{max}^* . On peut vérifier que V_{max}^* est supérieure à 1 quel que soit le jeu de paramètres (L_d^*, ρ) (§ A.3.1.5). Pour cette vitesse la puissance électromagnétique est nulle.

Nous avons représenté sur la figure 3.14 les différentes contraintes et la trajectoire couple par ampère maximal pour $L_d^* = 1$ et $\rho = 1, 2$ avec $k_f = 1$. Les ellipses tension limite sont représentées

pour la vitesse de base ($\Omega^* = 1$) et la vitesse maximale ($\Omega^* = V_{max}^*$). Sur la figure 3.15, sont représentées les variations du courant, et de la puissance normalisés en fonction de la vitesse de rotation normalisée. La figure 3.16, quand à elle, représente les variations du couple normalisé et du facteur de puissance.

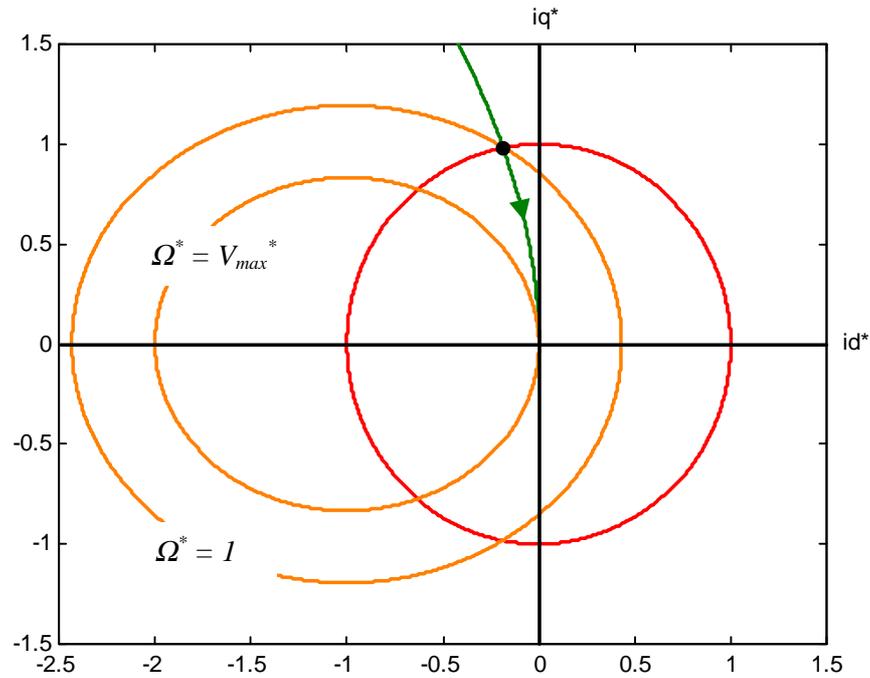


Fig. 3.14 – Représentation dans le plan (i_d^*, i_q^*) , $L_d^* = 1$ et $\rho = 1, 2$.

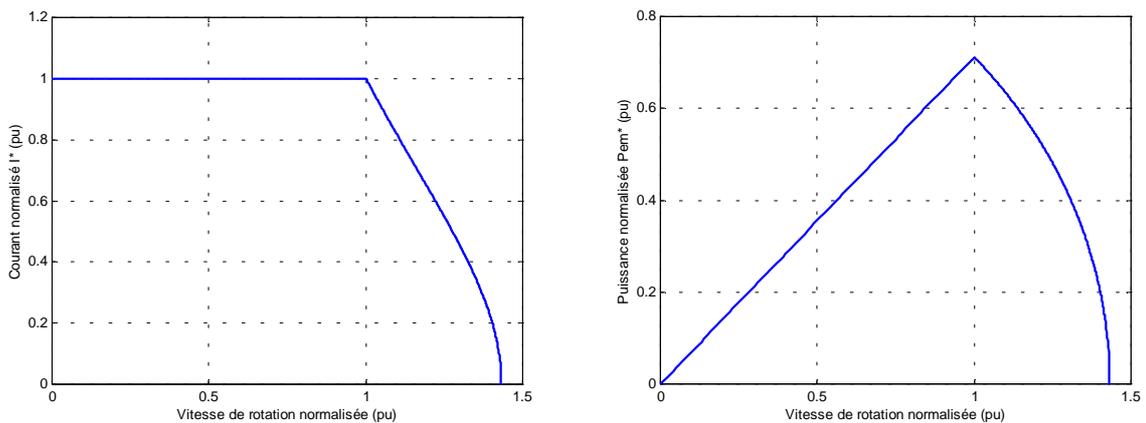


Fig. 3.15 – Courant et puissances normalisés en fonction de Ω^* , $L_d^* = 1$ et $\rho = 1, 2$.

En adoptant cette stratégie de commande au delà de la vitesse de base, le courant et par suite la puissance et le couple vont décroître assez rapidement. Le facteur de puissance va, par contre, lui

s'accroître et tendre vers 1. Sur la figure 3.17, nous avons représenté la variation de ψ_{opt} l'angle de déphasage courant – F.E.M. L'angle δ_{opt} de déphasage tension – F.E.M équivalent à ψ_{opt} est inférieur à l'angle limite de stabilité. Il en est de même pour tous les couples (L_d^* , ρ).

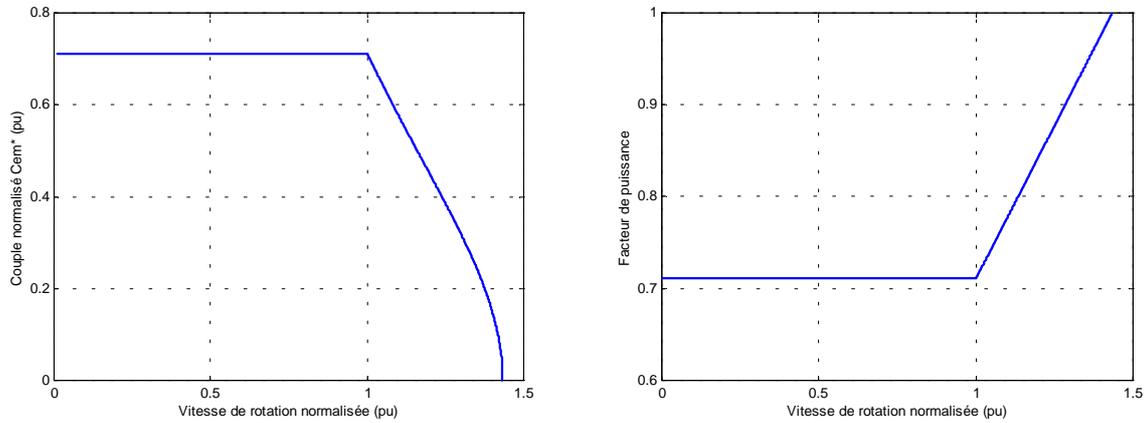


Fig. 3.16 – Couple normalisé et facteur de puissance en fonction de Ω^* , $L_d^* = 1$ et $\rho=1,2$.

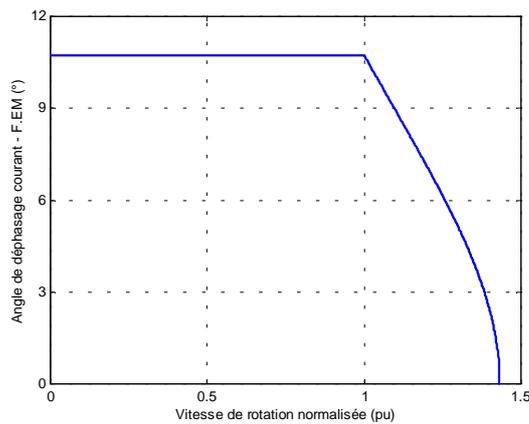


Fig. 3.17 – Variation de l'angle ψ .

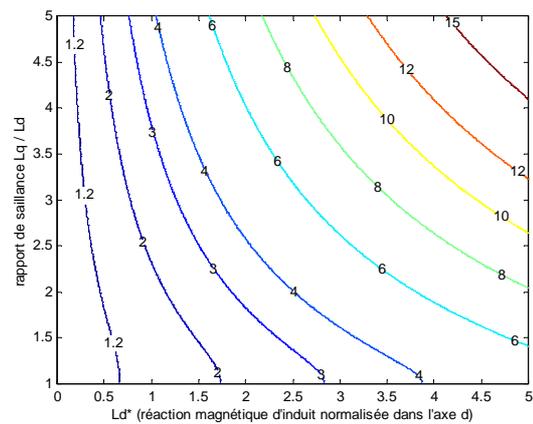


Fig. 3.18 – Isovaleurs de V_{max}^* .

On peut voir figure 3.18, les isovaleurs de la tension maximale (limite) normalisée dans le plan (L_d^* , ρ). Pour une valeur de L_d^* donnée, plus le rapport de saillance est élevé plus V_{max}^* le sera et par suite Ω_{max}^* . Il en est de même pour un ρ donné dans le sens des valeurs croissantes de L_d^* .

III.5.3.c Loi de commande courant maximal $I^* = 1$

Cette loi de commande consiste à imposer un courant constant et égal au courant limite. Le point de fonctionnement pour une vitesse donnée correspond à l'intersection de l'ellipse tension limite avec le cercle courant limite.

Pour une vitesse donnée, il est possible de calculer l'angle ψ . Il faut pour cela résoudre l'équation suivante :

$$V_{max}^* = \Omega^* \cdot \sqrt{(1 - L_d^* \cdot \sin\psi)^2 + (-\rho \cdot L_d^* \cdot \cos\psi)^2} \quad (3.91)$$

Cette équation possède plusieurs solutions (selon les cas, le nombre de solutions est égal à 4 ou 2). Certaines correspondent à un fonctionnement génératrice. Pour celles qui correspondent à un fonctionnement moteur, l'une d'elles permet de maximiser le couple. L'angle solution de cette équation est compris entre 0 et $\pi/2$.

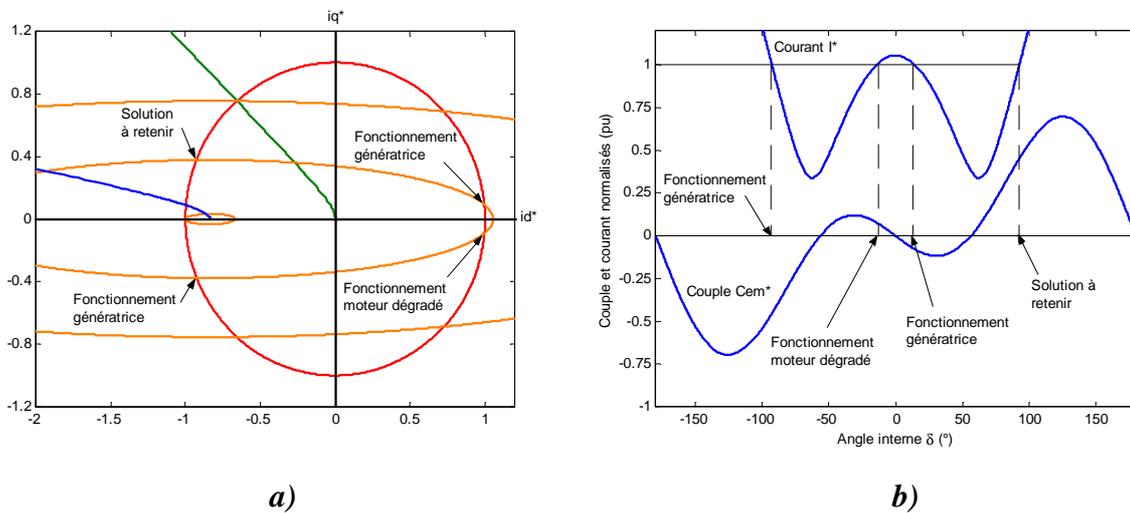


Fig. 3.19 – Représentation dans le plan (i_d^*, i_q^*) et variation du couple et du courant normalisés en fonction de l'angle interne pour $\Omega^* = 2$.

Nous avons représenté sur la figure 3.19.a, les différentes contraintes, la trajectoire couple par ampère maximal et la trajectoire puissance maximale à $V^* = 1$ pour $L_d^* = 1,2$ et $\rho = 5$ avec $k_f = 1$. Les ellipses tension limite sont représentées pour la vitesse de base ($\Omega^* = 1$) et deux fois la vitesse de base ($\Omega^* = 2$). Pour Ω^* égale à 2, l'ellipse tension limite coupe le cercle courant limite 4 fois. Sur la figure 3.19.b, on montre la variation couple et du courant normalisés en fonction de l'angle interne. On voit que le courant coupe la droite ($I^* = 1$), quatre fois. Nous avons indiqué sur les deux figures 3.19.a et b les points de fonctionnement correspondant aux fonctionnements génératrice et moteur. La solution retenue correspond au fonctionnement moteur permettant d'avoir le couple le plus important.

Nous donnons en annexe de ce chapitre un complément d'information concernant les équations liées à cette stratégie de commande (§ A.3.1.6).

L'expression analytique de l'angle ψ , solution de l'équation précédente est fonction de la vitesse (§ A.3.1.6). Il est donné par :

$$\psi = \begin{cases} \text{Arc sin} \left(\frac{1 - \sqrt{\rho^2 \cdot (1 + (\rho^2 - 1) \cdot L_d^{*2}) + (1 - \rho^2) \cdot \left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*}\right)^2}}{L_d^* \cdot (1 - \rho^2)} \right) & \text{pour } \rho \neq 1 \\ \text{Arc sin} \left(\frac{1 + L_d^{*2} - \left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*}\right)^2}{2 \cdot L_d^*} \right) & \text{pour } \rho = 1 \end{cases} \quad (3.92)$$

Pour les machines pour lesquelles $L_d^* < 1$, l'angle δ de déphasage tension – F.E.M équivalent à ψ est inférieur à l'angle limite de stabilité et ceci quelque soit $\Omega^* \in [1, \Omega_{max}^*]$. La vitesse maximale qu'il est possible d'atteindre en adoptant cette stratégie correspond à l'annulation de la puissance électromagnétique, elle est donnée par l'équation suivante :

$$\Omega_{max}^* = \frac{V_{max}^*}{(1 - L_d^*)} \quad (3.93)$$

Pour les machines pour lesquelles $L_d^* > 1$ l'angle δ de déphasage tension – F.E.M équivalent à ψ dépasse l'angle limite de stabilité au delà d'une certaine vitesse Ω_{lim}^* (3.94) (§ A.3.1.7). Pour $L_d^* = 1$, cette vitesse est infinie.

$$\Omega_{lim}^* = \begin{cases} \frac{V_{max}^* \cdot 2 \cdot \sqrt{2} \cdot |1 - \rho|}{\rho \cdot \sqrt{x_3^2 - 1}} & \text{pour } \rho \neq 1 \\ \frac{V_{max}^*}{\sqrt{L_d^{*2} - 1}} & \text{pour } \rho = 1 \end{cases} \quad (3.94)$$

avec, x_3 qui est solution du polynôme suivant :

$$(\rho^2 + 1).x_3^2 + (6.\rho^2 - 8.\rho + 2).x_3 + (9 - 16.L_d^*).\rho^2 + (32.L_d^{*2} - 24).\rho + (13 - 16.L_d^{*2}) = 0 \quad (3.95)$$

Cette équation est obtenue à partir de l'équation suivante :

$$I^*(\delta_{lim}) = 1 = \sqrt{\left(\frac{V_{max}^*}{L_d^*.\Omega^*}\right)^2 \cdot \left(\left(\frac{\sin \delta_{lim}}{\rho}\right)^2 + \cos^2 \delta_{lim}\right)} + \frac{1}{L_d^{*2}} - \frac{2.V_{max}^*.\cos \delta_{lim}}{L_d^{*2}.\Omega^*} \quad (3.96)$$

où δ_{lim} est donné par l'équation (3.84).

A cette vitesse, l'ellipse tension limite passe par le point d'intersection entre le cercle limite en courant et la trajectoire puissance maximale à $V^* = 1$ (figure 3.21). Nous avons représenté sur la figure suivante les isovaleurs de cette vitesse limite dans le plan (L_d^*, ρ) avec $L_d^* > 1$.

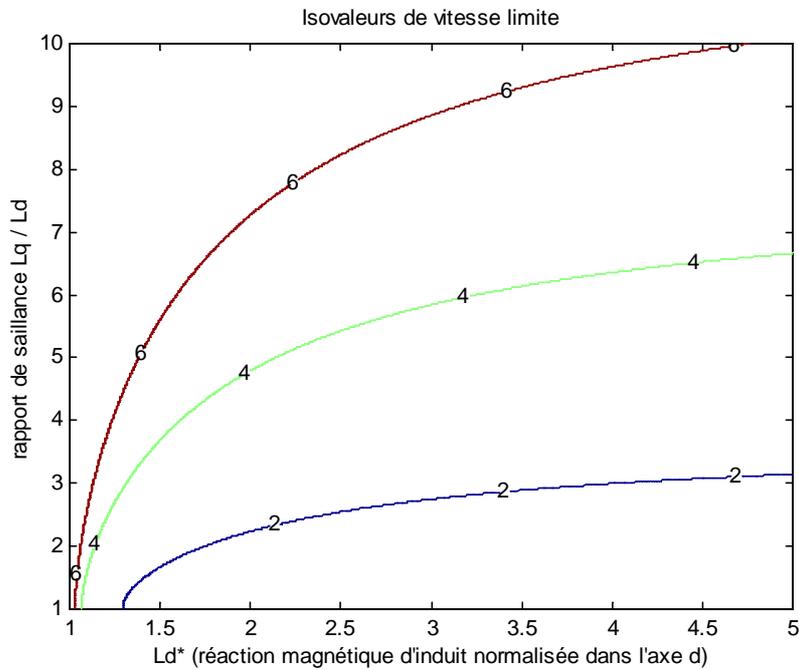


Fig. 3.20 – Isovaleurs de la vitesse Ω_{lim}^* dans le plan (L_d^*, ρ) .

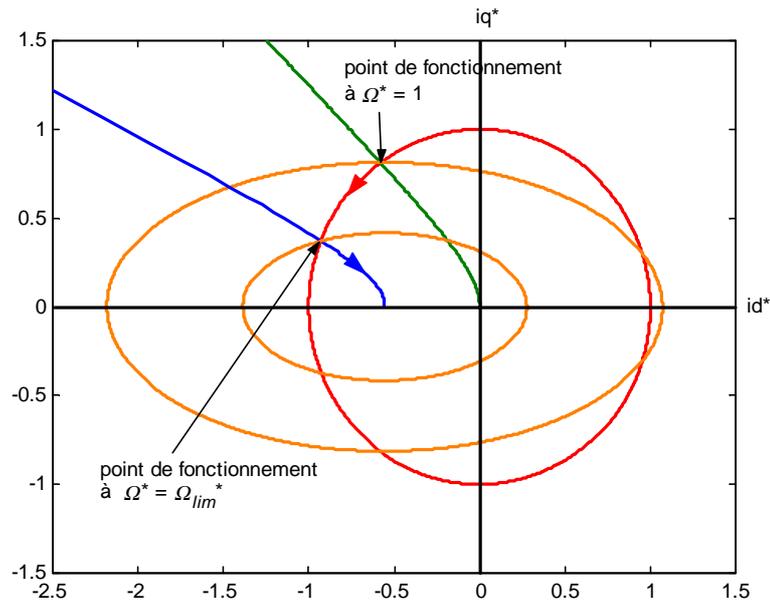


Fig. 3.21 – Représentation de la trajectoire de commande dans le plan (i_d^*, i_q^*) .

Nous avons représenté sur la figure 3.21 les différentes contraintes, la trajectoire couple par ampère maximal et la trajectoire puissance maximale à $V^* = 1$ pour $L_d^* = 1,8$ et $\rho = 2$ avec $k_f = 1$. Les ellipses tension limite sont représentées pour la vitesse de base ($\Omega^* = 1$) et la vitesse limite ($\Omega^* = \Omega_{lim}^*$).

Pour les mêmes paramètres, nous avons respectivement représenté figure 3.22, les variations de l'angle de déphasage tension–F.E.M et de la puissance normalisée. Figure 3.23, nous avons représenté la variation du couple normalisé et du facteur de puissance.

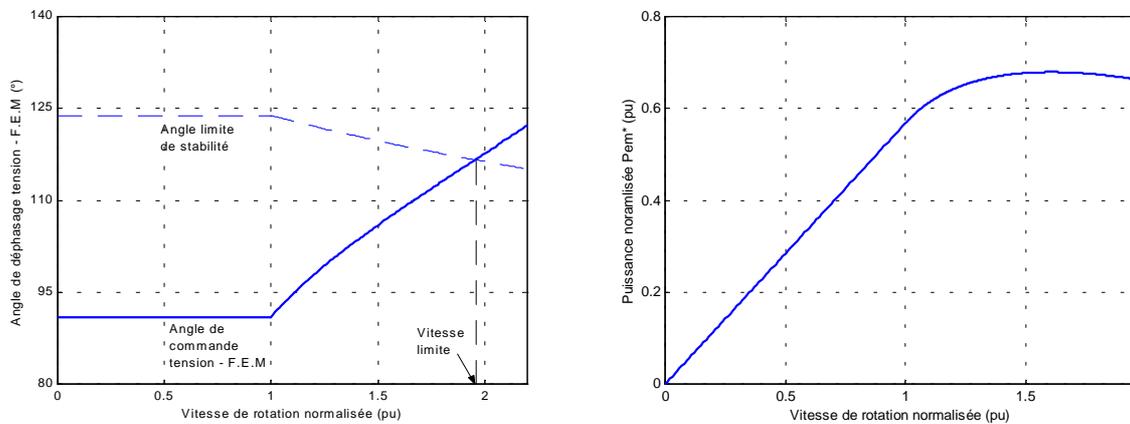


Fig. 3.22 – Angle interne et puissance normalisée en fonction de Ω^* .

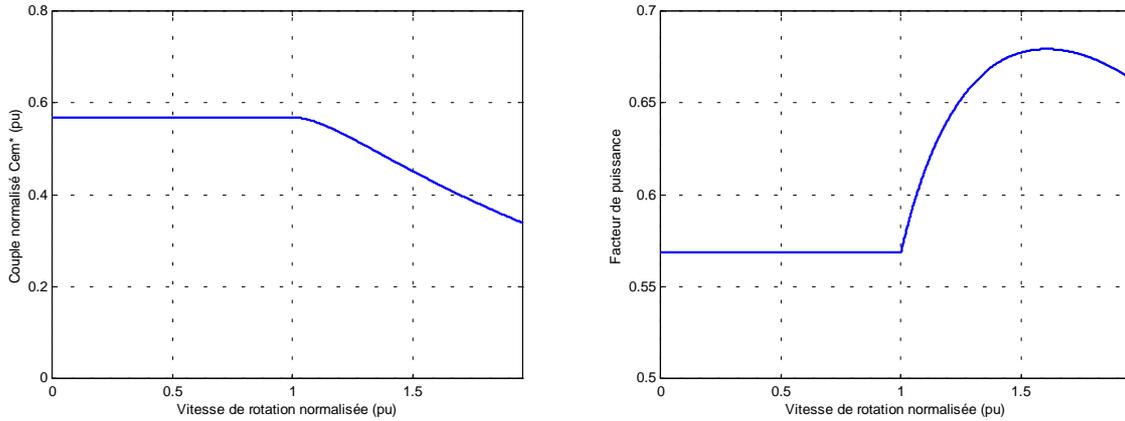


Fig. 3.23 – Couple normalisé et facteur de puissance en fonction de Ω^* .

On remarque pour ce jeu de paramètres, que le facteur de puissance au delà de la vitesse de base est plus élevé qu'en deçà de cette dernière. C'est le cas quelle que soit $L_d^* > 1$. Il existe, au delà de la vitesse de base, une vitesse pour laquelle le facteur de puissance est maximal. Cette vitesse est la solution de l'équation suivante :

$$\frac{dP_{em}^*}{d\Omega^*} = 0 \tag{3.97}$$

Etant donné la complexité de cette équation, une solution analytique n'a pas été recherchée. Cette équation peut toutefois être résolue numériquement.

Pour $L_d^* = 0,5$ et $\rho = 2$ avec $k_f = 1$, nous avons respectivement représenté sur la figure 3.24, les variations de la puissance normalisée et du couple normalisé. Sur la figure 3.25, nous avons représenté la variation de l'angle de déphasage courant – F.E.M et du facteur de puissance.

Pour ces paramètres, il existe une vitesse pour laquelle le facteur de puissance est égal à 1 (figure 3.25). C'est le cas pour tout $L_d^* < 1$ (§ A.3.1.8). Pour cette vitesse nous avons :

$$\begin{cases} \varphi = \delta - \psi = 0 \Leftrightarrow \delta = \psi \\ P_{em}^* = 1 \end{cases} \tag{3.98}$$

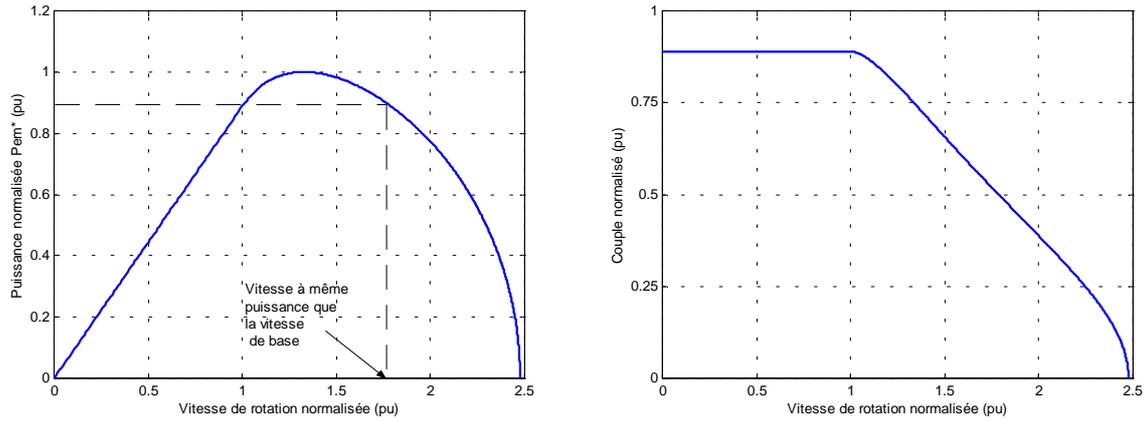


Fig. 3.24 – Puissance et couple normalisés en fonction de Ω^* .

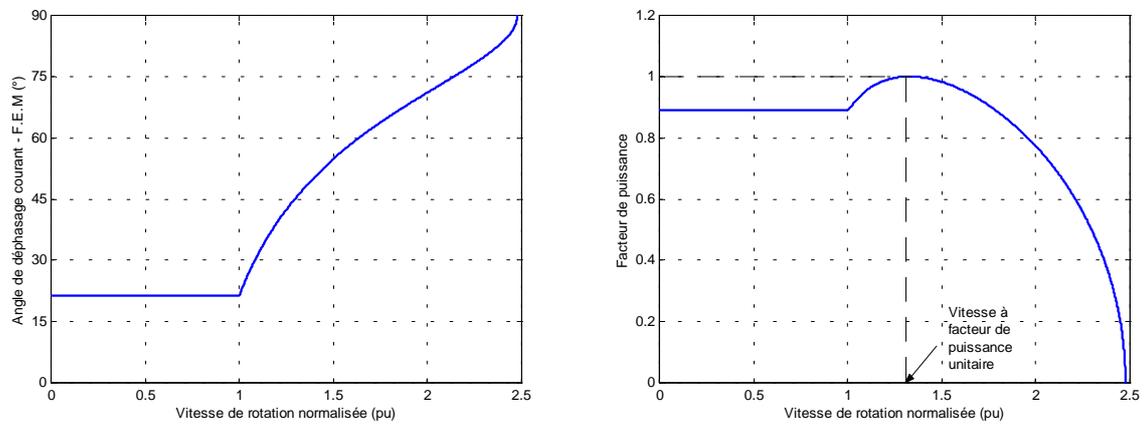


Fig. 3.25 – Angle ψ et facteur de puissance en fonction de Ω^* .

L'expression de cette vitesse est donnée par :

$$\Omega_l^* = \begin{cases} \frac{V_{max}^*}{\rho \cdot L_d^*} \cdot \text{tg} \left(\text{Arc sin} \left(\frac{-1 + \sqrt{1 + 4 \cdot \rho \cdot (\rho - 1) \cdot L_d^{*2}}}{2 \cdot (\rho - 1) \cdot L_d^*} \right) \right) & \text{pour } \rho \neq 1 \\ \frac{V_{max}^*}{\sqrt{1 - L_d^{*2}}} & \text{pour } \rho = 1 \end{cases} \quad (3.99)$$

Nous avons représenté sur la figure suivante, les isovaleurs de cette vitesse dans le plan (L_d^*, ρ) . Pour une valeur de ρ donnée, plus L_d^* est élevé plus Ω_l^* l'est aussi. Il en est de même pour un L_d^* donné dans le sens des valeurs croissantes de ρ .

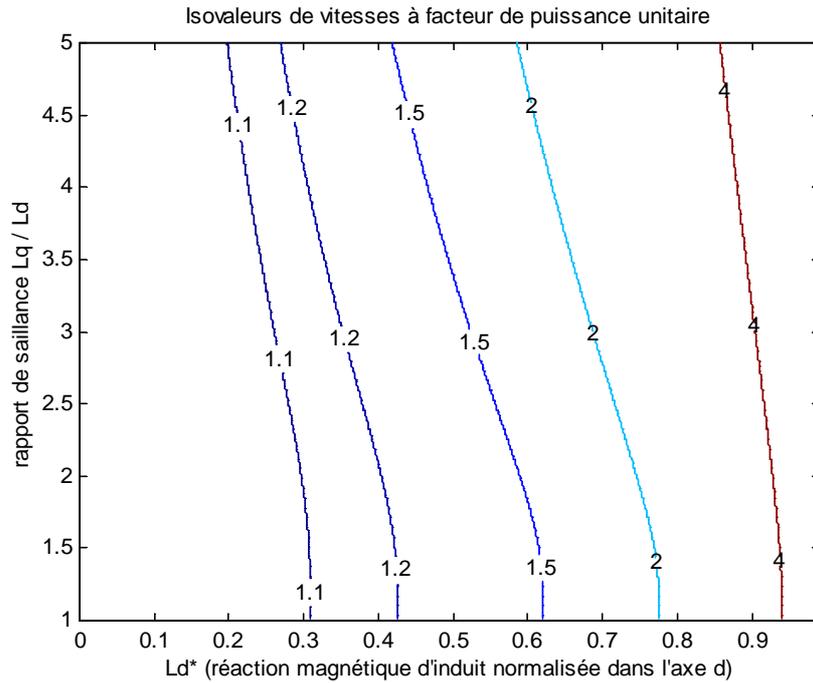


Fig. 3.26 – Isovaleurs de vitesse à facteur de puissance unitaire dans le plan (L_d^*, ρ) .

Au delà de la vitesse de base le facteur de puissance va augmenter jusqu'à cette vitesse ($\Omega^* = \Omega_1^*$), puis il va décroître jusqu'à s'annuler. Il existe donc une vitesse Ω_2^* pour laquelle :

$$P_{em}^*(\Omega_2^*) = P_{em}^*(\Omega^* = 1) \quad (3.100)$$

Le déphasage entre le courant et la tension pour cette vitesse est le même qu'à la vitesse de base au signe près [S1] (§ A.3.1.9). Cette vitesse est la solution de l'équation suivante :

$$A.\Omega_2^{*4} + B.\Omega_2^{*3} + C.\Omega_2^{*2} + D.\Omega_2^* + E = 0 \quad (3.101)$$

où ;

$$E = \frac{(\rho + 1)^2}{\rho^4}, \quad D = \frac{2.(\rho + 1)^3.L_d^*.\sqrt{1 - P_{em}^{*2}(\Omega^* = 1)}}{V_{max}^*.\rho^4},$$

$$C = \frac{(\rho + 1)^2.[(1 - P_{em}^{*2}(\Omega^* = 1)).(\rho + 1)^2.L_d^{*2} + 2.L_d^{*2}.\rho - 1]}{V_{max}^{*2}.\rho^4},$$

$$B = \frac{2.[L_d^{*2}.(1 + \rho) - 1].(\rho + 1)^2.L_d^*.\sqrt{1 - P_{em}^{*2}(\Omega^* = 1)}}{V_{max}^{*3}.\rho^3}, \quad A = \frac{L_d^{*2}.(1 + \rho)^2.(L_d^{*2} - 1)}{V_{max}^{*4}.\rho^2}$$

Elle correspond à la vitesse limite de fonctionnement à puissance constante. Pour $\rho = 1$, elle a pour expression [S1] :

$$\Omega_2^* = \frac{1 + L_d^{*2}}{1 - L_d^{*2}} = \frac{V_{max}^{*2}}{1 - L_d^{*2}} \quad (3.102)$$

Nous avons représenté les isovaleurs de cette vitesse dans le plan (L_d^*, ρ) .

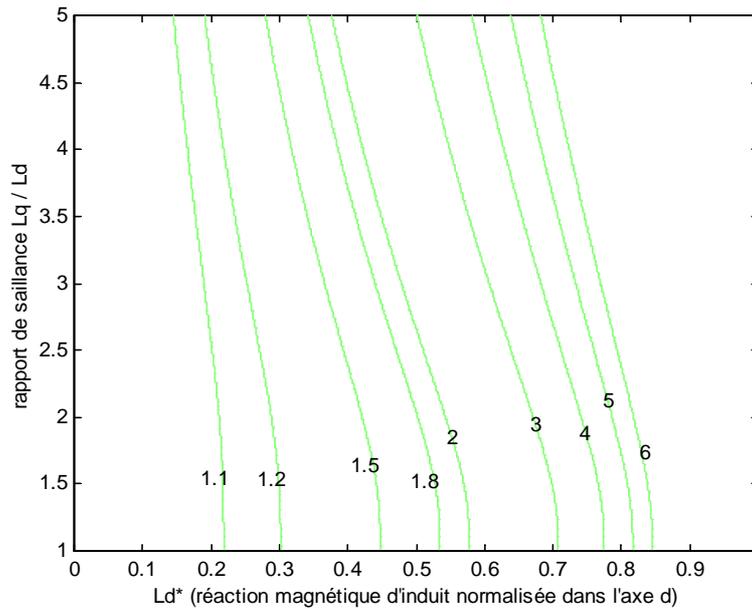


Fig. 3.27 – Isovaleurs de Ω_2^* dans le plan (L_d^*, ρ) .

Comme précédemment, pour une valeur de ρ donnée, plus L_d^* est élevé plus Ω_2^* l'est aussi. Il en est de même pour un L_d^* donné dans le sens des valeurs croissantes de ρ .

III.5.3.d Loi de commande puissance maximale à $V^* = 1$

Cette loi de commande consiste à suivre la trajectoire puissance maximale à $V^* = 1$. Le point de fonctionnement pour une vitesse donnée correspond à l'intersection de l'ellipse tension limite avec cette trajectoire.

Pour les machines où $L_d^* < 1$, le courant correspondant à cette loi de commande est supérieur au courant limite ($I^* > I$) quelle que soit la vitesse de fonctionnement pour $k_f = 1$. Ce n'est pas le cas des machines où $L_d^* > 1$. Pour ces dernières au delà de la vitesse limite Ω_{lim}^* , définie précédemment, il est possible de suivre la trajectoire puissance maximale à $V^* = 1$, sans dépasser le courant limite.

Nous avons représenté sur la figure suivante les variations du courant I^* et de la puissance P_{em}^* en fonction de l'angle de déphasage tension – F.E.M pour deux vitesses. Pour la figure de gauche la vitesse est inférieure à la vitesse limite, cette loi de commande ne permet pas de respecter la contrainte en courant. Pour la figure de droite la vitesse est supérieure à la vitesse limite, cette stratégie de commande permet d'avoir la puissance maximale tout en respectant la contrainte en courant.

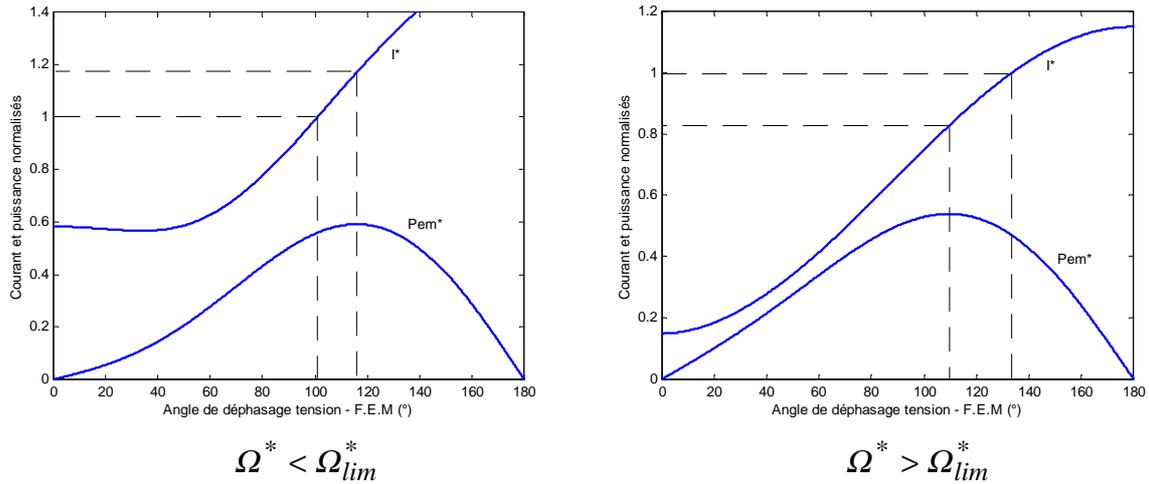


Fig. 3.28 – Courant et puissance normalisés en fonction de l'angle interne δ

Pour $L_d^* = 1,8$ et $\rho = 2$ avec $k_f = 1$, nous avons représenté figure 3.29, les variations du courant normalisé, de la puissance normalisée et du couple normalisé.

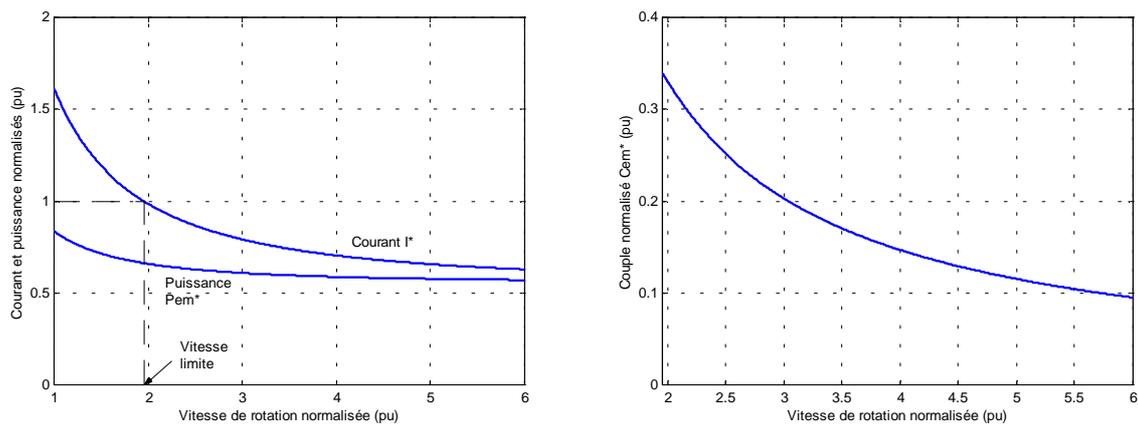


Fig. 3.29 – Courant, puissance et couple normalisés en fonction de Ω^* , $L_d^* = 1,8$ et $\rho = 2$

Pour les machines où $L_d^* > 1$, la vitesse maximale qu'il est possible d'atteindre en suivant la trajectoire puissance maximale à $V^* = 1$ est infinie. La puissance normalisée, pour δ_{lim} , ne s'annule jamais.

III.5.3.e Stratégie de commande $(P_{em}^*)_{max}$, avec $V^* \leq 1$ et $I^* \leq 1$ (comparaison des lois de commande)

Ayant défini quelques lois de commande élémentaires, nous abordons dans cette partie la mise en place des stratégies de commande permettant de maximiser la puissance de sortie et donc le couple de la machine à chaque vitesse, en tenant compte des différentes contraintes.

Nous avons vu précédemment que les machines possèdent des caractéristiques différentes selon la valeur de L_d^* ($L_d^* < 1$, $L_d^* > 1$ et $L_d^* = 1$).

Cas où $L_d^* < 1$

Pour les machines où $L_d^* < 1$, la loi de commande couple par ampère maximal et la loi de commande courant maximal étaient toutes deux applicables. Nous allons comparer ces deux lois afin de déterminer laquelle des deux permet de maximiser la puissance de sortie.

Pour la loi de commande couple par ampère maximal, le courant va décroître avec la vitesse, alors qu'il est maintenu constant et égal à sa valeur limite (maximale) pour la deuxième loi de commande. C'est en fait cette dernière loi qui permet de maximiser le couple produit par la machine dans le respect des différentes contraintes.

Pour $L_d^* = 0,6$ et $\rho = 1,3$ avec $k_f = 1$, nous avons représenté figure 3.30, les variations du courant normalisé, de la puissance normalisée et du couple normalisé, pour la loi de commande couple par ampère maximal et la loi de commande courant limite.

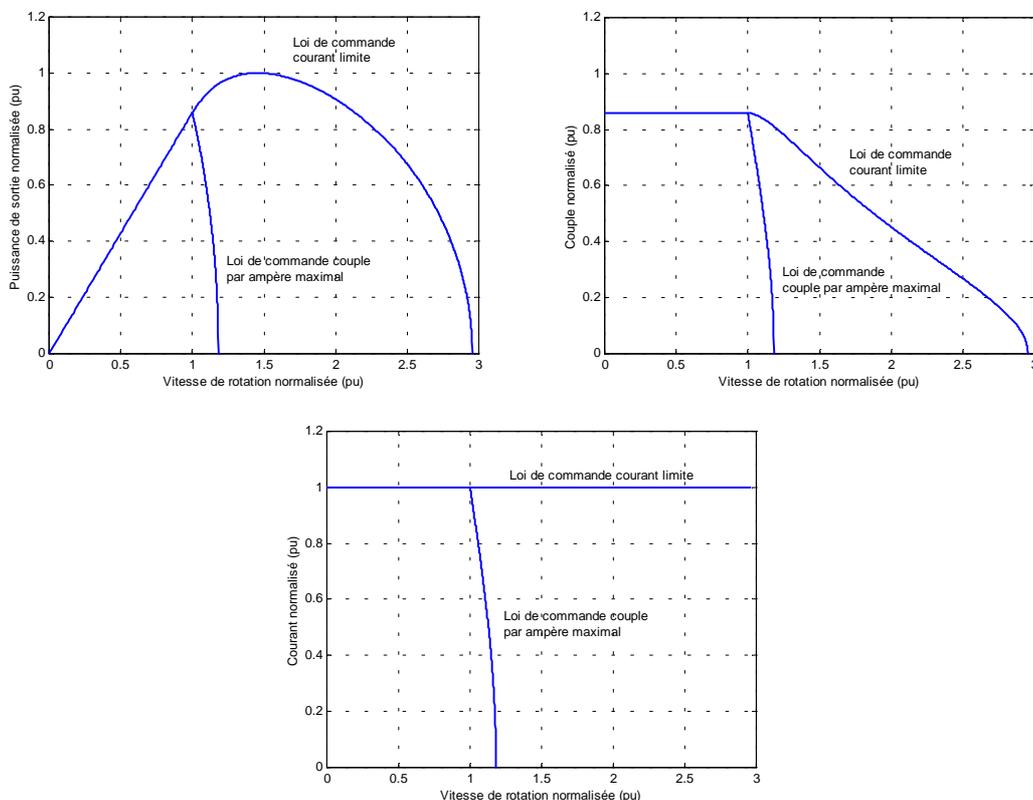


Fig. 3.30 – Les différentes caractéristiques pour les deux lois de commande.

La vitesse maximale atteinte avec la loi de commande courant limite est supérieure à celle atteinte avec la loi de commande couple par ampère maximal.

$$\frac{V_{max}^*}{(1 - L_d^*)} > V_{max}^* \quad (3.103)$$

Sur la figure suivante nous avons représenté les différentes contraintes et la trajectoire couple par ampère maximal. Les ellipses tension limite sont représentées pour la vitesse de base, la vitesse normalisée $\Omega^* = V_{max}^*$ et pour la vitesse maximale atteinte avec la loi de commande courant limite.

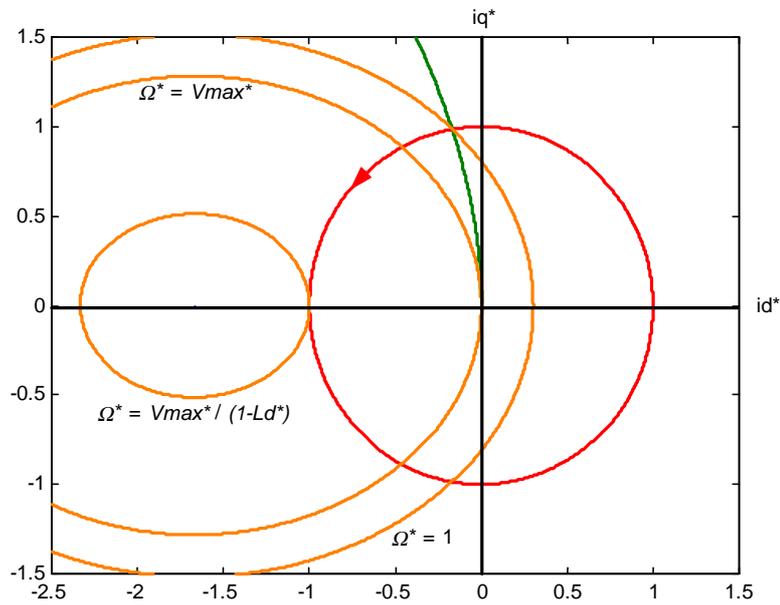


Fig. 3.31 – Représentation de la trajectoire de commande dans le plan (i_d^*, i_q^*) .

Cas où $L_d^* > 1$

Pour les machines pour lesquelles L_d^* est supérieure à l'unité, la stratégie de commande permettant de maximiser le couple consiste à suivre la loi de commande courant limite jusqu'à la vitesse Ω_{lim}^* , puis à partir de cette vitesse, de suivre la loi commande puissance maximale à $V^* = 1$.

Pour $L_d^* = 1,2$ et $\rho = 1,5$ avec $k_f = 1$, nous avons représenté figure 3.32, les variations du courant normalisé, de la puissance normalisée et du couple normalisé, pour la loi de commande couple par ampère maximal et la stratégie de commande $(P_{em}^*)_{max}$ avec $V^* \leq 1$ et $I^* \leq 1$.

Sur la figure 3.33 nous avons représenté les différentes contraintes, la trajectoire couple par ampère maximal et la trajectoire puissance maximale à $V^* = 1$. Les ellipses tension limite sont

représentées pour la vitesse de base, la vitesse normalisée $\Omega^* = V_{max}^*$ et pour la vitesse maximale atteinte avec la loi de commande courant limite.

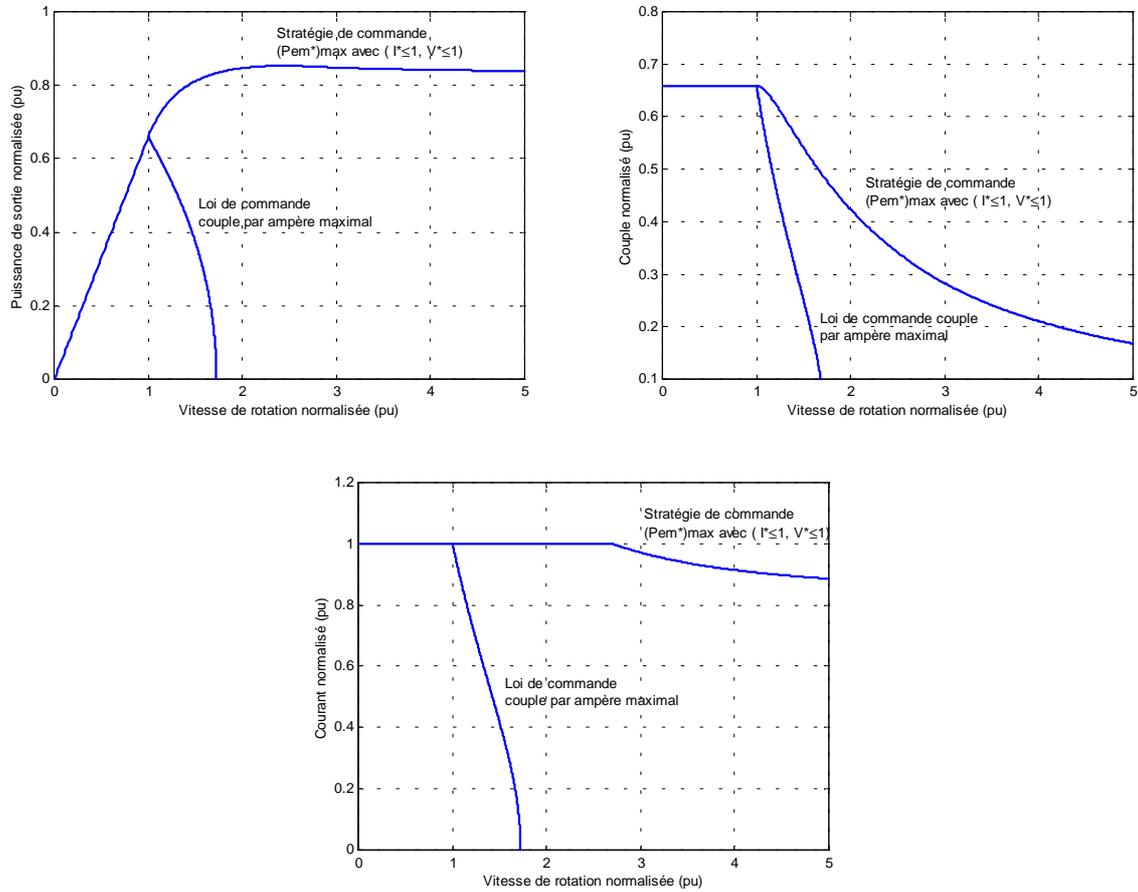


Fig. 3.32 – Les différentes caractéristiques pour les deux lois de commande.

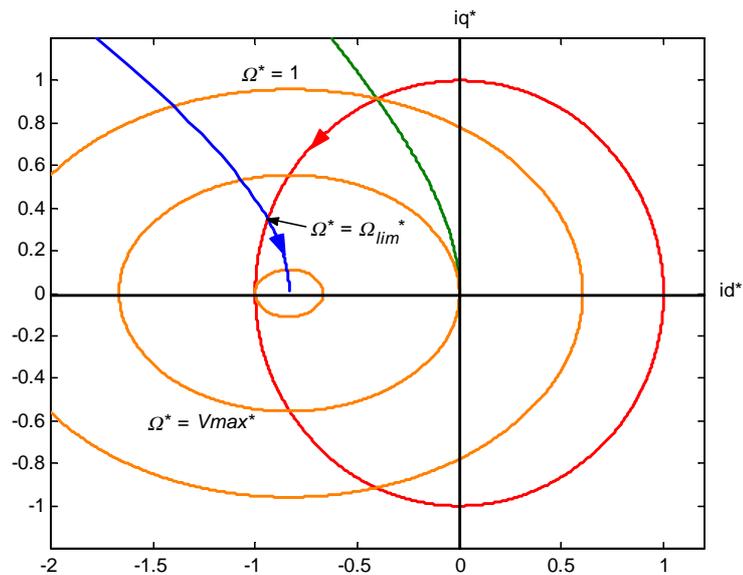


Fig. 3.33 – Représentation de la trajectoire de commande dans le plan (i_d^*, i_q^*) .

Pour ces machines, la vitesse maximale de fonctionnement est infinie. Sur la figure suivante, nous avons représenté les isovaleurs de la vitesse de fonctionnement à puissance constante dans le plan (L_d^*, ρ) .

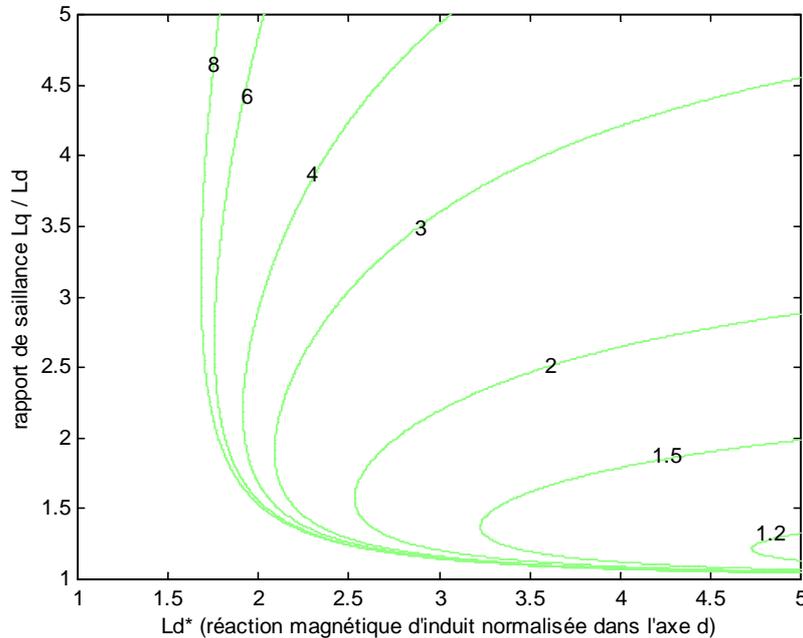


Fig. 3.34 – Isovaleurs de la vitesse de fonctionnement à puissance constante dans le plan (L_d^, ρ) .*

Pour une valeur de ρ donnée, plus L_d^* est élevé plus la vitesse maximale de fonctionnement à puissance constante diminue. Pour une valeur de L_d^* donnée, cette vitesse va diminuer dans le sens des valeurs croissantes de ρ jusqu'à une certaine valeur du rapport de saillance puis elle va augmenter.

Cas où $L_d^* = 1$

Pour le cas $L_d^* = 1$, la stratégie de commande optimale consiste à imposer le courant maximal, comme pour les machines où $L_d^* < 1$. La vitesse de fonctionnement à puissance constante est infinie.

III.6 Stratégies de commande avec double excitation

Nous étudions dans cette partie l'apport de la double excitation pour l'amélioration des performances des machines à aimants permanents. Nous allons d'abord voir quelques lois de

commande avec double excitation, puis nous décrirons des stratégies de commande permettant d'améliorer les performances maximales en utilisant la double excitation.

III.6.1 Loi de commande couple par ampère maximal avec double excitation

Pour cette loi de commande le point de fonctionnement pour une vitesse donnée est déterminé par la résolution de l'équation suivante :

$$V_{max}^* = \Omega^* \cdot \sqrt{(k_f - L_d^* \cdot I^* \cdot \sin \psi)^2 + (-\rho \cdot L_d^* \cdot I^* \cdot \cos \psi)^2} \quad (3.104)$$

avec ψ qui est fonction du courant I^* et du coefficient k_f . L'expression de ψ est donnée par l'équation (3.81). L'expression analytique du courant est donnée par :

$$I^* = \frac{\sqrt{x_4 \cdot (x_4 - 2 \cdot k_f)}}{L_d^* \cdot |1 - \rho| \cdot 2 \cdot \sqrt{2}} \quad (3.105)$$

où x_4 est la solution de l'équation suivante :

$$(\rho^2 + 1) \cdot x_4^2 - 2 \cdot k_f \cdot (2 \cdot \rho^2 - 4 \cdot \rho + 4) \cdot x_4 + 16 \cdot (1 - \rho)^2 \cdot \left(k_f^2 - \left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^{*2}} \right)^2 \right) = 0 \quad (3.106)$$

Pour une vitesse donnée le coefficient k_f optimal, qui maximise la puissance, peut être calculé en résolvant l'équation suivante :

$$\frac{dP_{em}^*}{dk_f} = 0 \quad (3.107)$$

il faut cependant vérifier que le coefficient k_f optimal est compris entre 0 et 1 et appartient au domaine de variation pour lequel l'équation peut être résolue.

Pour $\rho = 1$, le coefficient k_f solution de l'équation (3.107), et permettant de maximiser la puissance, est donné par l'expression suivante :

$$k_f = \frac{V_{max}^*}{\Omega^* \cdot \sqrt{2}} \quad (3.108)$$

ce coefficient peut dans certains cas être supérieur à 1, le coefficient optimal est dans ce cas égal à un (3.109) (§ A.3.1.10).

$$k_{f\ opt} = \min\left(1, \frac{V_{max}^*}{\Omega^* \cdot \sqrt{2}}\right) \quad (3.109)$$

Toujours pour $\rho = 1$, la vitesse à partir de laquelle k_f devient inférieur à un est donnée par l'expression suivante :

$$\Omega^* = \frac{V_{max}^*}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{1 + L_d^{*2}}{2}} \quad (3.110)$$

Pour $L_d^* < 1$, le coefficient k_f donné par l'expression (3.109) est inférieur à 1 que la vitesse soit supérieure ou égale à la vitesse de base. Pour $L_d^* > 1$, nous avons tracé sur la figure 3.35 la vitesse, à partir de laquelle ce coefficient devient inférieur à l'unité, en fonction de L_d^* .

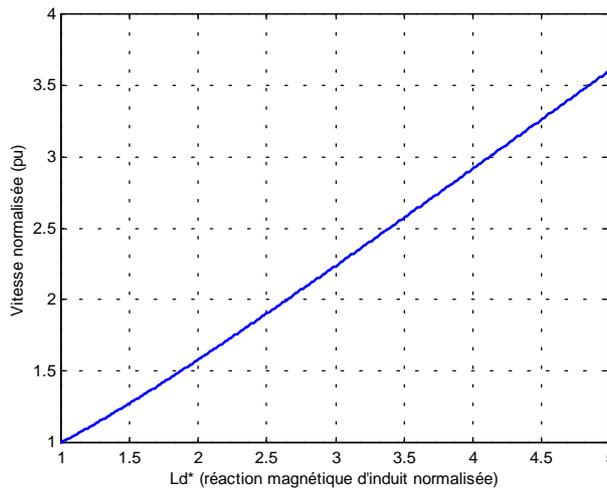


Fig. 3.35 – Variation de la vitesse en fonction de L_d^* .

Pour $\rho > 1$, étant donné la complexité de l'équation (3.107), une solution analytique n'a pas été recherchée. Pour chaque vitesse, la recherche du coefficient k_f optimal est réalisée grâce à l'algorithme de la figure 3.36. n_1 et n_2 dépendent du domaine de variation et du pas de calcul pour la vitesse et le coefficient k_f .

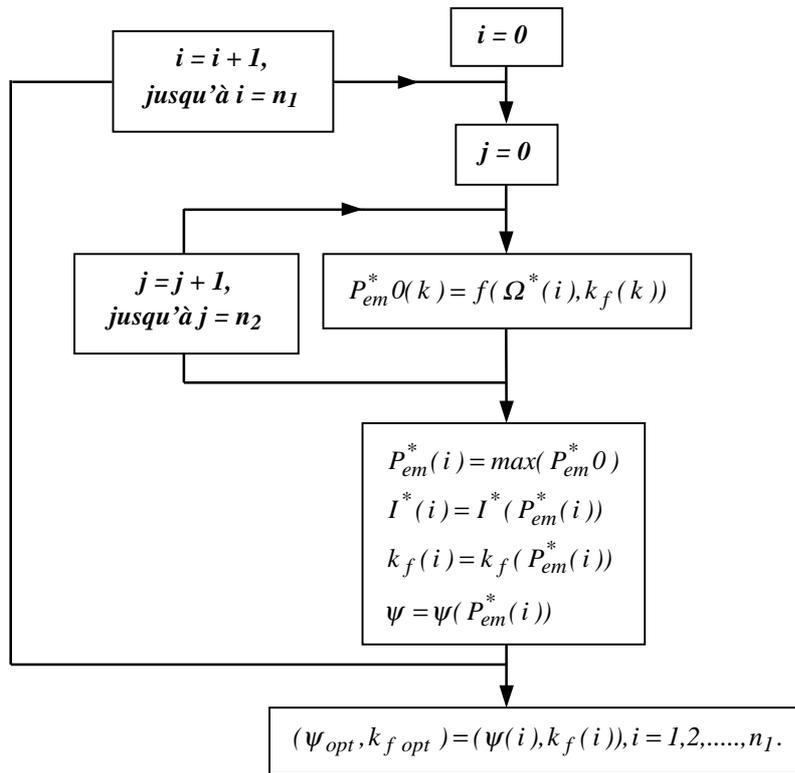


Fig. 3.36 – Algorithme de la loi de commande couple par ampère maximal avec double excitation.

L'utilisation de la double excitation signifie que l'on agit sur le flux d'excitation par l'intermédiaire du courant d'excitation. Il serait donc plus juste de parler de loi de commande couple par ampère d'induit maximal.

Nous avons représenté sur la figure suivante les variations de la puissance de sortie normalisée, le couple normalisé, le courant normalisé et le coefficient d'excitation pour la loi de commande couple par ampère maximal sans et avec double excitation, pour $L_d^* = 1$ et $\rho = 2,2$.

L'angle δ_{opt} de déphasage tension–F.E.M équivalent à ψ_{opt} est inférieur à l'angle limite de stabilité. Il semble en être de même pour tous les couples (L_d^*, ρ) .

On voit que la double excitation permet d'augmenter la puissance de sortie et par suite le couple. La vitesse maximale qu'il est possible d'atteindre avec cette loi de commande est en théorie infinie, si l'annulation du flux d'excitation est possible.

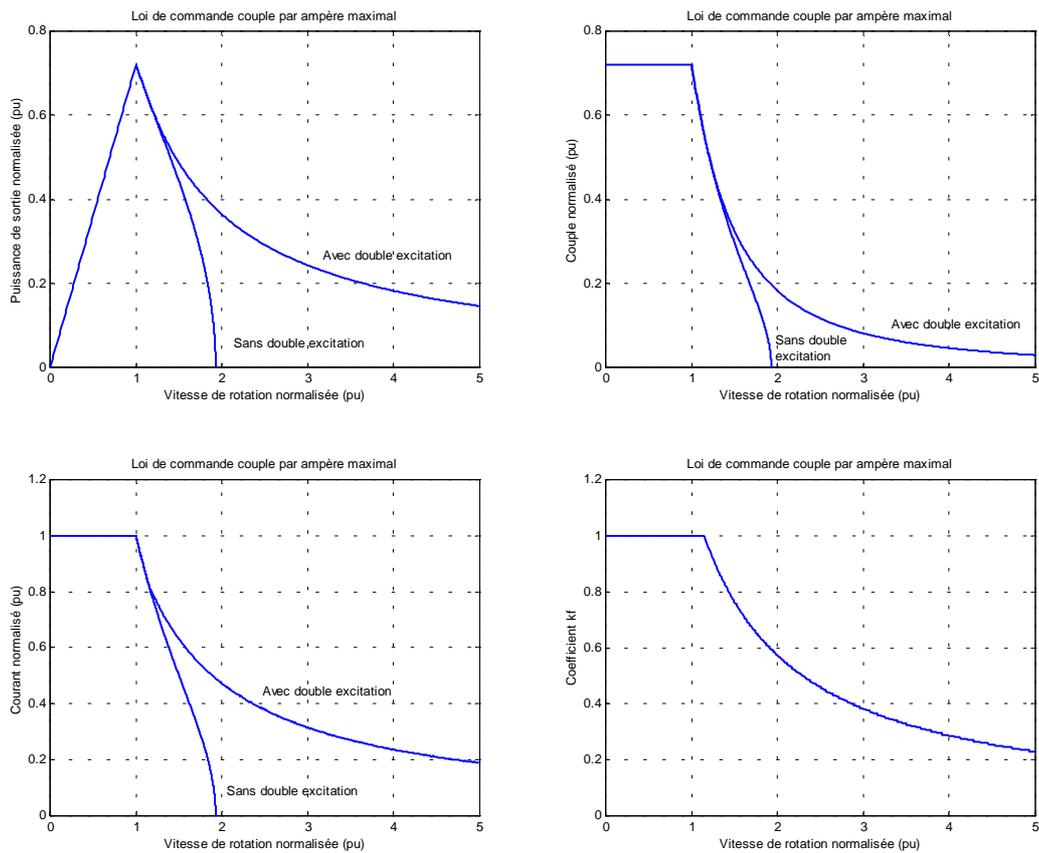


Fig. 3.37 – Caractéristiques électromécaniques en fonction de Ω^* , $L_d^* = 1$ et $\rho = 2,2$.

Sur la figure suivante, nous avons représenté le cercle limite de courant, l'ellipse tension limite à la vitesse de base et la trajectoire suivie pour cette loi de commande.

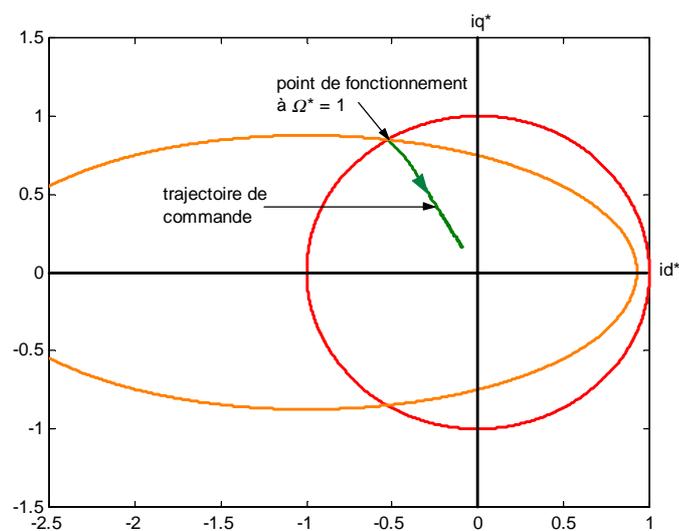


Fig. 3.38 – Représentation de la trajectoire de commande dans le plan (i_d^*, i_q^*) .

Pour les machines pour lesquelles l'annulation du flux d'excitation n'est pas possible ($k_{f\ min} > 0$), la vitesse maximale est finie (3.111).

$$\Omega_{max}^* = \frac{V_{max}^*}{k_{f\ min}} \tag{3.111}$$

Nous avons représenté sur les figures suivantes les variations de la puissance de sortie normalisée, le couple normalisé, le courant normalisé et le coefficient d'excitation, pour $L_d^* = 1$ et $\rho = 2,2$ avec $k_{f\ min} = 0,4$.

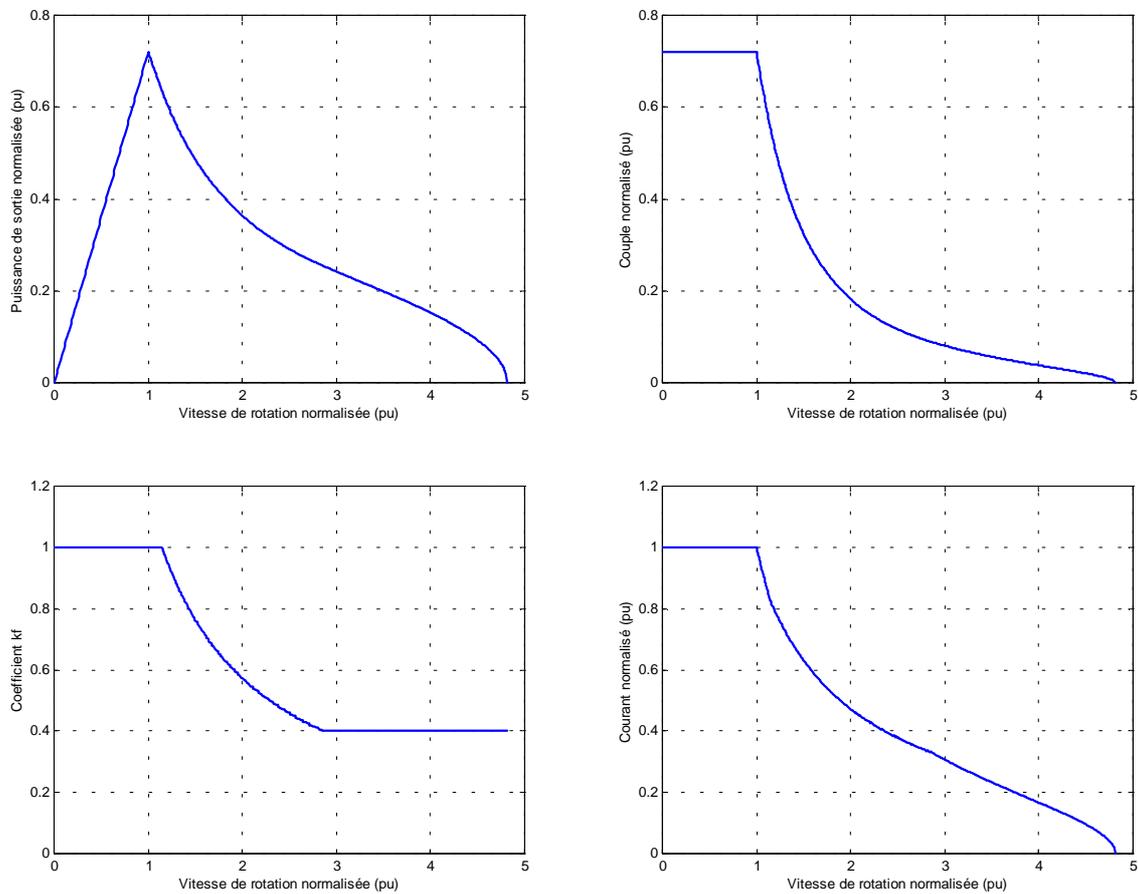


Fig. 3.39 – Caractéristiques électromécaniques en fonction de Ω^* , $L_d^* = 1$ et $\rho = 2,2$.

III.6.2 Loi de commande F.E.M constante

Cette loi de commande est dérivée de la précédente. Au lieu de chercher à maximiser la puissance, il s'agit de maintenir la F.E.M constante et égale à sa valeur à la vitesse de base [C2].

Le coefficient d'excitation est dans ce cas donné par :

$$k_f = \frac{I}{\Omega^*} \tag{3.112}$$

Cette loi de commande n'améliore pas les performances maximales. Elle permet, par contre, de simplifier la mise en œuvre, le coefficient d'excitation étant déterminé facilement. Le courant I^* et l'angle de déphasage ψ sont calculés en remplaçant k_f dans les équations. On peut vérifier que le courant I^* est, pour cette loi de commande, égal à k_f .

Nous avons représenté sur les figures suivantes les variations de la puissance de sortie normalisée, le couple normalisé, le courant normalisé et le coefficient d'excitation, pour $L_d^* = 1$ et $\rho = 2,2$.

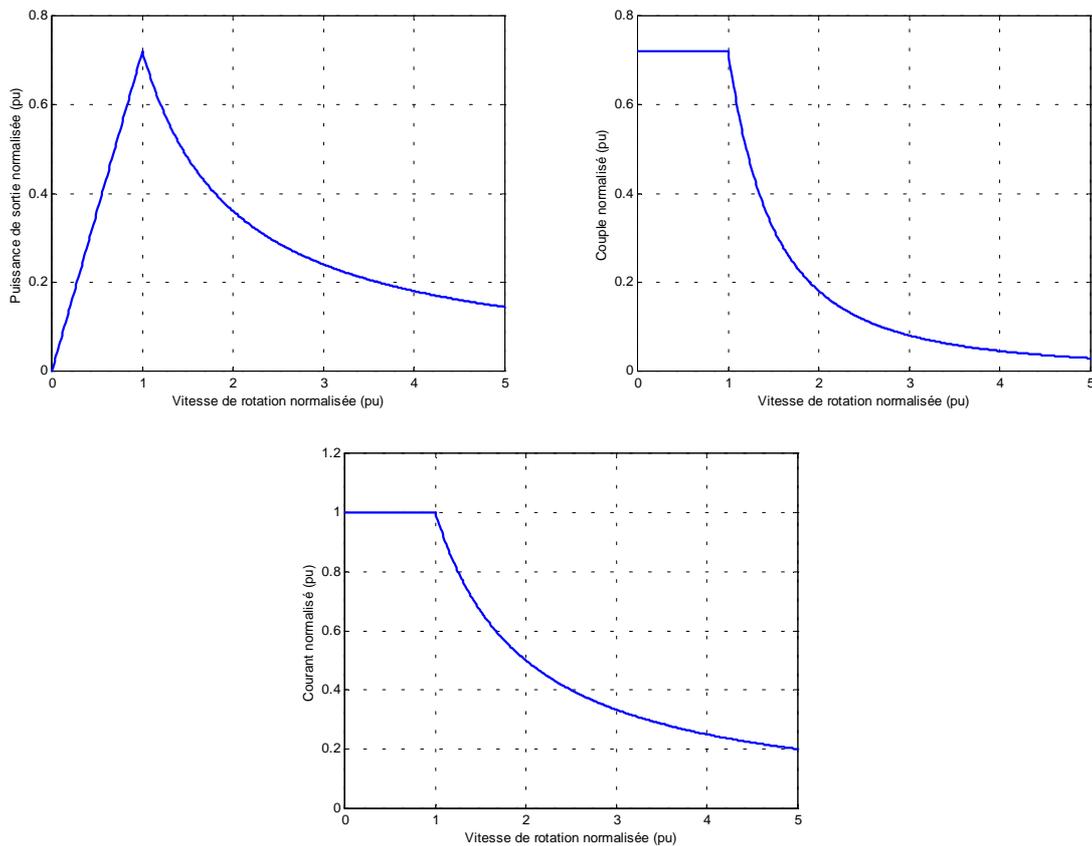


Fig. 3.40 – Caractéristiques électromécaniques en fonction de Ω^* .

L'angle δ_{opt} , de déphasage tension – F.E.M équivalent à ψ_{opt} , est constant et égal à celui imposé avant la vitesse de base. Cet angle est inférieur à l'angle limite de stabilité. Il en est de même

pour tous les couples (L_d^*, ρ) . Pour les machines pour lesquelles $k_{f \min} > 0$, la vitesse maximale est finie, elle est donnée par :

$$\Omega_{max}^* = \frac{1}{k_{f \min}} \quad (3.113)$$

III.6.3 Stratégie de commande $(P_{em}^*)_{max}$ avec double excitation ($V^* \leq 1$ et $I^* \leq 1$)

Comme précédemment, nous abordons dans cette partie la mise en place de stratégies de commande permettant de maximiser la puissance de sortie. Nous étudions l'apport de la double excitation pour l'amélioration des performances maximales.

Il s'agit de chercher la triade (k_f, I^*, ψ) qui maximise la puissance de sortie. A la figure 3.41, on donne l'algorithme de cette stratégie. n_1, n_2 et n_3 dépendent respectivement de l'intervalle et du pas de variation de la vitesse normalisée, du courant d'induit normalisé et du coefficient d'excitation.

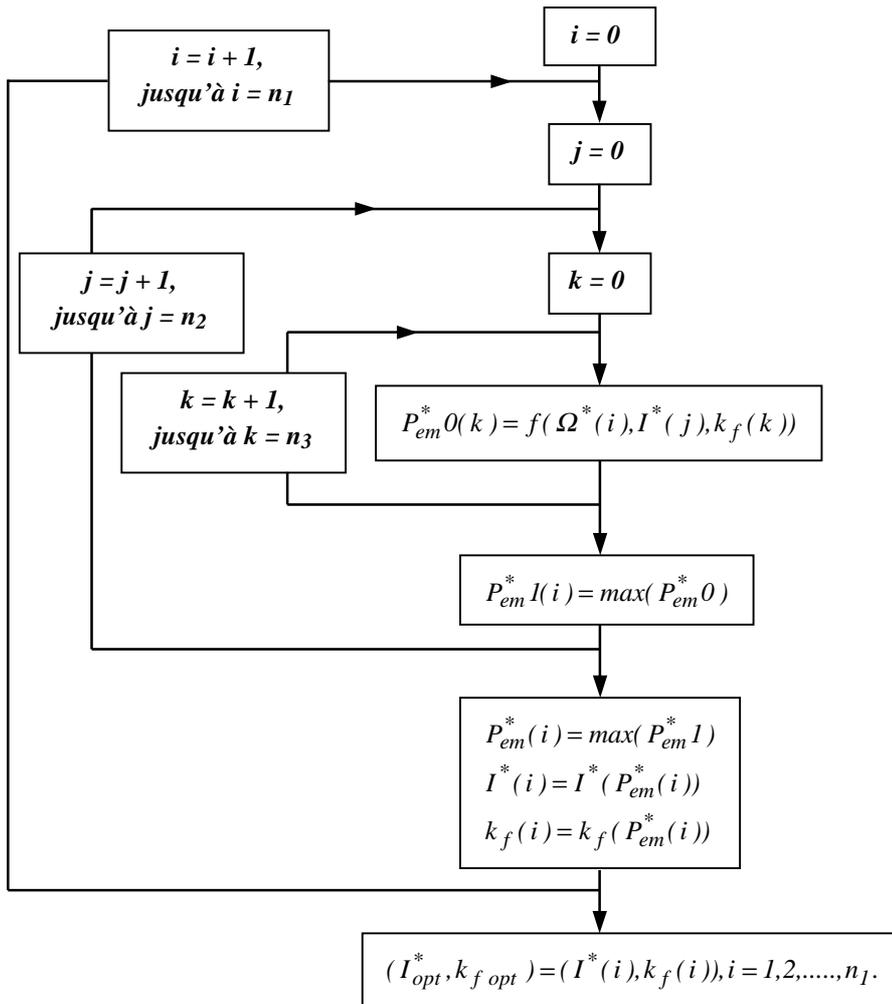


Fig. 3.41 – Algorithme de la stratégie $(P_{em}^*)_{max}$ avec double excitation ($V^* \leq 1$ et $I^* \leq 1$).

En fait, pour calculer P_{em}^* , on calcule d'abord l'angle ψ en résolvant l'équation (3.104). L'angle ψ , solution de cette équation, est fonction du courant I^* et du coefficient k_f , il est donné par :

$$\psi = \begin{cases} \text{Arc sin} \left(\frac{L_d^* \cdot k_f \cdot I^* - \sqrt{\Delta}}{L_d^{*2} \cdot I^{*2} (1 - \rho^2)} \right) & \text{pour } \rho \neq 1 \\ \text{Arc sin} \left(\frac{k_f^2 + L_d^{*2} \cdot I^{*2} - \left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*} \right)^2}{2 \cdot L_d^* \cdot k_f \cdot I^*} \right) & \text{pour } \rho = 1 \end{cases} \quad (3.114)$$

où

$$\Delta = L_d^{*2} \cdot I^{*2} \cdot \rho^2 \cdot \left(k_f^2 - (1 - \rho^2) \cdot L_d^{*2} \cdot I^{*2} + \left(\frac{1}{\rho^2} - 1 \right) \left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*} \right)^2 \right) \quad (3.115)$$

Les figure 3.42 et 3.43 donnent les variations de la puissance normalisée, du couple normalisé, du coefficient k_f de défluxage et de ψ , en fonction de la vitesse, pour $L_d^* = 0,5$ et $\rho = 3$. Le courant est constant et égal au courant maximum.

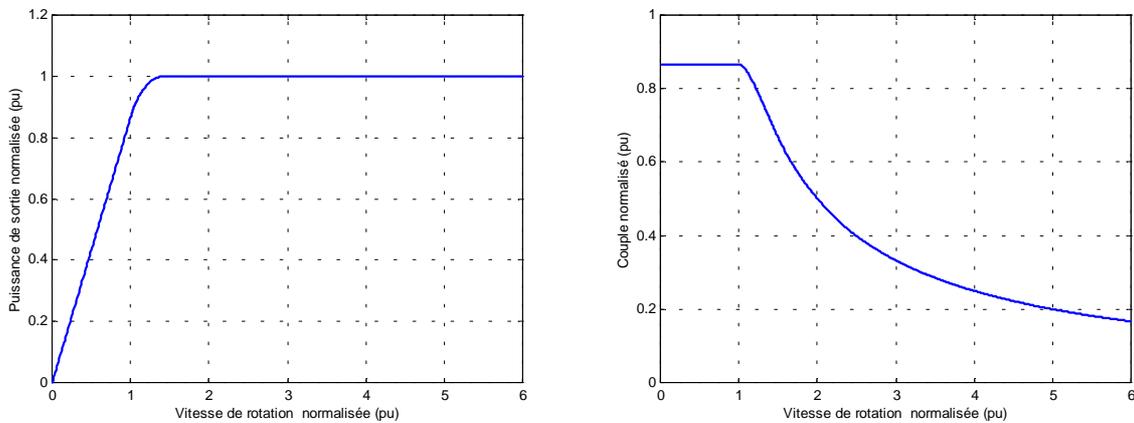


Fig. 3.42 – Puissance et couple normalisés en fonction de Ω^* , pour $L_d^* = 0,5$ et $\rho = 3$.

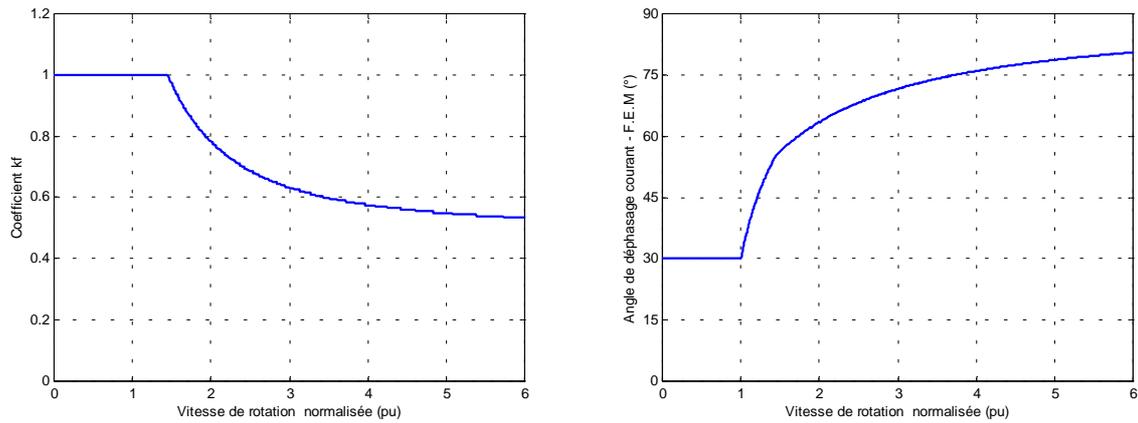


Fig. 3.43 – Coefficient d’excitation et angle ψ en fonction de Ω^* , pour $L_d^* = 0,5$ et $\rho = 3$.

La figure 3.44 donne les variations de la puissance normalisée, du couple normalisé, du courant normalisé et de ψ , en fonction de la vitesse, pour $L_d^* = 2$ et $\rho = 3$. Le coefficient d’excitation est constant et égal à l’unité.

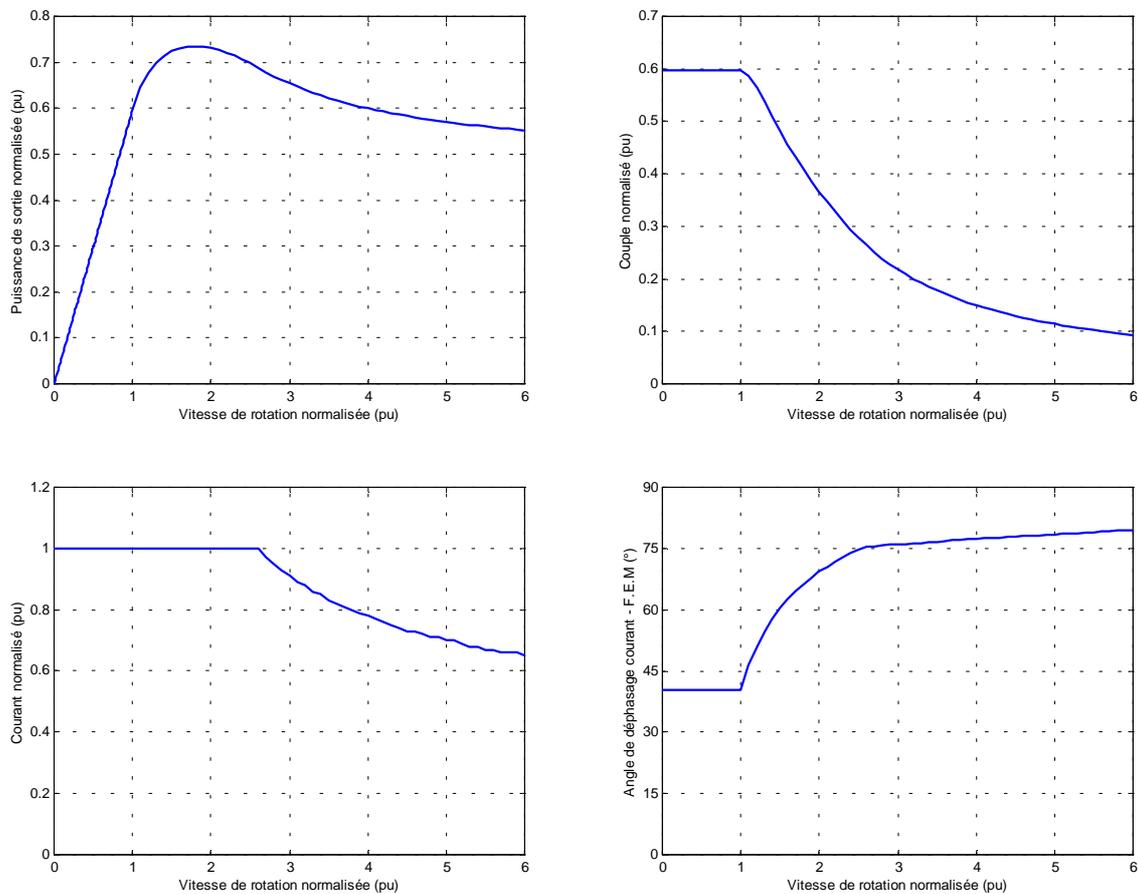


Fig. 3.44 – Différentes caractéristiques pour $L_d^* = 2$ et $\rho = 3$.

Le fait que le coefficient d'excitation reste constant et égal à un signifie que la double excitation ne permet pas d'augmenter les performances pour ce cas. Il semble en être de même pour toutes les machines où $L_d^* > 1$. Pour les machines où $L_d^* < 1$, la double excitation permet d'améliorer les performances. La double excitation permet, au delà d'une certaine vitesse, de fonctionner à facteur de puissance unitaire [S1]. Cette vitesse est celle pour laquelle le facteur de puissance est égal à un, lorsque la double excitation n'est pas utilisée. Son expression est donnée par l'équation (3.99).

La figure 3.45 montre la trajectoire suivie pour la stratégie de commande adoptée pour $L_d^* = 0,5$ et $\rho = 3$ dans le plan (i_d^*, i_q^*) .

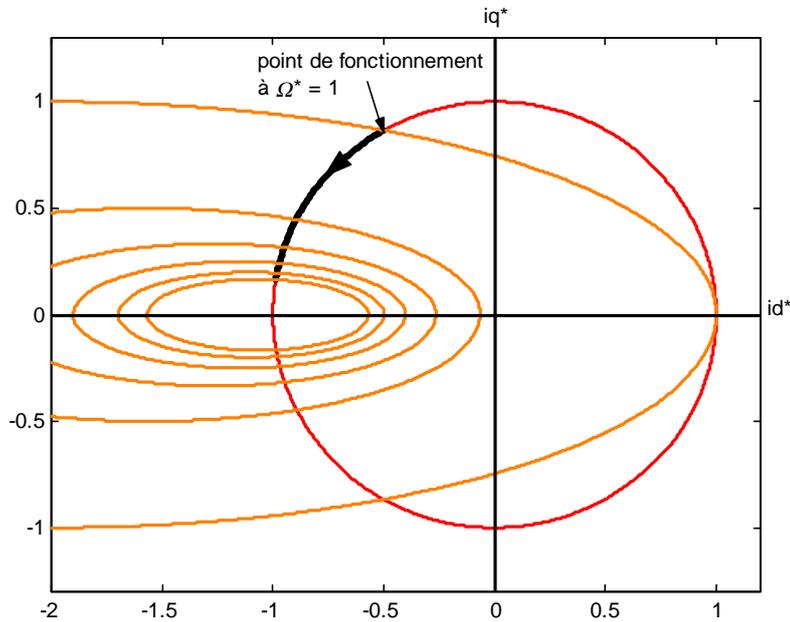


Fig. 3.45 – Représentation de la trajectoire de commande dans le plan (i_d^*, i_q^*) .

La vitesse de fonctionnement à puissance constante est dans ce cas infinie. Au fur et à mesure que la vitesse augmente les ellipses vont se rétrécir, le coefficient d'excitation tend vers la valeur de L_d^* . Le centre de l'ellipse tension limite va tendre vers le point de coordonnées $(-1, 0)$.

Au delà de la vitesse de base, le coefficient d'excitation va être maintenu constant est égal à l'unité jusqu'à la vitesse donnée par l'équation (3.99). Au delà de cette dernière, le coefficient d'excitation aura pour expression :

$$k_f = \frac{\rho \cdot L_d^* \cdot V_{max}^{*2} + L_d^{*3} \cdot \rho^2 \cdot \Omega^{*2}}{\Omega^* \cdot L_d^* \cdot \rho \cdot \sqrt{V_{max}^{*2} + (\Omega^* \cdot L_d^* \cdot \rho)^2}} \quad (3.116)$$

Il est clair que lorsque la vitesse tend vers l'infini, le coefficient d'excitation tendra vers la valeur de L_d^* . L'expression de k_f est déterminée en résolvant le système d'équation (3.98), avec prise en compte de la double excitation.

Dans le cas des machines où le coefficient de défluxage $k_{f \min}$ est supérieur à L_d^* , la vitesse maximale qu'il est possible d'atteindre est finie. L'expression de cette vitesse est donnée par :

$$\Omega_{max}^* = \frac{V_{max}^*}{(k_{f \min} - L_d^*)} \quad (3.117)$$

Pour ce type d'entraînement, au delà de la vitesse de base, la puissance normalisée P_{em}^* va croître jusqu'à atteindre la valeur de 1. Elle va être égale à 1, jusqu'à une certaine vitesse, puis elle va décroître jusqu'à s'annuler pour Ω_{max}^* . La vitesse normalisée Ω^* à partir de laquelle la puissance normalisée va décroître est la solution de l'équation (3.117), avec $k_f = k_{f \min}$.

Cette étude montre que la double excitation n'apporte pas d'amélioration des performances maximales pour les machines avec $L_d^* > 1$. Pour les machines pour lesquelles L_d^* est inférieure à 1, il suffit d'avoir $k_{f \min} = L_d^*$ pour avoir une plage de vitesse infinie. Dans ce qui suit, nous allons étudier l'apport de la double excitation sur l'ensemble du plan couple-vitesse.

III.7 Commande optimale des machines à double excitation, étude sur l'ensemble du plan couple-vitesse

Afin de formuler des conclusions fiables concernant le dimensionnement des machines à double excitation, il est nécessaire d'étudier leur fonctionnement sur l'ensemble du plan couple-vitesse. Figure 3.46, on voit la variation du couple et de la vitesse en fonction du temps sur un cycle de fonctionnement. Ce cycle de fonctionnement, communément appelé cycle CEN, est utilisé pour estimer la consommation d'un véhicule.

Sur la figure 3.47, on voit dans le plan couple-vitesse, que se ne sont pas les zones des caractéristiques maximales qui sont les plus sollicitées. Il est donc nécessaire d'étudier l'apport de la double excitation par rapport à un fonctionnement sur l'ensemble des zones du plan Couple/Vitesse. Des travaux de recherches ont déjà été entrepris dans ce sens pour les machines à simple et double excitation [F2][N1][T1].

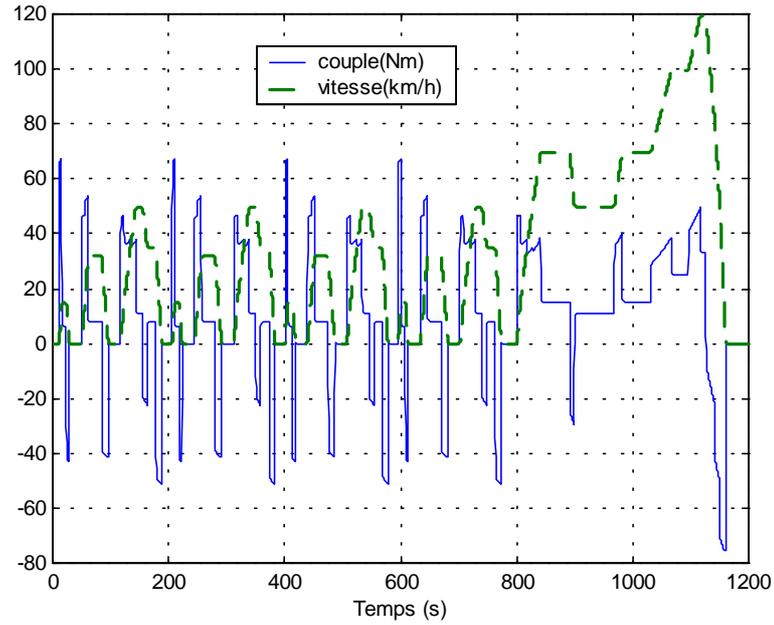


Fig. 3. 46 – Caractéristiques Couple et Vitesse sur un cycle CEN.

Fig. 3.47 – Histogramme dans le plan Couple/Vitesse.

Pour un point de fonctionnement (couple, vitesse) donné, il est possible de trouver plusieurs triplets (I^*, ψ, k_f) pouvant y répondre. La stratégie de commande adoptée est celle qui permet d'optimiser le rendement énergétique, et par suite de réduire la consommation et les coûts, et d'augmenter l'autonomie. A la figure 3.48, on donne l'algorithme de cette stratégie. n_1, n_2, n_3 et

n_4 dépendent respectivement de l'intervalle et du pas de variation de la vitesse normalisée, du couple normalisé, de l'angle ψ et du coefficient d'excitation.

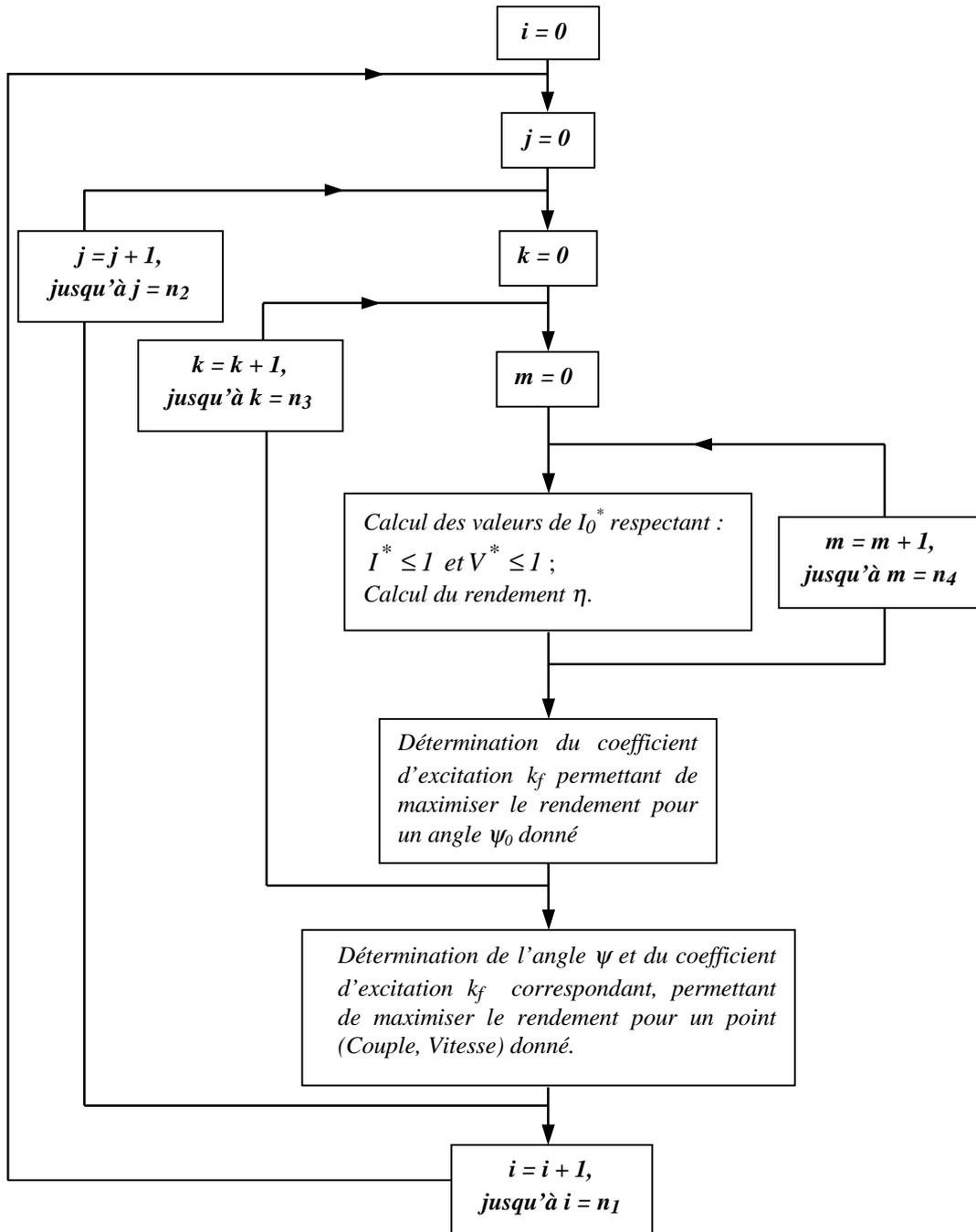


Fig. 3.48 – Algorithme de la stratégie permettant de maximiser le rendement.

A partir de l'expression du couple (3.118), il est possible de trouver une fonction liant les composantes dans le référentiel de Park du courant I_0^* (3.119), ou une relation entre le module de ce courant et son déphasage ψ_0 par rapport à la F.E.M (3.120).

$$C_{em}^* = \frac{i_{0q}^*}{V_{max}^*} \cdot (k_f + L_d^* \cdot (1 - \rho) \cdot i_{0d}^*) \quad (3.118)$$

$$i_{0q}^* = \frac{C_{em}^* \cdot V_{max}^*}{(k_f + L_d^* \cdot (1 - \rho) \cdot i_{0d}^*)} \quad (3.119)$$

$$I_0^* = \frac{-\cos \psi_0 \cdot k_f + \sqrt{(\cos \psi_0 \cdot k_f)^2 + 2 \cdot C_{em}^* \cdot V_{max}^* \cdot (\rho - 1) \cdot L_d^* \cdot \sin(2\psi_0)}}{(\rho - 1) \cdot L_d^* \cdot \sin(2\psi_0)} \quad (3.120)$$

Pour un point de fonctionnement (couple, vitesse) donné, il s'agira de trouver le couple (ψ_0 , k_f) ou (i_{0d}^* , k_f) permettant de maximiser le rendement tout en respectant les contraintes en courant et en tension.

$$I^* \leq 1 \quad \text{et} \quad V^* \leq 1 \quad (3.121)$$

L'expression du courant normalisé est donnée par l'équation suivante :

$$I^* = \sqrt{\left(i_{0d}^* - \frac{\Omega^* \cdot \rho \cdot L_d^*}{R_f^*} \cdot i_{0q}^* \right)^2 + \left(i_{0q}^* + \frac{\Omega^* \cdot (k_f + L_d^* \cdot i_{0q}^*)}{R_f^*} \right)^2} \quad (3.122)$$

L'expression de la tension normalisée est donnée par l'équation (3.55). On donne sur la figure 3.48, l'algorithme de cette stratégie.

Pour les machines à pôles lisses, il est possible de déterminer les expressions analytiques des composantes dans l'axe direct et en quadrature du courant normalisé I_0^* permettant de maximiser le rendement pour chaque point du plan couple-vitesse. Ces composantes sont fonction du coefficient d'excitation k_f .

La démarche suivie est la suivante :

Les pertes joules peuvent être exprimées, en fonction des composantes dans l'axe direct et en quadrature du courant I_0^* , et de k_f , comme suit :

$$P_J^* = \frac{R_a^*}{V_{max}^*} \cdot \left[\left(i_{0d}^* - \frac{\Omega^* \cdot \rho \cdot L_d^*}{R_f^*} \cdot i_{0q}^* \right)^2 + \left(i_{0q}^* + \frac{\Omega^* \cdot (k_f + L_d^* \cdot i_{0q}^*)}{R_f^*} \right)^2 \right] + \frac{R_e^* \cdot I_e^{*2}}{\beta} \quad (3.123)$$

Les pertes fer peuvent également être exprimées, en fonction des composantes dans l'axe direct et en quadrature du courant I_0^* , comme suit :

$$P_f^* = \frac{R_f^*}{V_{max}^*} \cdot \left[\left(\frac{\Omega^* \cdot \rho \cdot L_d^*}{R_f^*} \cdot i_{0q}^* \right)^2 + \left(\frac{\Omega^* \cdot (k_f + L_d^* \cdot i_{0q}^*)}{R_f^*} \right)^2 \right] \quad (3.124)$$

L'expression du couple est donnée par l'équation (3.118). Pour les machines à pôles lisses, ρ égal à 1, le couple s'exprime alors :

$$C_{em}^* = \frac{i_{0q}^* \cdot k_f}{V_{max}^*} \quad (3.125)$$

On peut dans ce cas exprimer la composante dans l'axe en quadrature du courant I_0 , comme suit :

$$i_{0q}^* = \frac{C_{em}^* \cdot V_{max}^*}{k_f} \quad (3.126)$$

Pour un couple, une vitesse et un courant d'excitation donnés, on peut déterminer la composante dans l'axe direct permettant de minimiser les pertes (3.127).

$$P^* = P_J^* + P_f^* \quad (3.127)$$

L'expression de cette composante est donnée par [M1] :

$$i_{0d}^* = \frac{-\Omega^* \cdot L_d^* \cdot k_f \cdot (R_a^* + R_f^*)}{[R_f^{*2} \cdot R_a^* + \Omega^{*2} \cdot L_d^{*2} \cdot (R_a^* + R_f^*)]} \quad (3.128)$$

Il faut cependant vérifier que cette valeur appartient à l'intervalle des valeurs de i_{0d}^* pour lesquelles les contraintes en courant et en tension sont respectées.

L'intervalle des valeurs de i_{0d}^* , pour le quel la contrainte en courant est respectée, est donné par :

$$i_{0d}^* \in \left[(i_{0d}^*)_1, (i_{0d}^*)_2 \right] \quad (3.129)$$

avec, $(i_{0d}^*)_1$ et $(i_{0d}^*)_2$ qui sont solution de l'équation suivante :

$$I^* = I \Leftrightarrow A_1 \cdot i_{0d}^{*2} + B_1 \cdot i_{0d}^* + C_1 = 0 \quad (3.130)$$

où,

$$A_1 = \left(1 + \left(\frac{\Omega^* \cdot L_d^*}{R_f^*} \right)^2 \right) \quad B_1 = 2 \cdot \left(\frac{\Omega^{*2} \cdot k_f \cdot L_d^*}{R_f^{*2}} \right)$$

$$C_1 = \frac{(\Omega^* \cdot L_d^* \cdot C_{em}^* \cdot V_{max}^*)^2 + (C_{em}^* \cdot V_{max}^* \cdot R_f^* + \Omega^* \cdot k_f^2)^2}{(k_f \cdot R_f^*)^2} - I$$

L'intervalle des valeurs de i_{0d}^* pour lequel la contrainte en tension est respectée est, lui, donné par :

$$i_{0d}^* \in \left[(i_{0d}^*)_1, (i_{0d}^*)_2 \right] \quad (3.131)$$

avec, $(i_{0d}^*)_1$ et $(i_{0d}^*)_2$ solutions de l'équation suivante :

$$V^* = I \Leftrightarrow A_2 \cdot i_{0d}^{*2} + B_2 \cdot i_{0d}^* + C_2 = 0 \quad (3.132)$$

où,

$$A_2 = L_d^{*2} \cdot \Omega^{*2} \cdot \left(1 + \frac{R_a^*}{R_f^*} \right)^2 + R_a^{*2}, \quad B_2 = 2 \cdot L_d^* \cdot k_f \cdot \Omega^{*2} \cdot \left(1 + \frac{R_a^*}{R_f^*} \right),$$

$$C_2 = \left[k_f \cdot \Omega^* \cdot \left(1 + \frac{R_a^*}{R_f^*} \right) + \frac{R_a^* \cdot C_{em}^* \cdot V_{max}^*}{k_f} \right]^2 + \left[\frac{L_d^* \cdot \Omega^* \cdot C_{em}^* \cdot V_{max}^*}{k_f} \cdot \left(1 + \frac{R_a^*}{R_f^*} \right) \right]^2 - V_{max}^{*2}$$

Une résolution numérique permet de déterminer le coefficient d'excitation permettant de maximiser le rendement. On présente sur la figure 3.49, l'algorithme de cette résolution. Etant donné que le module du courant I^* et l'angle de déphasage ψ sont fonctions du coefficient d'excitation, il est ainsi possible, pour chaque point du plan couple-vitesse de déterminer le triplet (I^*, ψ, k_f) permettant de maximiser le rendement. n_1 , n_2 , et n_3 dépendent respectivement de l'intervalle et du pas de variation de la vitesse normalisée, du couple normalisé et du coefficient d'excitation.

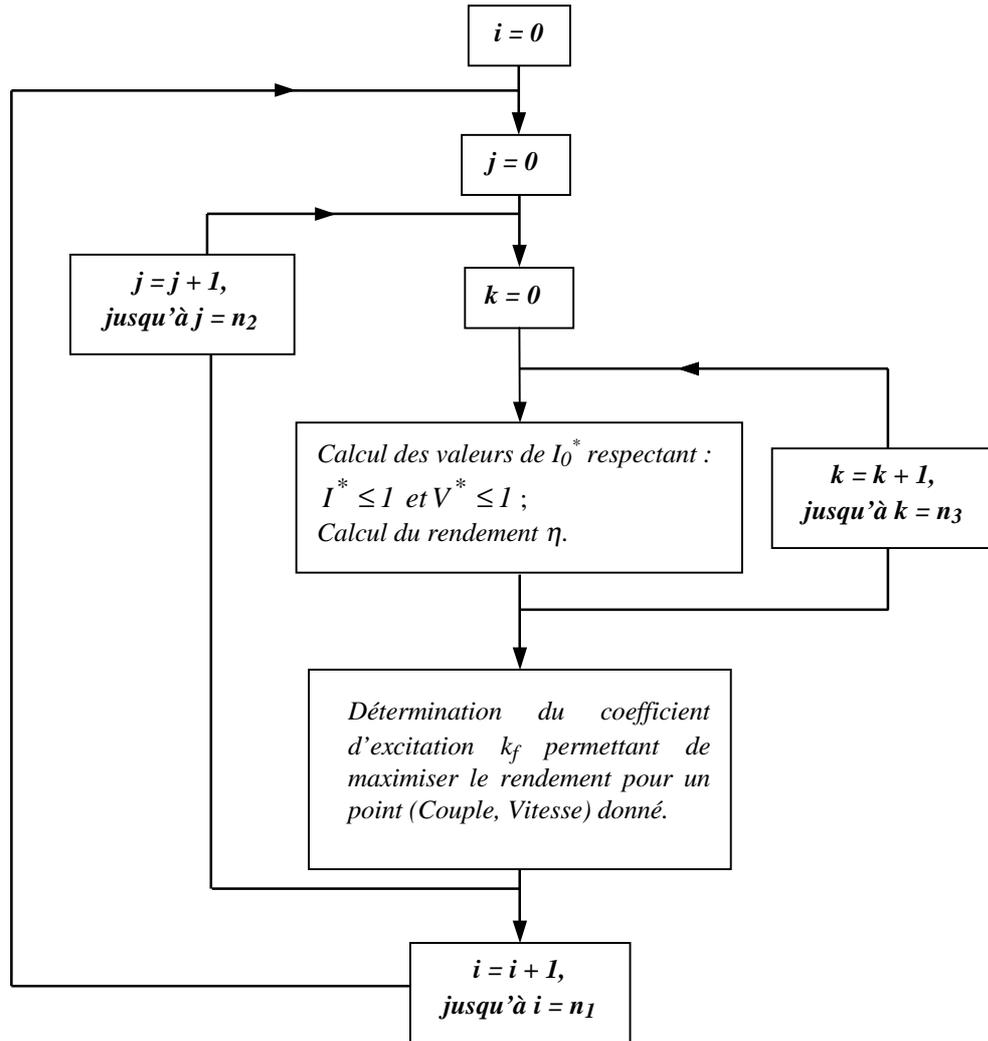


Fig. 3.49 – Algorithme de la stratégie de commande optimale.

Pour estimer l'apport de la double excitation nous avons effectué le calcul des isorendements pour deux machines à pôles lisses, ayant le même taux d'hybridation, les mêmes niveaux de pertes, mais qui diffèrent par leurs réactions magnétiques d'induit.

Machine 1 : $\alpha = 1, L_d^* = 0,5, \rho = 1, R_a^* = 0,1, R_f^* = 20, R_e^* = 1, k_{exc}^* = 1, \beta = 27$

Machine 2 : $\alpha = 1, L_d^* = 2, \rho = 1, R_a^* = 0,1, R_f^* = 20, R_e^* = 1, k_{exc}^* = 1, \beta = 27$

Pour les deux machines, le taux d'hybridation est égal à 1. Cela veut dire que la double excitation ne sert qu'à défluxer la machine. Les valeurs normalisées des différents paramètres sont choisies sur la base d'essais effectués sur une machine à double excitation développée au "LESiR" (§ II.3.5.b.6). Nous abordons dans le chapitre 5 l'étude expérimentale de quelques structures à double excitations.

La figure 3.50 présente les isovaleurs de rendement pour ces deux machines. La stratégie adoptée, pour chaque point du plan couple-vitesse, est celle qui permet de maximiser le rendement sans usage de la double excitation, dans un premier temps.

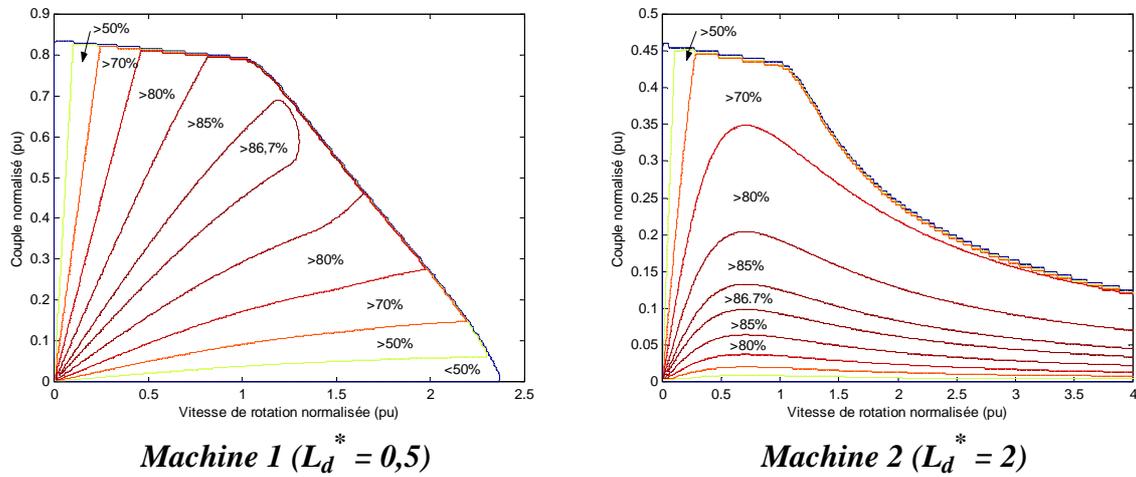


Fig. 3.50 – Isovaleurs de rendement sans double excitation.

Sur la figure suivante sont représentées les isovaleurs de rendement pour les deux machines, avec, cette fois, utilisation de la double excitation. En traits entrecoupés, on voit les isovaleurs de rendement sans double excitation et en traits pleins les isovaleurs de rendement avec double excitation.

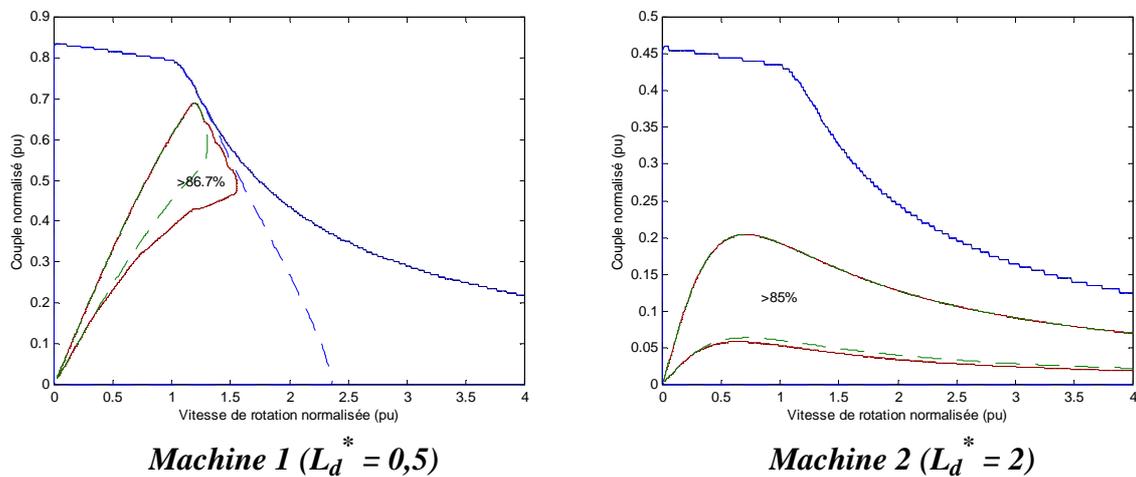


Fig. 3.51 – Isovaleurs de rendement avec double excitation.

Pour des raisons de clarté, nous n'avons représenté qu'une seule courbe d'isorendement dans les deux cas (sans (traits en pointillés) et avec (traits pleins) double excitation), pour les deux machines. La double excitation améliore les performances des machines en terme de rendement. Elle permet une optimisation énergétique des machines à aimants permanents.

La double excitation améliore particulièrement le fonctionnement des machines synchrones pour lesquelles $L_d^* < 1$. D'autre part, nous avons remarqué qu'il est nécessaire d'avoir un coefficient d'excitation qui puisse être inférieur à L_d^* afin d'élargir les zones d'isorendements.

III.7.1 Influence du taux d'hybridation

Le dimensionnement doit tenir compte du fait que les zones les plus sollicitées ne soient pas les zones des caractéristiques maximales. La double excitation à travers le taux d'hybridation permet d'optimiser le rendement de ces zones et du coût des aimants.

Supposons que la zone de fonctionnement la plus sollicitée soit centrée sur le point (C_{em}^*, Ω_0^*) du plan Couple/Vitesse. Il est possible de déterminer pour ce point de fonctionnement le taux d'hybridation α optimal permettant de maximiser le rendement. On donne sur la figure 3.52, l'algorithme de détermination de α_{opt} . n_1 et n_2 dépendent respectivement de l'intervalle et du pas de variation du taux d'hybridation et du coefficient d'excitation.

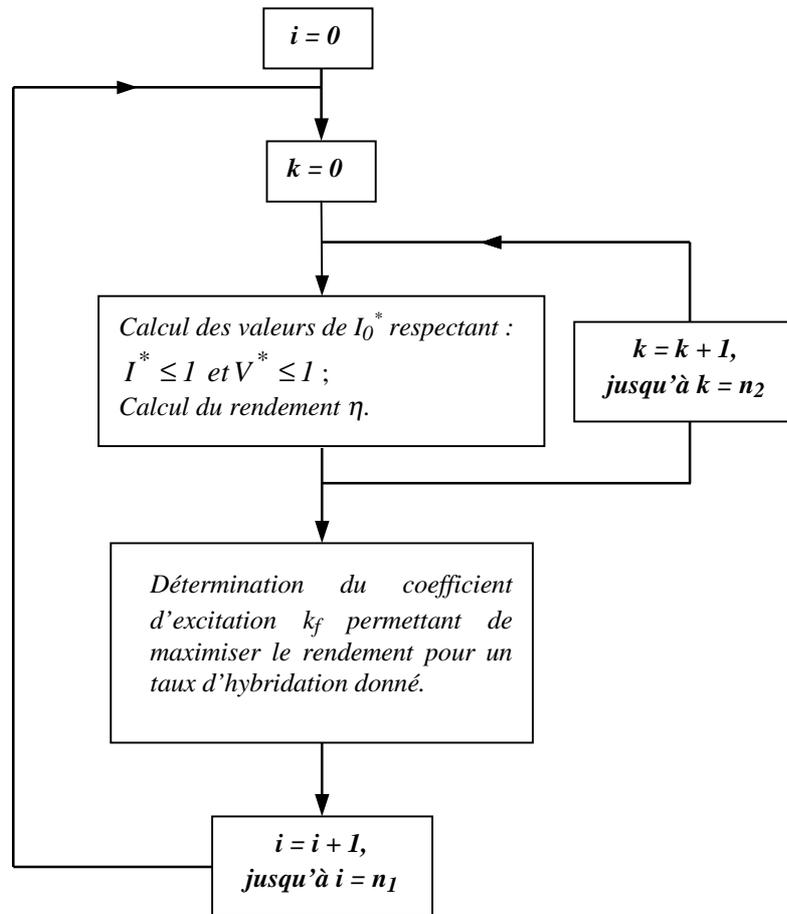


Fig. 3.52 – Algorithme de détermination de α_{opt} .

Supposons que la zone la plus sollicitée soit centrée sur le point de fonctionnement donné par :

$$C_{em0}^* = 0,2 \quad \text{et} \quad \Omega_0^* = 1,5$$

Nous allons voir quelle est la valeur du taux d'hybridation permettant de maximiser le rendement pour les machines suivantes :

Machine 1 : $L_d^* = 0,5, \rho = 1, R_a^* = 0,1, R_f^* = 20, R_e^* = 1, k_{exc}^* = 1, \beta = 27$

Machine 2 : $L_d^* = 2, \rho = 1, R_a^* = 0,1, R_f^* = 20, R_e^* = 1, k_{exc}^* = 1, \beta = 27$

Sur la figure suivante nous avons représenté la variation du rendement en fonction du taux d'hybridation pour ces deux machines.

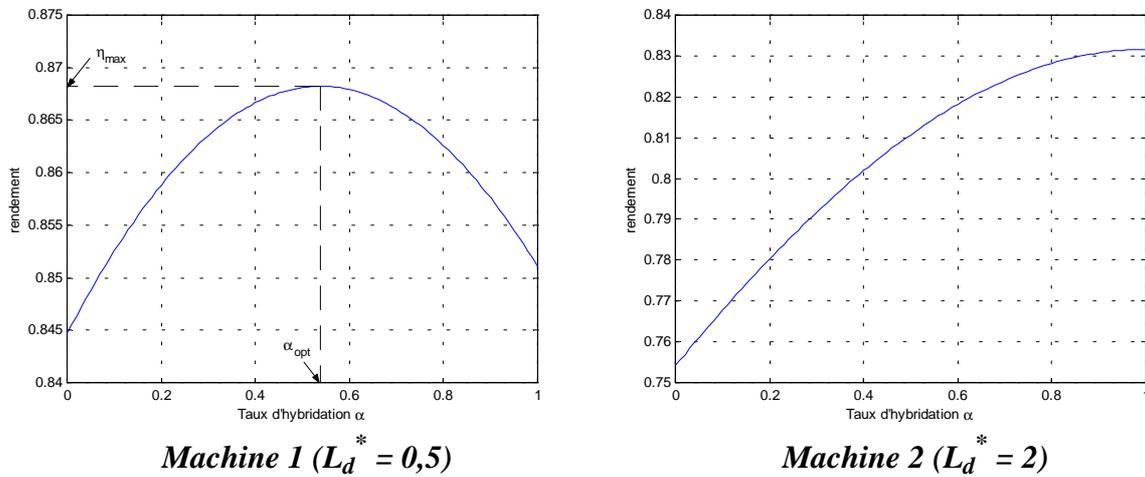


Fig. 3.53 – Variation du rendement en fonction de α

Sur la figure suivante nous avons représenté la variation du coefficient d'excitation en fonction du taux d'hybridation pour ces deux machines.

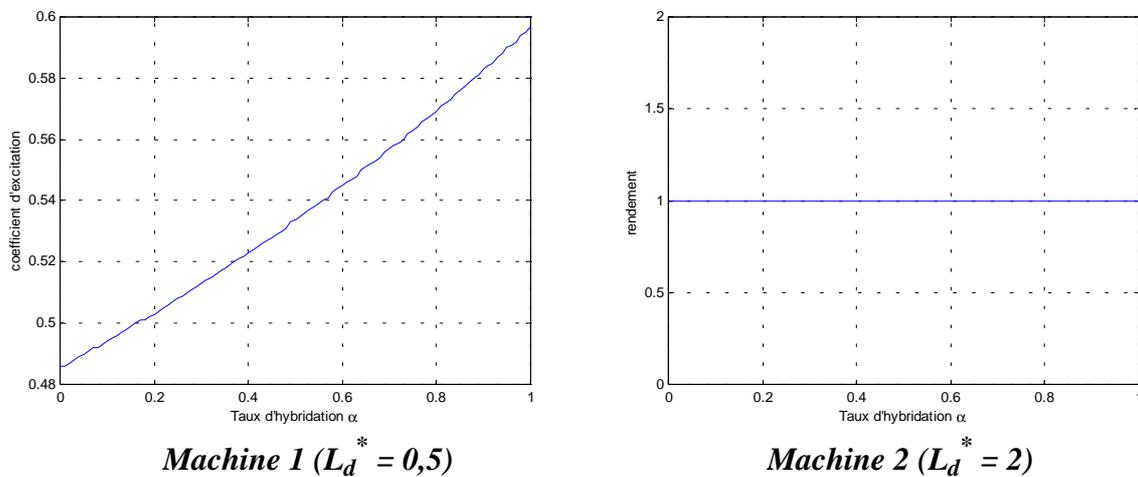


Fig. 3.54 – Variation de k_f en fonction de α

Pour la machine 1, le rendement présente un maximum pour un taux d'hybridation différent de l'unité ($\alpha \neq 1$). Il est donc possible pour cette machine, pour le cahier des charges imposé ($C_{em0}^* = 0,2$ et $\Omega_0^* = 1,5$) d'améliorer d'avantage le fonctionnement par rapport à un fonctionnement à taux d'hybridation unitaire.

Pour le point de rendement maximal, le taux d'hybridation est pratiquement égal au coefficient d'excitation ($\alpha_{opt} = k_f = 0,54$). Cela signifie que le flux d'excitation pour le point de fonctionnement ($C_{em0}^* = 0,2$ et $\Omega_0^* = 1,5$) est égal au flux d'excitation des aimants, le courant d'excitation est dans ce cas nul. Les pertes joules de l'excitation bobinée sont donc nulles (3.62). D'autres part, que le taux d'hybridation soit inférieur à l'unité signifie qu'il est possible de répondre au cahier des charges tout en réduisant le volume d'aimants. Pour répondre à la demande en couple maximum pour les vitesses inférieures à la vitesse de base il est nécessaire de pouvoir rajouter du flux par l'excitation bobinée.

Pour la machine 2, le rendement est une fonction croissante du taux d'hybridation. Le maximum est atteint pour un taux d'hybridation égal à l'unité. Pour le point (couple, vitesse) le plus sollicité, la double excitation ne permet pas d'améliorer d'avantage le fonctionnement. Il est, cependant, tout à fait possible de trouver un cahier des charges pour lequel il est possible d'améliorer le fonctionnement en agissant sur le taux d'hybridation pour cette machine.

Sur la figure suivante nous avons représenté les isovaleurs du rendement pour la machine 1, avec le taux d'hybridation optimal par rapport au cahier des charges.

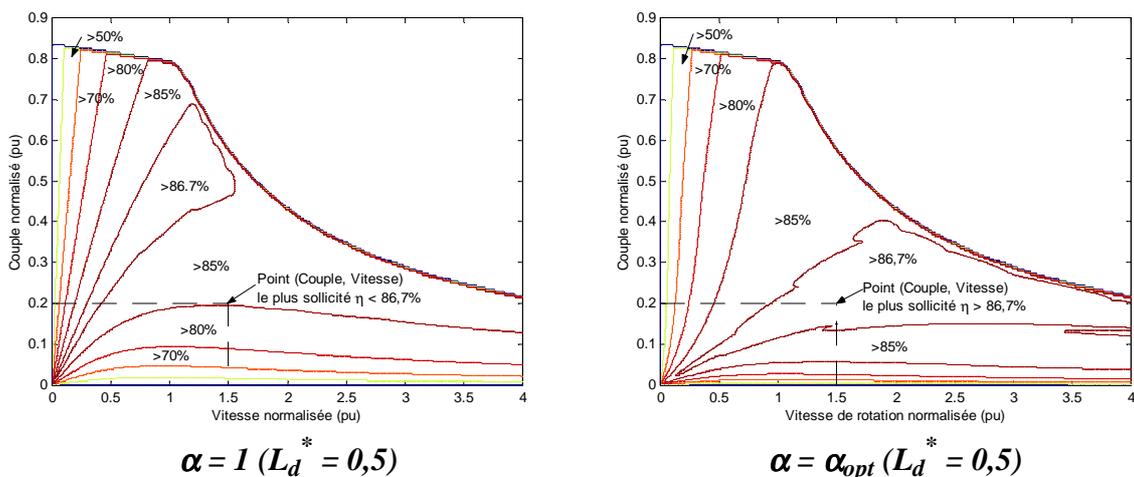


Fig. 3.55 – Isovaleurs de rendement, influence du taux d'hybridation.

On peut voir que, pour le taux d'hybridation optimal, l'on est arrivé à centrer la zone de rendement maximal sur le point de fonctionnement (C_{em}^* , Ω_0^*). La figure 3.56 montre les isovaleurs du coefficient d'excitation pour les deux cas.

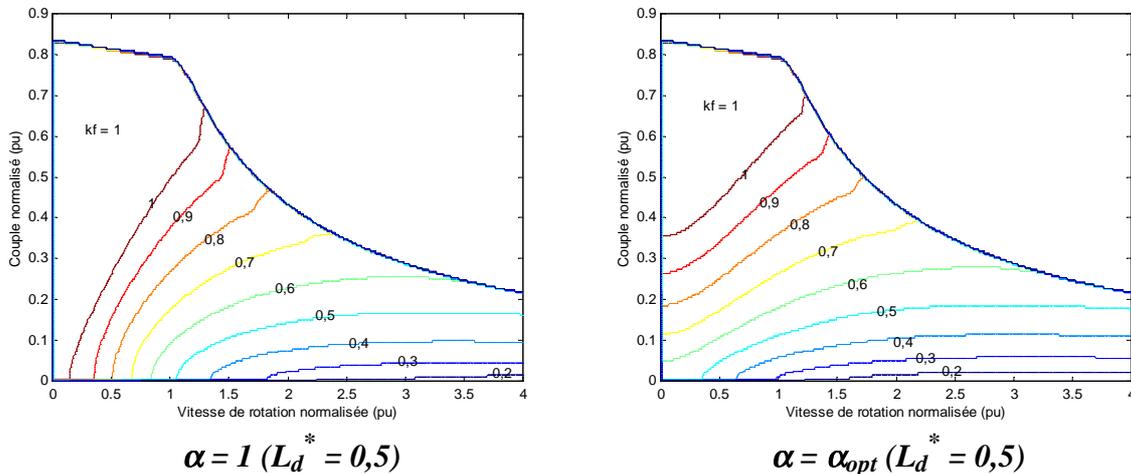


Fig. 3.56 – Isovaleurs du coefficient d'excitation pour les deux valeurs du taux d'hybridation.

III.8 Conclusion

Nous voyons, à travers l'étude des différentes stratégies de commande des machines hybrides, la confirmation de ce qui à été pressenti en conclusion du deuxième chapitre. La double excitation offre effectivement un degré de liberté supplémentaire pour la commande des machines synchrones. Au delà, elle permet un dimensionnement en adéquation avec le cahier des charges. L'étude des lois de commandes, sans et avec double excitation, a montré tout l'intérêt du concept dans l'amélioration des performances des machines synchrones. Sans double excitation les machines synchrones à aimants permanents ne peuvent fonctionner sur de larges plages de vitesse que si l'inductance normalisée d'axe d est supérieure à un ($L_d^* > 1$). Dans ce cas, le convertisseur est légèrement surdimensionné car la machine, à cause de l'inductance relativement importante, absorbe de la puissance réactive.

L'utilisation de la double excitation permet un meilleur dimensionnement de l'ensemble convertisseur-machine. Elle permet le fonctionnement sur de larges plages de vitesse même si la réaction magnétique d'induit est relativement faible ($L_d^* < 1$). Pour ces machines la double excitation permet de maximiser le rendement dans les zones désirées. Elle permet, de ce fait, une meilleure gestion de l'énergie embarquée.

Dans le cas où la double excitation permet d'annuler le flux inducteur, elle sécurise le fonctionnement en court-circuit. Le courant de court-circuit est dans ce cas nul.

Finalement, on peut dire que la double excitation permet, dans une certaine mesure, d'allier les avantages des machines synchrones à inducteur bobiné à celles des machines à aimants permanents [L2].

ANNEXE A.3.1

Compléments sur les équations de fonctionnement des machines synchrones à aimants permanents

Nous donnons dans cette annexe, un complément d'informations sur les équations présentées dans ce chapitre. Nous expliciterons les démonstrations de quelques expressions.

A.3.1.1 Angle limite de stabilité

La définition de l'angle limite de stabilité est donnée dans le paragraphe (III.3). Cet angle est solution de l'équation suivante :

$$\frac{dC_{em}^*}{d\delta} = 0 \Leftrightarrow 2 \cdot \left(\frac{1}{\rho} - 1 \right) \left(\frac{V^* \cdot V_{max}^*}{k_f \cdot \Omega^*} \right) \cos^2 \delta + \cos \delta - \left(\frac{1}{\rho} - 1 \right) \left(\frac{V^* \cdot V_{max}^*}{k_f \cdot \Omega^*} \right) = 0 \quad (\text{A.3.1.1})$$

Cette équation possède deux solutions :

$$\begin{cases} (\cos \delta)_1 = \frac{-1 + \sqrt{\Delta_I}}{4 \cdot \left(\frac{1}{\rho} - 1 \right) \left(\frac{V^* \cdot V_{max}^*}{k_f \cdot \Omega^*} \right)} \\ (\cos \delta)_2 = \frac{-1 - \sqrt{\Delta_I}}{4 \cdot \left(\frac{1}{\rho} - 1 \right) \left(\frac{V^* \cdot V_{max}^*}{k_f \cdot \Omega^*} \right)} \end{cases} \quad (\text{A.3.1.2})$$

avec ;

$$\Delta_I = 1 + 8 \cdot \left(\frac{1}{\rho} - 1 \right)^2 \cdot \left(\frac{V^* \cdot V_{max}^*}{k_f \cdot \Omega^*} \right)^2 \quad (\text{A.3.1.3})$$

Les angles correspondants aux solutions (A.3.1.2) existent si les inégalités suivantes sont vérifiées :

$$|(\cos \delta)_1| \leq 1 \quad \text{et} \quad |(\cos \delta)_2| \leq 1 \quad (\text{A.3.1.4})$$

L'inégalité concernant la première solution est tout le temps vérifiée. L'inégalité concernant la deuxième solution n'est respectée que si :

$$\left| \frac{1}{\rho} - 1 \right| \cdot \left(\frac{V^* \cdot V_{max}^*}{k_f \cdot \Omega^*} \right) \geq 1 \quad (\text{A.3.1.5})$$

Dans tous les cas, la solution qui correspond à un maximum de C_{em}^* est $(\cos\delta)_1$. L'angle correspondant est donné par l'équation (3.25). Il est exprimé dans cette équation en grandeurs réelles. Son expression en grandeurs normalisées est donnée par l'équation suivante :

$$\delta_{lim} = \text{Arc cos} \left(\frac{-1 + \sqrt{1 + 8 \cdot \left(\frac{1}{\rho} - 1 \right)^2 \cdot \left(\frac{V^* \cdot V_{max}^*}{k_f \cdot \Omega^*} \right)^2}}{4 \cdot \left(\frac{1}{\rho} - 1 \right) \cdot \left(\frac{V^* \cdot V_{max}^*}{k_f \cdot \Omega^*} \right)} \right) \quad (\text{A.3.1.6})$$

Dans les cas où l'inégalité (A.3.1.5) est respectée, le fonctionnement moteur stable correspond à :

$$\delta \in [\delta_1, \delta_{lim}] \text{ et } \delta \in [-\delta_1, -\delta_2] \quad (\text{A.3.1.7})$$

avec ;

$$\delta_1 = \text{Arc cos} \left(\frac{k_f \cdot \Omega^*}{V^* \cdot V_{max}^* \cdot \left(1 - \frac{1}{\rho} \right)} \right) \quad (\text{A.3.1.8})$$

$$\delta_2 = \text{Arc cos} \left(\frac{-k_f \cdot \Omega^* \cdot \left(1 + \sqrt{1 + 8 \cdot \left(\frac{1}{\rho} - 1 \right)^2 \cdot \left(\frac{V^* \cdot V_{max}^*}{k_f \cdot \Omega^*} \right)^2} \right)}{4 \cdot V^* \cdot V_{max}^* \cdot \left(\frac{1}{\rho} - 1 \right)} \right) \quad (\text{A.3.1.9})$$

Les angles δ_1 et δ_2 sont compris entre 0 et $\pi/2$.

Dans le paragraphe (III.3), la courbe de la figure 3.5 est tracée pour une machine pour laquelle :

$$\rho = 1,5 \text{ et } L_d^* = 1,2$$

avec ;

$$V^* = 1, \Omega^* = 1 \text{ et } k_f = 1$$

L_d^* est l'inductance normalisée dans l'axe d (§ III.4).

Pour cette machine, si $k_f = 0,25$, la plage de fonctionnement moteur stable est donnée par l'équation (A.3.1.7). On peut voir sur la figure A.3.1 la variation du couple électromagnétique en fonction de l'angle interne dans ce cas.

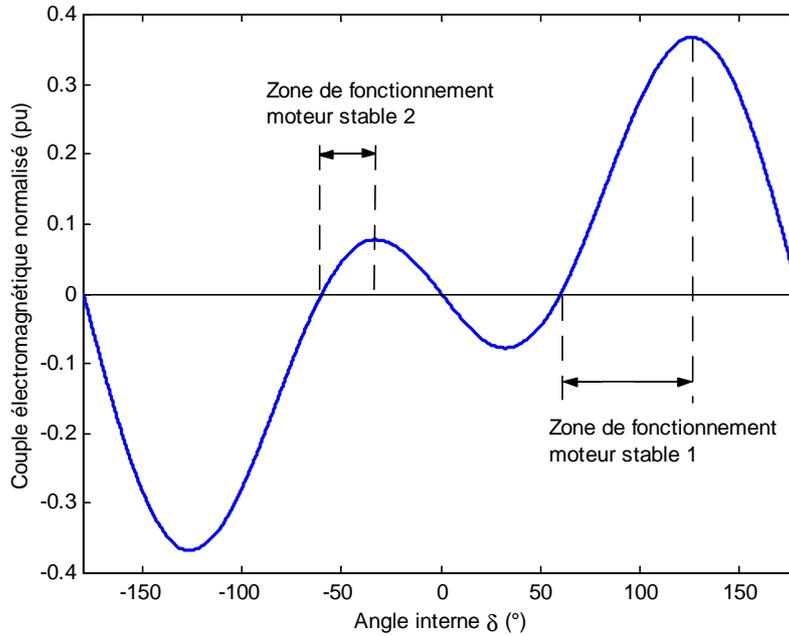


Fig. A.3.1.1 – Variation du couple normalisé en fonction de δ .

A.3.1.2 Angle ψ permettant de maximiser le couple

Pour trouver l'angle ψ permettant de maximiser le couple il suffit de résoudre l'équation suivante :

$$\frac{dC_{em}^*}{d\psi} = 0 \Leftrightarrow 2.L_d^*.I^*.(1-\rho).\sin^2 \psi - k_f.\sin \psi - L_d^*.I^*.(1-\rho) = 0 \quad (\text{A.3.1.10})$$

Cette équation possède deux solutions :

$$\begin{cases} (\sin \psi)_1 = \frac{k_f - \sqrt{\Delta_2}}{4.L_d^*.(1-\rho).I^*} \\ (\sin \psi)_2 = \frac{k_f + \sqrt{\Delta_2}}{4.L_d^*.(1-\rho).I^*} \end{cases} \quad (\text{A.3.1.11})$$

avec ;

$$\Delta_2 = k_f^2 + 8.L_d^{*2} .(1-\rho)^2 .I^{*2} \quad (\text{A.3.1.12})$$

A ce point il faut déterminer, si les angles correspondant aux solutions (A.3.1.11) existent. Il faut déterminer les conditions pour lesquelles :

$$|(\sin \psi)_1| \leq 1 \quad \text{et} \quad |(\sin \psi)_2| \leq 1 \quad (\text{A.3.1.13})$$

L'inégalité concernant la première solution est tout le temps vérifiée. L'inégalité concernant la deuxième solution n'est respectée que si :

$$\frac{L_d^* .|1-\rho|.I^*}{k_f} \geq 1 \quad (\text{A.3.1.14})$$

Dans tous les cas, la solution qui correspond à un maximum de C_{em}^* est $(\sin \psi)_1$. L'angle correspondant est donné par l'équation (3.29). Il est exprimé dans cette équation en grandeurs réelles. Son expression en grandeurs normalisées est donnée par l'équation (3.81).

Le facteur de puissance, pour la stratégie de commande avant la vitesse de base (§ III.5.2), est obtenu en remplaçant l'expression de l'angle ψ_{opt} dans l'équation du couple donnée par (3.45). On obtient alors l'expression donnée par l'équation (3.71).

A.3.1.3 Fonctionnement à un couple supérieur au couple nominal

Lors d'une demande en couple supérieur au couple nominal, nous avons vu, au paragraphe (III.5.2), qu'il est nécessaire que le courant soit supérieur au courant nominal. La contrainte en courant n'est donc pas respectée. Le respect ou non de la contrainte en tension dépend lui du rapport entre la valeur du couple demandé et du jeu de paramètres (L_d^*, ρ) .

La figure A.3.1.2 montre la variation du couple normalisé, pour une machine avec ($L_d^* = 0,5$ et $\rho = 3$), en fonction de l'angle interne δ à la vitesse de base ($\Omega^* = 1$), pour la tension maximale ($V^* = 1$) et le flux maximal ($k_f = 1$).

Pour l'angle δ_{opt} le couple normalisé est égal à 0,866 (le courant normalisé est égal à 1). Pour l'angle δ_{lim} le couple normalisé est égal à 2,6, soit trois fois le couple normalisé pour l'angle δ_{opt} . Il est donc possible, dans le respect de la contrainte en tension, d'imposer un couple valant jusqu'à trois fois le couple nominal. Bien sûr la contrainte en courant n'est pas respectée. Le courant normalisé est égal à 3,6 pour l'angle δ_{lim} .

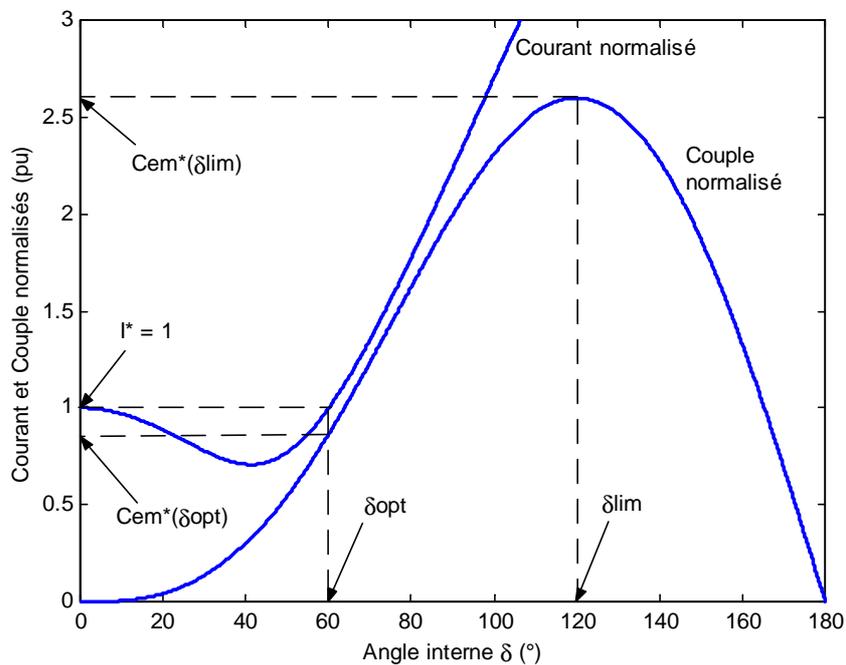


Fig. A.3.1.2 – Variation du couple et courant normalisés en fonction de δ .

Si une demande en couple quatre fois supérieure au couple nominal est à un moment donné nécessaire, même en augmentant le courant indéfiniment il ne nous sera pas possible d'y répondre compte-tenu du jeu de paramètres (L_d^* , ρ). Par contre si la contrainte en tension n'est plus respectée et qu'il est possible d'augmenter la tension d'alimentation, il est possible de répondre à cette demande en couple. L'augmentation minimale en tension pour pouvoir répondre au couple demandé est de 23.5 %. Nous avons tracé sur la figure A.3.1.3, la variation du couple normalisé en fonction de l'angle interne pour la tension maximale et une tension d'alimentation supérieure de 23.5 % à la tension maximale.

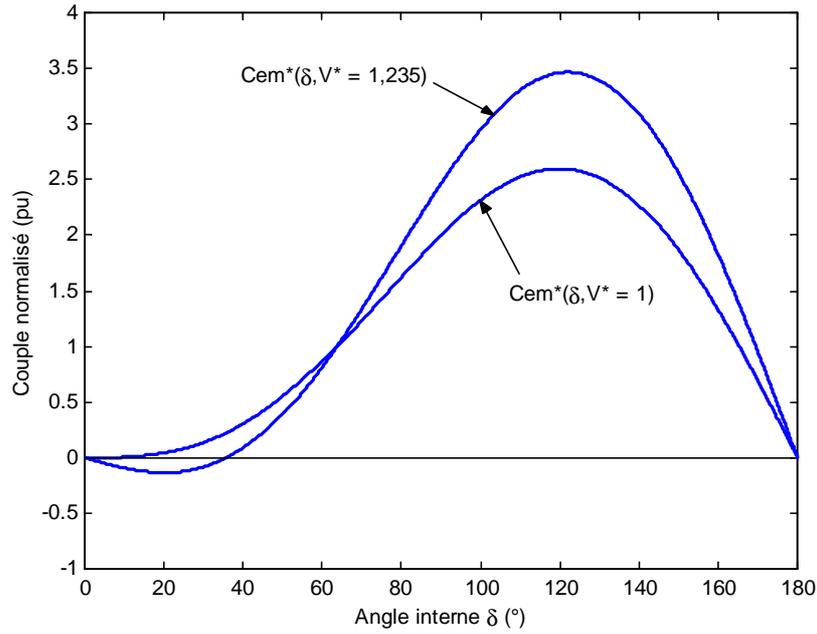


Fig. A.3.1.3 – Variation du couple et courant normalisés en fonction de δ .

Pour $V^* = 1.235$, on obtient pour δ_{lim} un couple normalisé 4 fois supérieur au couple nominal. Le courant normalisé vaut dans ce cas 4,11.

A.3.1.4 Facteur de puissance pour la stratégie de commande avant la vitesse de base (§ III.5.2)

Le facteur de puissance est le rapport de la puissance active sur la puissance apparente :

$$F_p = \frac{P_{em}}{V.I} = \cos \varphi = \cos(\delta - \psi) \tag{A.3.1.15}$$

En adoptant la stratégie de commande définie au paragraphe III.5.2 pour les vitesses inférieures à la vitesse de base, la vitesse va être proportionnelle à la tension d'alimentation (3.70). On peut donc écrire :

$$V = \frac{\Omega}{\Omega_b} . V_{max} \tag{A.3.1.16}$$

Le courant est lui égal au courant nominal ($I = I_{max}$). Le facteur de puissance peut alors être exprimé, pour cette stratégie, comme suit :

$$F_p = \frac{P_{em}}{\frac{\Omega}{\Omega_b} \cdot V_{max} \cdot I_{max}} = \frac{P_{em}^*}{\Omega^*} = C_{em}^* \quad (\text{A.3.1.17})$$

A.3.1.5 Loi de commande couple par ampère maximal ($k_f = 1$) (§ III.5.3.b)

Pour déterminer le point de fonctionnement, à chaque vitesse, pour cette stratégie de commande, il faut résoudre l'équation (3.88).

En remplaçant l'angle ψ par son expression donnée par l'équation (3.81) avec $k_f = 1$, et en élevant au carré les deux parties de l'équation (3.88), on aboutit à l'équation suivante :

$$\left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*} \right)^2 = \left(\rho \cdot L_d^* \cdot I^* \right)^2 - \left(\frac{\rho \cdot (1 - \sqrt{\Delta_2})}{4 \cdot (1 - \rho)} \right)^2 + \left(1 - \frac{(1 - \sqrt{\Delta_2})}{4 \cdot (1 - \rho)} \right)^2 \quad (\text{A.3.1.18})$$

où $\sqrt{\Delta_2}$ est donnée par l'équation (A.3.1.12), avec $k_f = 1$.

Pour les machines à pôles lisses ($\rho = 1$), l'équation obtenue est différente :

$$\left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*} \right)^2 = 1 + \left(L_d^* \cdot I^* \right)^2 \quad (\text{A.3.1.19})$$

La résolution est simple, le courant normalisé solution de cette équation est donné par (3.89).

Pour les machines à pôles saillants, l'équation (A.3.1.18) permet de calculer le courant normalisé pour chaque vitesse. Cette résolution peut être effectuée numériquement ou analytiquement.

Pour chercher l'expression analytique du courant, on ne résout pas directement l'équation (A.3.1.18), en courant. On passe par une variable intermédiaire :

$$x_I = 1 - \sqrt{\Delta_2} \quad (\text{A.3.1.20})$$

A partir de l'équation (A.3.1.12), on peut également déterminer l'équation liant le courant normalisé et x_1 :

$$I^* = \sqrt{\frac{\Delta_2 - I}{8.L_d^{*2} .(1 - \rho)^2}} = \sqrt{\frac{x_1 .(x_1 - 2)}{8.L_d^{*2} .(1 - \rho)^2}} \quad (\text{A.3.1.21})$$

En utilisant la variable x_1 on aboutit à l'équation (3.90). Cette équation est un polynôme du second degré en x_1 . Son déterminant est donné par l'équation suivante :

$$\Delta_3 = (2.\rho^2 - 4.\rho + 4)^2 - (\rho^2 + 1).16.(1 - \rho)^2 \left(1 - \left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*} \right)^2 \right) \quad (\text{A.3.1.22})$$

Ce déterminant est positif pour $\Omega^* \leq V_{max}^*$. Il faut cependant vérifier que V_{max}^* est supérieure à 1. L'expression de la tension maximale normalisée est donnée par l'équation (3.69). Pour les machines à pôles lisses ($\rho = 1$) sa valeur est supérieure à 1 (A.3.1.23).

$$V_{max}^* = \sqrt{L_d^{*2} + 1} \quad (\text{A.3.1.23})$$

Pour les machines à pôles saillants ($\rho \neq 1$), nous avons deux cas :

- 1) $\rho < 1$: pour ces machines $\sin \psi_{opt} < 0$; la valeur de V_{max}^* est dans ce cas supérieure à 1.
- 2) $\rho > 1$: en partant de l'expression de la tension maximale normalisée et en utilisant la variable x_2 on aboutit à l'équation suivante :

$$16.(1 - \rho)^2 .(V_{max}^*{}^2 - 1) = x_2 .((\rho^2 + 1).x_2 - (4.\rho^2 - 8.\rho + 8)) \quad (\text{A.3.1.24})$$

avec ;
$$x_2 = x_1(I^* = 1, k_f = 1) = 1 - \sqrt{1 + 8.L_d^{*2} .(1 - \rho)^2} \quad (\text{A.3.1.25})$$

Pour savoir si la tension maximale normalisée est supérieure à un, il suffit d'étudier le signe de :

$$P(x_2) = x_2 .((\rho^2 + 1).x_2 - (4.\rho^2 - 8.\rho + 8)) \quad (\text{A.3.1.26})$$

Pour $k_f = 1$, Δ_2 est supérieur à un, x_1 est dans ce cas inférieur à zéro. D'autre part le polynôme $(4.\rho^2 - 8.\rho + 8)$ est supérieur à zéro quel que soit ρ . Dans ce cas $P(x_2)$ est supérieure à zéro. Cela

signifie que la tension maximale normalisée est supérieure à 1 quel que soit le jeu de paramètres (L_d^*, ρ) .

Donc, pour toutes les vitesses inférieures ou égales à la tension maximale normalisée, nous avons deux solutions pour l'équation (A.3.1.22) :

$$\begin{cases} (x_I)_1 = \frac{(2.\rho^2 - 4.\rho + 4) - \sqrt{\Delta_3}}{(\rho^2 + 1)} \\ (x_I)_2 = \frac{(2.\rho^2 - 4.\rho + 4) + \sqrt{\Delta_3}}{(\rho^2 + 1)} \end{cases} \quad (\text{A.3.1.27})$$

La solution à retenir est $(x_I)_1$; l'autre solution est supérieure à zéro. Ayant déterminé x_I , on peut déterminer le courant normalisé par (A.3.1.21).

A.3.1.6 Loi de commande courant maximal $I^* = 1$ ($k_f = 1$) (§ III.5.3.c)

Pour déterminer le point de fonctionnement, il faut chercher l'angle ψ solution de l'équation (3.91).

A partir de l'équation (3.91), après quelques calculs, on peut obtenir l'équation suivante :

$$(1 - \rho^2).L_d^{*2} .(\sin \psi)^2 - 2.L_d^* .\sin \psi + \left(1 + (\rho.L_d^*)^2 - \left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*} \right)^2 \right) = 0 \quad (\text{A.3.1.28})$$

Le déterminant de ce polynôme est donné par l'équation suivante :

$$\Delta_4 = \left(\frac{L_d^* . \rho}{\Omega^*} \right)^2 . \left(\left(1 - (1 - \rho^2).L_d^{*2} \right) \Omega^{*2} + \left(\frac{1}{\rho^2} - 1 \right) V_{max}^{*2} \right) \quad (\text{A.3.1.29})$$

Ce déterminant s'annule pour une vitesse donnée par l'équation suivante :

$$\Omega_0^* = \frac{\left(1 - \frac{1}{\rho^2} \right) V_{max}^{*2}}{1 - (1 - \rho^2).L_d^{*2}} \quad (\text{A.3.1.30})$$

Etudions la valeur de cette vitesse en fonction des paramètres (L_d^*, ρ) . Nous ne nous intéressons qu'au cas $\rho > 1$. Pour $\rho > 1$, cette vitesse est supérieure à zéro.

Supposons que la valeur de Ω_0^* est supérieure à 1 :

$$\left(\Omega_0^* = \frac{\left(1 - \frac{1}{\rho^2}\right) V_{max}^{*2}}{1 - (1 - \rho^2) \cdot L_d^{*2}} \right) > 1 \quad (\text{A.3.1.31})$$

A partir de cette inégalité, on aboutit à l'inégalité suivante :

$$(\rho^2 - 1) \cdot V_{max}^{*2} > \left(\rho^2 - (1 - \rho^2) \cdot \rho^2 \cdot L_d^{*2} \right) \quad (\text{A.3.1.32})$$

Par ailleurs le carré de la tension maximale normalisée peut être exprimé en fonction de x_2 comme suit :

$$V_{max}^{*2} = \frac{(1 - \rho^2) \cdot x_2^2}{16 \cdot (1 - \rho)^2} - \frac{2 \cdot x_2}{4 \cdot (1 - \rho)} + 1 + (\rho \cdot L_d^*)^2 \quad (\text{A.3.1.33})$$

En remplaçant le carré de la tension maximale normalisée dans l'équation (A.3.1.32) par son expression donnée par l'équation (A.3.1.33), on obtient l'inégalité suivante :

$$\left(\frac{(1 + \rho)}{4} \cdot x_2 - 1 \right)^2 < 0 \quad (\text{A.3.1.34})$$

Ce qui est impossible. Donc la valeur de Ω_0^* est inférieure à 1. Il s'ensuit que :

$$\Delta_4 > 0, \forall \Omega^* > 1 \quad (\text{A.3.1.35})$$

Nous avons donc deux solutions (A.3.1.36).

$$\left\{ \begin{array}{l} (\sin \psi)_1 = \frac{1 - \sqrt{\rho^2 \cdot (1 + (\rho^2 - 1) \cdot L_d^{*2}) + (1 - \rho^2) \cdot \left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*}\right)^2}}{L_d^* \cdot (1 - \rho^2)} \\ (\sin \psi)_2 = \frac{1 + \sqrt{\rho^2 \cdot (1 + (\rho^2 - 1) \cdot L_d^{*2}) + (1 - \rho^2) \cdot \left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*}\right)^2}}{L_d^* \cdot (1 - \rho^2)} \end{array} \right. \quad (\text{A.3.1.36})$$

A ce point de l'étude, il faut se poser deux questions :

- 1) est-ce que les angles correspondant à ces deux solutions sont réels ?
- 2) dans le cas où ces angles sont réels, quelle est la solution à retenir ?

Pour répondre à la première question, il faut déterminer les conditions pour lesquelles :

$$|(\sin \psi)_1| \leq 1 \quad \text{et} \quad |(\sin \psi)_2| \leq 1 \quad (\text{A.3.1.37})$$

Avant de trouver les conditions dans lesquelles les angles sont réels, vérifions que :

$$\left(\rho^2 \cdot (1 + (\rho^2 - 1) \cdot L_d^{*2}) + (1 - \rho^2) \cdot \left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*}\right)^2 \right) > 1 \quad (\text{A.3.1.38})$$

Après calcul on aboutit à l'inégalité suivante :

$$\left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*}\right)^2 < (1 + (\rho \cdot L_d^*)^2) \quad (\text{A.3.1.39})$$

Si cette inégalité est vérifiée pour la vitesse de base ($\Omega^* = 1$), elle le sera tout le temps.

En remplaçant l'expression de la tension maximale normalisée par son expression donnée par (A.3.1.33), on aboutit à l'inégalité suivante :

$$\frac{x_2}{16 \cdot (1 - \rho)} \cdot ((1 + \rho) \cdot x_2 - 8) < 0 \quad (\text{A.3.1.40})$$

La valeur de x_2 étant négative, et ρ supérieur à un, l'inégalité (A.3.1.40) est donc respectée quels que soient les paramètres (L_d^*, ρ) , il en est de même pour l'inégalité (A.3.1.38).

L'inégalité concernant la première solution est vérifiée si :

$$\Omega^* \leq \frac{V_{max}^*}{|1 - L_d^*|} \quad (A.3.1.41)$$

L'inégalité concernant la deuxième solution n'est respectée que si :

$$L_d^* > \frac{1}{(\rho^2 - 1)} \quad \text{et} \quad \Omega^* \leq \frac{V_{max}^*}{(1 + L_d^*)} \quad (A.3.1.42)$$

Dans le cas où les deux solutions sont réelles, la solution à retenir est celle permettant de développer le couple le plus important. Il faut donc déterminer laquelle des deux solutions permet de produire le couple le plus important.

En remplaçant dans l'expression du couple (3.45), l'angle ψ par les deux solutions précédentes, avec $k_f = 1$ et $I^* = 1$, on obtient les expressions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em1}^* = \frac{\sqrt{1 - (\sin \psi)_1^2}}{V_{max}^*} \left| s + \sqrt{\rho^2 \cdot (1 + (\rho^2 - 1) \cdot L_d^{*2}) + (1 - \rho^2) \cdot \left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*} \right)^2} \right| \\ C_{em2}^* = \frac{\sqrt{1 - (\sin \psi)_2^2}}{V_{max}^*} \left| s - \sqrt{\rho^2 \cdot (1 + (\rho^2 - 1) \cdot L_d^{*2}) + (1 - \rho^2) \cdot \left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*} \right)^2} \right| \end{array} \right. \quad (A.3.1.43)$$

étant donné que : $|(\sin \psi)_1| < |(\sin \psi)_2|$ (A.3.1.44)

nous avons alors : $C_{em1}^* > C_{em2}^*$ (A.3.1.45)

L'angle correspondant est donné par l'équation (3.92). Pour les machines à pôles lisses, la solution est facile à retrouver, nous donnons également l'expression de l'angle correspondant dans l'équation (3.92).

A.3.1.6.a Expression de l'angle δ équivalent

L'expression de l'angle interne équivalent à l'angle de déphasage ψ donné par (3.92), peut être déterminée à partir de l'équation (3.27). Son expression en grandeurs réelles est donnée par l'équation (3.31). Il s'exprime en grandeurs normalisées comme suit :

$$\delta = \text{Arc tan} \left(\frac{\rho \cdot L_d^* \cdot \cos \psi}{1 - L_d^* \cdot \sin \psi} \right) \quad (\text{A.3.1.46})$$

On peut également exprimer l'angle interne équivalent sans utiliser l'angle ψ (3.32). Cette expression est donnée en grandeurs réelles. L'angle s'exprime en grandeurs normalisées comme suit :

$$\delta = \begin{cases} \text{Arc cos} \left(\left(\frac{\Omega^*}{V^* \cdot V_{max}^*} \right) \left(\frac{1 - \sqrt{\Delta_5}}{1 - \frac{1}{\rho^2}} \right) \right) & \text{pour } \rho \neq 1 \\ \text{Arc cos} \left(\frac{\Omega^*}{V^* \cdot V_{max}^*} \right) & \text{pour } \rho = 1 \end{cases} \quad (\text{A.3.1.47})$$

où ;

$$\Delta_5 = 1 - \left(1 - \frac{1}{\rho^2} \right) \left(1 - L_d^{*2} + \left(\frac{V^* \cdot V_{max}^*}{\rho \cdot \Omega^*} \right)^2 \right) \quad (\text{A.3.1.48})$$

L'expression donnée par l'équation (A.3.1.47) peut être déterminée par deux méthodes équivalentes :

- 1) méthode 1 : en remplaçant l'expression de ψ donnée par (3.92) dans l'équation (3.43), on obtient pour l'angle δ , avec $k_f = 1$ et $I^* = 1$, l'expression donnée par (A.3.1.47).
- 2) méthode 2 : en résolvant l'équation $I^*(\delta) = 1$, on trouve pour les mêmes conditions évoquées précédemment deux solutions (A.3.1.42). L'une de ces deux solutions correspond à l'expression donnée par (A.3.1.47), elle permet de produire le couple le plus important.

A.3.1.7 Détermination de la vitesse de passage de la loi de commande courant maximal à la loi de commande puissance maximale à $V^* = 1$ pour $L_d^* > 1$ ($k_f = 1$) (§ III.5.3.c)

En élevant au carré les deux parties de l'équation (3.96), on aboutit à l'équation suivante :

$$\left(\frac{V_{max}^*}{L_d^* \cdot \Omega^*} \right)^2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\rho^2} \right) \cdot \cos^2 \delta_{lim} - \frac{2 \cdot V_{max}^*}{L_d^{*2} \cdot \Omega^*} \cdot \cos \delta_{lim} + \left(\left(\frac{V_{max}^*}{L_d^* \cdot \rho \cdot \Omega^*} \right)^2 + \frac{1}{L_d^{*2}} \right) = 1 \quad (A.3.1.49)$$

avec δ_{lim} qui est donné par (A.3.1.6).

En utilisant la variable intermédiaire x_3 définie par :

$$x_3 = \sqrt{\Delta_1(k_f = 1, V^* = 1)} = \sqrt{1 + 8 \cdot \left(\frac{1}{\rho} - 1 \right)^2 \cdot \left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*} \right)^2} \quad (A.3.1.50)$$

on aboutit à l'équation donnée par (3.95).

Le déterminant du polynôme (3.95) est donné par l'équation suivante :

$$\Delta_5 = 16 \cdot \left(4 \cdot \rho - 3 + (\rho^2 + 1) \cdot (1 - \rho)^2 \cdot 4 \cdot L_d^{*2} \right) \quad (A.3.1.51)$$

Ce déterminant est positif pour $\rho \geq 1$, nous avons donc 2 solutions pour l'équation (3.95) :

$$\begin{cases} (x_3)_1 = \frac{-(6 \cdot \rho^2 - 8 \cdot \rho + 2) - \sqrt{\Delta_5}}{2 \cdot (\rho^2 + 1)} \\ (x_3)_2 = \frac{-(6 \cdot \rho^2 - 8 \cdot \rho + 2) + \sqrt{\Delta_5}}{2 \cdot (\rho^2 + 1)} \end{cases} \quad (A.3.1.52)$$

La première solution est négative pour $\rho \geq 1$; la racine carré étant définie positive la solution à retenir est la deuxième solution. Bien sûr cette solution est positive, nous l'avons vérifié numériquement sur la plage de variation des paramètres ($L_d^* > 1$ et $\rho > 1$). Nous avons également vérifié que cette solution est supérieure à 1 ($(x_3)_1 > 1$).

La vitesse correspondante est déterminée à partir de l'équation (A.3.1.50). L'expression de cette vitesse est donnée par l'équation (3.94).

A.3.1.8 Détermination de la vitesse à facteur de puissance unitaire pour $L_d^* < 1$ ($k_f = 1$) ($I^* = 1$) (§ III.5.3.c)

La détermination de la vitesse pour laquelle le facteur de puissance est unitaire se fait à partir de l'équation (3.98). Pour ce point de fonctionnement l'angle interne δ est égal à ψ ; à partir de l'équation (3.43) nous pouvons écrire :

$$\Omega_I^* = \left(\frac{V_{max}^*}{\rho \cdot L_d^*} \right) \text{tg } \delta \quad (\text{A.3.1.53})$$

D'autre part, en développant l'autre partie de l'équation (3.98), on aboutit à l'équivalence suivante :

$$P_{em}^* = 1 \Leftrightarrow \left(1 - \frac{1}{\rho} \right) (\sin \delta)^2 + \frac{1}{\rho \cdot L_d^*} \cdot \sin \delta - 1 = 0 \quad (\text{A.3.1.54})$$

Le déterminant du polynôme en $\sin \delta$, donné par l'équation (A.3.1.54), est positif pour $\rho \geq 1$.

$$\Delta_6 = \left(\frac{1}{L_d^* \cdot \rho} \right)^2 + 4 \cdot \left(1 - \frac{1}{\rho} \right) \quad (\text{A.3.1.55})$$

Nous avons donc deux solutions :

$$\begin{cases} (\sin \delta)_1 = \frac{-1 + \sqrt{(L_d^* \cdot \rho)^2 \cdot \Delta_6}}{2 \cdot (\rho - 1) \cdot L_d^*} \\ (\sin \delta)_2 = \frac{-1 - \sqrt{(L_d^* \cdot \rho)^2 \cdot \Delta_6}}{2 \cdot (\rho - 1) \cdot L_d^*} \end{cases} \quad (\text{A.3.1.56})$$

La deuxième solution est à rejeter, car :

$$|(\sin \delta)_2| > 1 \quad (\text{A.3.1.57})$$

La solution à retenir est la première ; on peut aisément vérifier que :

$$|(\sin \delta)_1| < 1 \quad (\text{A.3.1.58})$$

L'expression de la vitesse normalisée correspondant au facteur de puissance unitaire est donnée par l'équation (3.99). Pour les machines à pôles lisses ($\rho = 1$), la démarche pour trouver cette vitesse est encore plus simple, son expression est également donnée par l'équation (3.99).

Remarque : Pour la stratégie de commande courant maximal ($I^* = 1$) (§ III.5.3.c), le facteur de puissance est égal à la puissance électromagnétique normalisée (A.3.1.57).

$$F_p = \frac{P_{em}}{V_{max} \cdot I_{max}} = P_{em}^* \quad (\text{A.3.1.59})$$

A.3.1.9 Détermination de la vitesse pour laquelle $P_{em}^*(\Omega_2^*) = P_{em}^*(\Omega^* = 1)$ pour $L_d^* < 1$ ($k_f = 1$) ($I^* = 1$) (§ III.5.3.c)

Le déphasage entre le courant et la tension pour la vitesse Ω_2^* (§ III.5.3.c) est le même qu'à la vitesse de base, au signe prêt. La tension est en avance par rapport au courant à la vitesse de base et en retard à la vitesse Ω_2^* . Le comportement de la machine est donc inductif à la vitesse de base et capacitif à la vitesse Ω_2^* . Nous avons vérifié numériquement, pour tous les couples (L_d^* , ρ), que le comportement de la machine à la vitesse de base est bien inductif.

Lorsque la vitesse augmente, le déphasage entre le courant et la F.E.M augmente ; à l'inverse, le déphasage entre la tension et la F.E.M va lui diminuer. Partant de cette constatation, on peut écrire que :

$$\sin(\varphi(\Omega^* = \Omega_2^*)) = -\sin(\varphi(\Omega^* = 1)) = -\sqrt{1 - P_{em}^{*2}(\Omega^* = 1)} \quad (\text{A.3.1.60})$$

A partir de l'équation (3.43) et (A.3.1.60), avec $k_f = 1$, $V^* = 1$ et $I^* = 1$, on obtient en utilisant les règles trigonométriques, l'équation suivante :

$$\left(\frac{V_{max}^*}{L_d^* \cdot \Omega_2^*} \right) \left(1 - \frac{1}{\rho} \right) \cos^2 \delta - \frac{1}{L_d^*} \cdot \cos \delta + \left(\frac{V_{max}^*}{\rho \cdot L_d^* \cdot \Omega_2^*} + \sqrt{1 - P_{em}^{*2}(\Omega^* = 1)} \right) = 0 \quad (\text{A.3.1.61})$$

La stratégie adoptée consiste à imposer le courant maximal ($I^* = 1$), cela nous permet, à partir de l'équation (3.44), de trouver une autre équation en $\cos\delta$:

$$I^* = 1 \Leftrightarrow \cos^2\delta = \frac{\left(\frac{L_d^* \cdot \Omega_2^*}{V_{max}^*}\right)^2 \left(1 - \frac{I}{L_d^{*2}} - \left(\frac{V_{max}^*}{\rho \cdot L_d^* \cdot \Omega_2^*}\right)^2 + \left(\frac{2 \cdot V_{max}^* \cdot \cos\delta}{L_d^{*2} \cdot \Omega_2^*}\right)\right)}{\left(1 - \frac{I}{\rho^2}\right)} \quad (\text{A.3.1.62})$$

En remplaçant l'expression de $\cos^2\delta$, donnée par (A.3.1.62), dans (A.3.1.61), on aboutit à l'équation suivante :

$$(\rho - 1) \cdot \cos\delta = \frac{(1 - L_d^{*2}) \cdot \rho \cdot \Omega_2^*}{V_{max}^*} - \frac{V_{max}^*}{\Omega_2^*} - L_d^* \cdot (\rho + 1) \cdot \sqrt{1 - P_{em}^{*2} (\Omega^* = 1)} \quad (\text{A.3.1.63})$$

A partir de (A.3.1.47), on peut exprimer $\cos\delta$ comme suit :

$$\cos\delta = \left(\frac{\Omega^*}{V^* \cdot V_{max}^*}\right) \left(\frac{1 - \sqrt{\Delta_5}}{\left(1 - \frac{I}{\rho^2}\right)}\right) \quad (\text{A.3.1.64})$$

A partir de ce point, la démarche suivie pour aboutir à l'équation (3.101) est la suivante :

- 1) on remplace dans l'équation (A.3.1.63), $\cos\delta$ par son expression donnée par (A.3.1.64) ;
- 2) on isole la racine carré de Δ_5 d'un côté de l'équation et les autres termes de l'autre ;
- 3) en élevant au carré les deux côtés de l'équation, et après quelques développements, on aboutit à l'équation (3.101).

A.3.1.10 Loi de commande couple par ampère maximal avec double excitation (§ III.5.3.f.1)

La démarche à suivre pour déterminer les équations de fonctionnement est identique à celle décrite au paragraphe A.3.1.5.

Pour les machines à pôles saillants ($\rho \neq 1$), la recherche du point de fonctionnement à chaque vitesse est effectuée grâce à l'algorithme donné par la figure 3.36. Nous détaillons dans ce qui suit l'étude du fonctionnement pour les machines à pôles lisses ($\rho = 1$). Le point de fonctionnement pour une vitesse donnée est déterminé en résolvant l'équation suivante :

$$V_{max}^* = \Omega^* \cdot \sqrt{k_f^2 + (L_d^* \cdot I^*)^2} \quad (\text{A.3.1.65})$$

L'expression analytique du courant est donnée par :

$$I^* = \frac{\sqrt{\left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*}\right)^2 - k_f^2}}{L_d^*} \quad (\text{A.3.1.66})$$

L'expression de la puissance électromagnétique est alors donnée par :

$$P_{em}^* = \frac{k_f \cdot \sqrt{V_{max}^{*2} - \Omega^{*2}} \cdot k_f^2}{L_d^* \cdot V_{max}^*} \quad (\text{A.3.1.67})$$

A.3.1.11 Loi de commande couple par ampère maximal avec double excitation, vitesse maximale (§ III.5.3.f.1)

L'expression de la vitesse maximale pour les machines où l'annulation du flux d'excitation n'est pas possible est donnée par l'équation (3.111). Cette vitesse correspond à l'annulation du courant (3.105). Le courant s'annule, lorsque x_4 s'annule, l'expression de x_4 est donnée par :

$$x_4 = \frac{k_f \cdot (2 \cdot \rho^2 - 4 \cdot \rho + 4) - \sqrt{\Delta_7}}{(\rho^2 + 1)} \quad (\text{A.3.1.68})$$

avec ;

$$\Delta_7 = k_f^2 \cdot (2 \cdot \rho^2 - 4 \cdot \rho + 4)^2 - (\rho^2 + 1) \cdot 16 \cdot (1 - \rho)^2 \cdot \left(k_f^2 - \left(\frac{V_{max}^*}{\Omega^*} \right)^2 \right) \quad (\text{A.3.1.69})$$

On peut vérifier que x_4 s'annule lorsque la vitesse atteint la valeur donnée par l'équation (3.111).

A.3.1.12 Stratégie de commande optimale avec double excitation (§ III.5.3.g)

L'expression de l'angle de commande ψ pour cette stratégie est donnée par l'équation (3.114). La démarche suivie pour obtenir cet angle est assez proche de celle suivie pour la loi de commande courant maximal. La différence est qu'ici le courant n'est pas constant, et que le coefficient d'excitation k_f est également variable. La recherche d'une solution analytique pour le courant, le coefficient d'excitation et la puissance pour cette stratégie se limite au calcul de l'angle de commande ψ .

La recherche du courant et du coefficient d'excitation optimaux permettant de maximiser la puissance pour chaque vitesse est réalisée par l'algorithme donné à la figure 3.41.

Remarque : En appliquant cet algorithme, nous avons remarqué que selon les valeurs de L_d^* nous avons deux cas :

- 1) $L_d^* \geq 1$: pour ces valeurs de L_d^* , la stratégie de commande optimale avec double excitation est la même que celle étudiée sans double excitation ($k_f = 1$). Un coefficient d'excitation k_f variable n'apporte rien du point de vue des caractéristiques maximales ;
- 2) $L_d^* < 1$: pour ces valeurs de L_d^* , nous avons vu que l'utilisation de la double excitation permet d'augmenter la puissance électromagnétique convertie. A partir de la vitesse Ω_l^* , la double excitation permet de garder un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. La détermination analytique du coefficient d'excitation optimal est donnée au (§ A.3.1.13). Son expression est donnée par l'équation (3.116).

A.3.1.13 Détermination du coefficient d'excitation optimal (§ III.5.3.g)

Le coefficient d'excitation optimal est celui qui permet d'avoir un facteur de puissance unitaire. Il s'agit, comme au paragraphe (§ A.3.1.8), de résoudre le système d'équations donné par (3.98).

$$P_{em}^* = 1 \Rightarrow k_f = \frac{L_d^* \cdot (\rho - (\rho - 1) \cdot \sin^2 \delta)}{\sin \delta} \quad (\text{A.3.1.70})$$

Pour ce point de fonctionnement l'angle interne δ est égal à ψ ; à partir de l'équation (3.43) nous pouvons écrire :

$$\text{tg} \delta = \frac{\Omega^* \cdot L_d^* \cdot \rho}{V_{max}^*} \quad (\text{A.3.1.71})$$

A partir de l'équation (A.3.1.71), on peut exprimer $\sin\delta$ comme suit : :

$$\sin\delta = \frac{\operatorname{tg}\delta}{\sqrt{1+\operatorname{tg}^2\delta}} = \frac{\Omega^* \cdot L_d^* \cdot \rho}{\sqrt{V_{max}^{*2} + (\Omega^* \cdot L_d^* \cdot \rho)^2}} \quad (\text{A.3.1.72})$$

Finalement, en remplaçant $\sin\delta$, par son expression (A.3.1.72), dans (A.3.1.70), on obtient l'expression de k_f donnée par (3.116).

Références du Chapitre III

- [B1] N. Bianchi, S. Bolognani, “Saturation effect on parameters and volt-ampere rating of an interior PM motor for a spindle drive,” EPE 1999, Lausanne, Switzerland, CD proceedings, September 1999.
- [B2] A. H. Ben Ahmed, “Machines synchrones à excitations combinées – Optimisation énergétique et comparaison,” Rapport interne, LESiR, Novembre 2000.
- [B3] P. Barret, “Machines synchrones,” Techniques de l’Ingénieur, D480, vol D5, Sept. 1978.
- [B4] N. Bianchi, S. Bolognani, B.J. Chalmers, “Salient-rotor PM synchronous motors for an extended flux-weakening operation range,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Vol. 36, Issue. 4, July-Aug. 2000, pp. 1118–1125.
- [C1] B. J. Chalmers, “Influence of Saturation in Brushless Permanent Magnet Motor Drives,” Correspondence in IEE Proc.-B, Vol. 139 (January 1992) pp. 51-52.
- [C2] F. Chabot, “Contribution à la conception d’un entraînement basé sur une machine à aimants permanents fonctionnant sans capteur sur une large plage de vitesse,” Thèse de doctorat, INPT, Janvier 2000.
- [F1] F. Fernandez-Bernal, A. Garcia-Cerrada, R. Faure, “Determination of parameters in interior permanent magnet synchronous motors with iron losses without torque measurement,” *Industry Applications Conference, 2000*, Conference Record of the 2000 IEEE, vol.1, pp. 409 –415, Roma, Oct. 2000.
- [F2] A. Fonseca, Ch. Chillet, E. Atienza, A-L Bui-Van, J. Bignon, “New modelling methodology for different PM motors for electric and hybrid vehicles,” *IEEE IEMDC’2001* proceedings, pp. 173-178, Boston, USA, June, 2001.
- [L1] M. Lajoie-Mazenc, P. Viarouge, “Alimentation des machines synchrones,” Techniques de l’Ingénieur, D3630.
- [L2] A. Levy, “Quelle motorisation pour les véhicules électriques : synchrone à rotor bobiné ou à aimants ?,” C-VELEC’97, pp. 68-74.
- [M1] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, T. Hirasaka, “Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Electronics.*, vol. 41, , No.5, pp. 511-517, Oct. 1994.
- [M2] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasaka, K. Taniguchi, “Expansion of operating limits for permanent magnet by current vector control considering inverter capacity,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 26, pp. 866-871, Sep./Oct. 1990.
- [N1] K. Nagayama, T. Mizuno, T. Ashikaga, “Method and apparatus for controlling hybrid excitation type permanent magnet synchronous motor,” Nov. 18, 1997, US Patent 5,689,166.

- [O1] K. Oujehani, “Etude des lois de commande de la machine synchrone à double excitation,” rapport de stage de DEA, DEA de génie électrique de Paris, LESiR, Septembre 2000.
- [S1] J. Soulard, “Etude paramétrique des ensembles convertisseur-machine à aimants. Application à une structure électromagnétique monophasée hybride à aimants permanents et à alimentation électronique,” Thèse de doctorat, Université de Paris VI, 1998.
- [S2] R. F. Schiferl, T. A. Lipo, “Power capability of salient pole permanent magnet synchronous motors in variable speed drive applications,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 26, pp. 115-123, Jan./Feb. 1990.
- [T1] R. Trigui, F. Harel, J. Scordia, Ph. Bastiani, J. M. Rétif, X. Lin-Shi, F. Chabot, E. Gimet, J. Beretta, “Implementation and comparison of three approaches for energy-optimized strategies of a synchronous machine and its inverter,” EPE 2001, Graz, Austria, CD proceedings, August 2001.

IV.1 Introduction

Nous présentons dans ce chapitre l'étude par éléments finis de la machine à double excitation développée au "LESiR". L'analyse éléments finis permet l'étude fine des machines électriques. Elle est une étape incontournable dans une démarche de dimensionnement, et permet de nos jours, grâce aux progrès des moyens de calcul, de contourner le problème de prototypage et de réduire les coûts de développement. Le temps de passage de l'idée abstraite au produit concret s'en trouve réduit.

IV.2 Modélisation par éléments finis 2D

Nous abordons dans cette partie l'analyse éléments finis 2D de la structure à double excitation développée au "LESiR" (figures 2.37 et 2.38) [A1]. On peut voir sur la figure suivante une coupe axiale à mi-longueur de la machine. A cause des symétries magnétiques nous n'avons représenté qu'un sixième de la coupe (une paire de pôles).

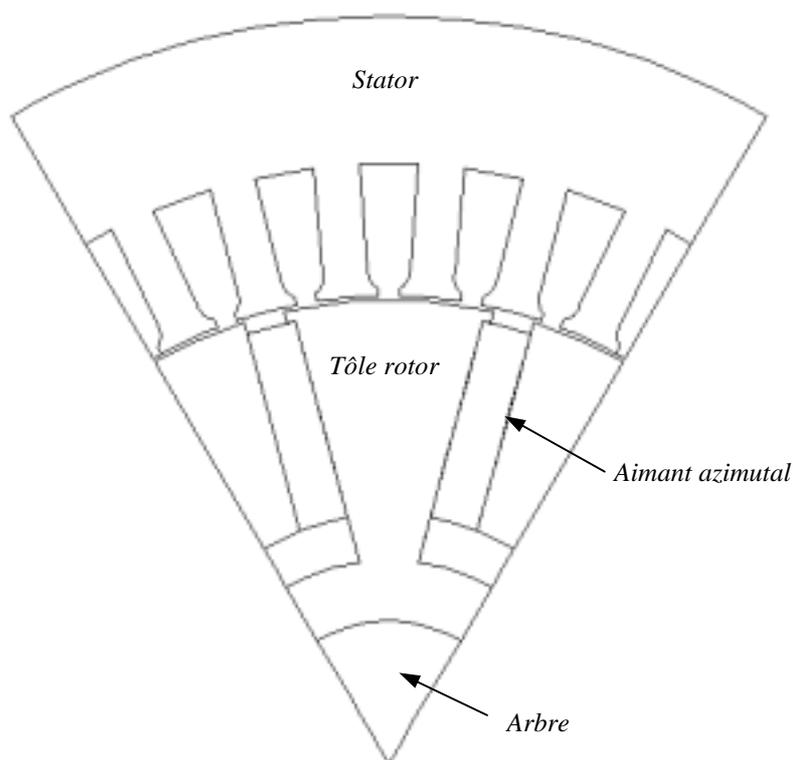


Fig. 4.1 – Coupe axiale de la machine à double excitation.

Etant donné la nature 3D de cette structure, l'analyse éléments finis 2D, ne va pas nous permettre l'étude fine et la prise en compte des phénomènes liés aux effets 3D. Elle permettra,

cependant, d'étudier l'influence de certains paramètres, tels que l'épaisseur des aimants azimutaux ou leur longueur, sur le fonctionnement de cette machine. Cette modélisation va, en fait, nous permettre d'étudier les phénomènes 2D liés au fonctionnement de la machine. Plusieurs modèles 2D équivalents peuvent être mis en place afin de refléter les phénomènes tridimensionnels. Ces modèles ne permettent pas de transposer fidèlement les effets 3D, mais peuvent constituer une étape intermédiaire, en vue de l'optimisation de la machine.

Sur la figure suivante on peut voir le maillage de cette coupe. Le nombre de nœuds est égal à 3900.

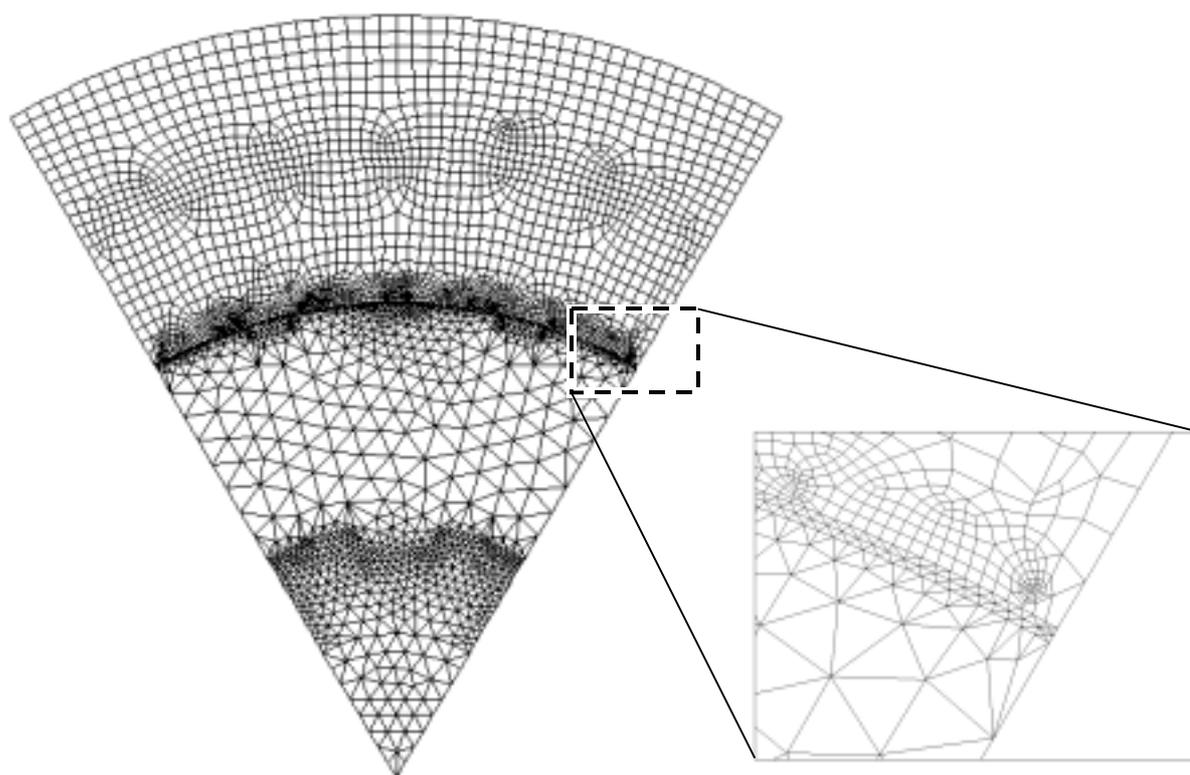


Fig. 4.2 – Maillage du sixième de la machine.

La machine possède 6 paires de pôles ; l'analyse éléments finis n'est effectuée que sur un sixième de la coupe. Sur la figure 4.3 sont représentées les lignes de champs à vide. Le flux calculé sous un pôle est de 0,465 mWb.

Les aimants utilisés sont des aimants ferrites. On peut voir sur la figure 4.4 la caractéristique B-H de ces aimants (l'induction rémanente est de 0,35 T, $\mu_r = 1,01$) [B1]. Cette caractéristique est donnée par l'équation suivante :

$$B_a = B_r + \mu_r \cdot \mu_0 \cdot H_a \quad (4.1)$$

où,

B_r : l'induction rémanente,

B_a : l'induction de l'aimant pour un point de fonctionnement donné,

H_a : le champ magnétique de l'aimant pour un point de fonctionnement donné.

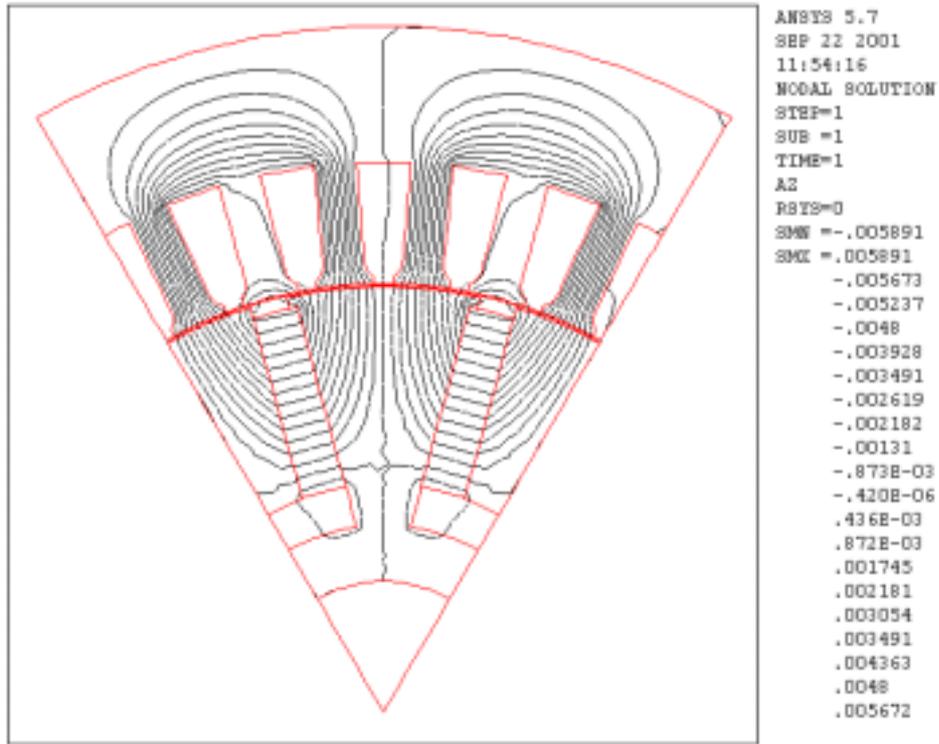


Fig. 4.3 – Lignes de champs à vide.

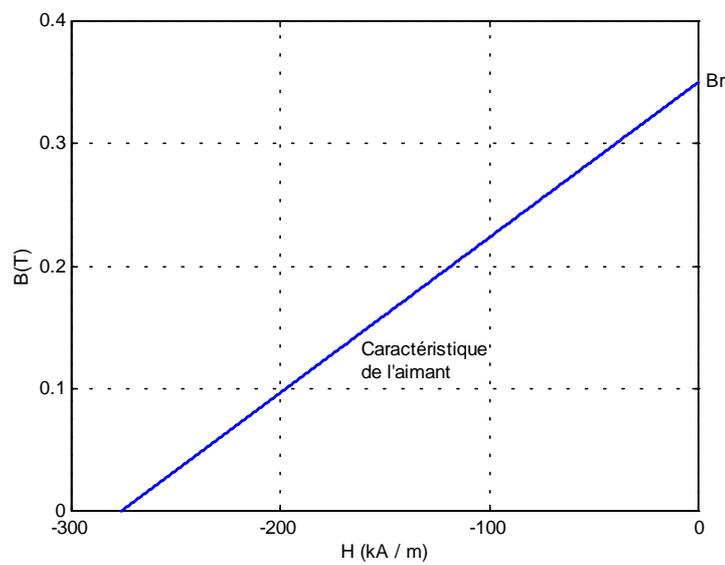


Fig. 4.4 – Caractéristique B-H de l'aimant.

Le point de fonctionnement défini par (H_a, B_a) peut être déterminé par un calcul analytique. Il correspond à l'intersection de la caractéristique de l'aimant avec la droite de charge. Dans notre cas, en régime linéaire, la droite de charge est déterminée à partir du système d'équations suivant :

$$\begin{cases} H_a \cdot e_a + 2 \cdot \frac{B_e}{\mu_0} \cdot K_c \cdot e = 0 \\ 2 \cdot B_a \cdot S_a = B_e \cdot S_e \end{cases} \quad (4.2)$$

où,

B_e : l'induction dans l'entrefer,

K_c : le coefficient de Carter [M1],

S_a : la surface d'un aimant,

S_e : la surface d'entrefer sous un pôle.

e : l'épaisseur de l'entrefer (0,5 mm),

e_a : l'épaisseur d'un aimant (6mm).

Si on néglige la modulation due aux encoches, l'induction sous un pôle est constante [M1]. La première équation du système est obtenue en appliquant le théorème d'Ampère ; la seconde traduit la conservation du flux magnétique.

Les équations (4.1) et (4.2) permettent de déterminer le point de fonctionnement. L'induction au niveau de l'entrefer est donnée par :

$$B_e = \left[\frac{\left(\frac{2 \cdot S_a}{S_e} \right)}{1 + \left(\frac{2 \cdot S_a}{S_e} \right) \left(\frac{2 \cdot e \cdot K_c}{e_a} \right)} \right] \cdot B_r \quad (4.3)$$

avec,

$$K_c = \left[1 - \frac{N_s \cdot \left(\frac{is}{e} \right)^2 \cdot e}{\left(5 + \frac{is}{e} \right) 2 \cdot \pi \cdot R_e} \right]^{-1} \quad (4.4)$$

où,

N_s : le nombre de dents statoriques (36, une encoche par pôle (12 pôles) et par phase (3 phases)),

is : la largeur de l'isthme d'encoche (2,5 mm),

R_e : le rayon d'entrefer (57 mm).

Le flux sous un pôle peut être déterminé par l'équation suivante :

$$\Phi_e = B_e \cdot S_e \quad (4.5)$$

il vaut dans notre cas, 0,48 mWb. Ce résultat est à comparer à celui obtenu par le calcul éléments finis qui est de 0,465 mWb. La bonne concordance entre les deux résultats indique que la machine n'est pas saturée à vide. Nous donnons en annexe une étude similaire pour les machines à aimants en surface (annexe A.4.1).

L'analyse éléments finis est effectuée en non-linéaire. Les parties ferromagnétiques sont représentées par la caractéristique B-H à 50 Hz du FeSi constituant les tôles (figure 4.5).

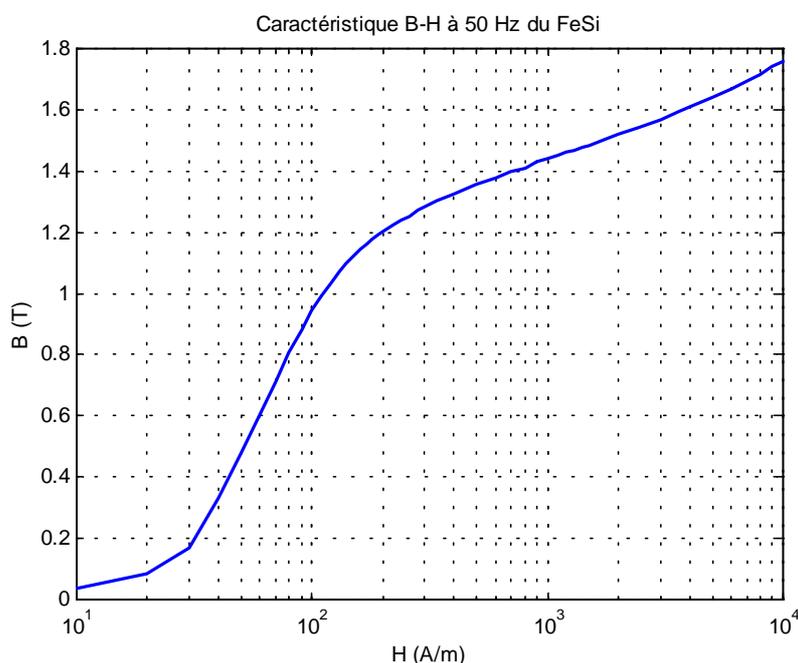


Fig. 4.5 – Caractéristique B-H d'une tôle FeSi NO d'épaisseur 0,35 mm (courbe constructeur).

IV.2.1 Etude du fonctionnement en fonction de la position mécanique

Nous étudions dans cette partie la variation des grandeurs électromagnétiques et mécaniques en fonction de la position du rotor. Afin de simplifier cette étude, nous avons mis en place des codes de calculs permettant de calculer les différentes grandeurs pour plusieurs positions sans pour autant être obligé à chaque fois de redéfinir la géométrie et le maillage.

La démarche suivie est la suivante :

L'entrefer est divisé en deux parties, l'une est solidaire du stator et l'autre du rotor. A la frontière entre ces deux parties d'entrefer, deux lignes sont confondues ; l'une appartient au demi-entrefer

lié au stator et l'autre à celui qui est lié au rotor. Sur ces lignes on impose le même nombre d'éléments.

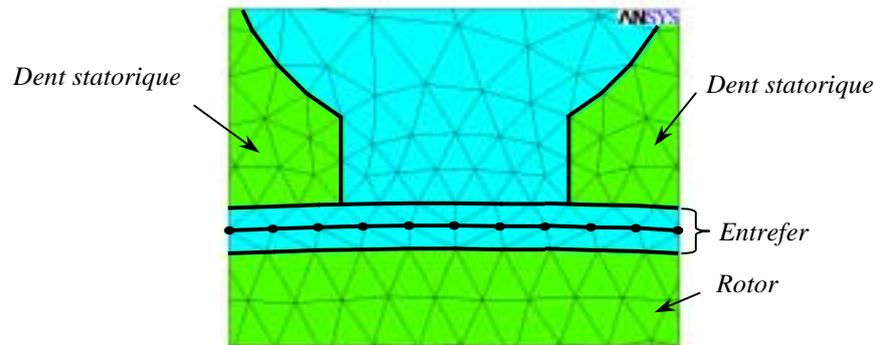


Fig.4.6 – Zoom sur une partie de l'entrefer.

La symétrie nous permet d'effectuer les calculs sur un sixième de la machine, soit 60° . Nous avons imposé un nombre d'éléments égal à 120 au niveau de ces lignes. Ces éléments sont répartis uniformément ; avec donc un nœud tous les $0,5^\circ$.

Dans ce cas, la simulation du mouvement du rotor, ne peut se faire qu'entre deux angles qui sont multiples de $0,5$; les positions intermédiaires doivent l'être également.

Dans la position où les lignes à la frontière sont totalement confondues, il suffit de "coller" les nœuds, qui sont eux aussi confondus. Cela permet d'assurer une continuité du calcul au niveau de l'entrefer.

Pour d'autres positions, où les lignes à la frontière ne sont plus confondues, la démarche à suivre est la suivante :

- 1) on détache les éléments de maillage du rotor du plan, et on les fait tourner de l'angle souhaité ;
- 2) au niveau de l'entrefer où les nœuds se trouvent sur les parties où ces lignes se confondent, les nœuds seront confondus ;
- 3) le reste des nœuds doit être couplé (figure 4.7).

Sur la figure 4.7, nous avons exagéré les dimensions des deux parties d'entrefer, sans représenter les autres détails de la structure, pour expliciter nos propos. On retrouve sur cette figure l'équivalent graphique de la démarche suivie. Les nœuds à l'emplacement 4 sont collés. Ceux qui se trouvent aux emplacements 5 et 3 sont respectivement collés et couplés avec les nœuds se trouvant en 1 et 7. Les nœuds se trouvant en 6 et 2 sont couplés. Cela nous permet de faire des

calculs en fonction de la position, en n'utilisant qu'une partie de la machine. Le nombre de nœuds est réduit et, par suite, le temps de calcul.

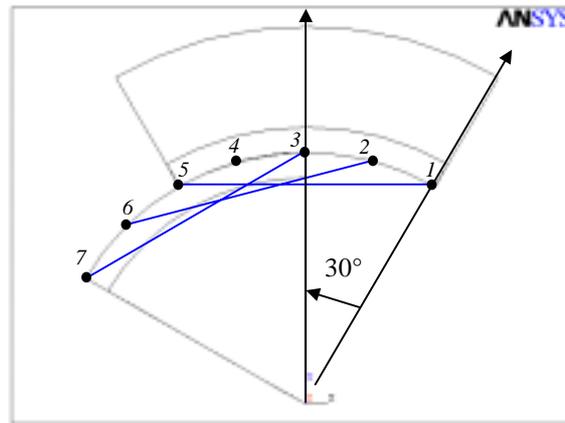


Fig. 4.7 – Représentation graphique de la démarche.

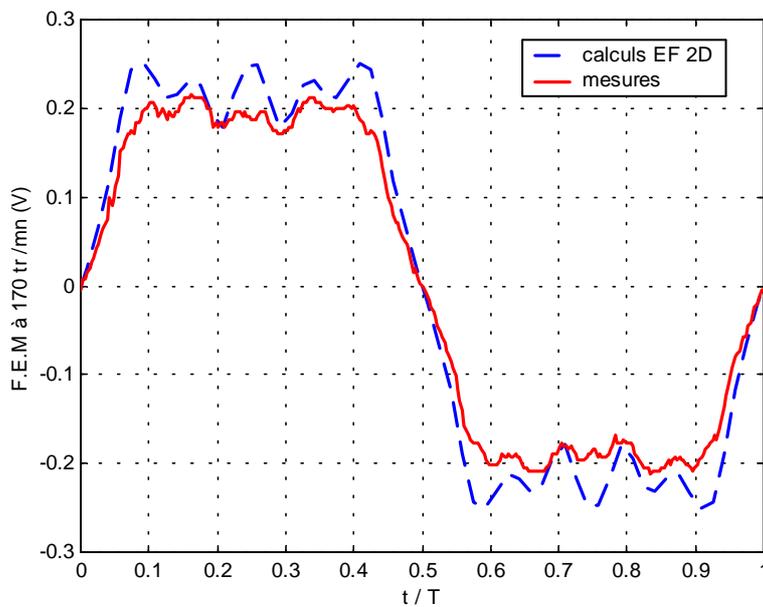


Fig. 4.8 – F.E.M mesurée et calculée.

Sur la figure 4.8 sont présentés les résultats de calculs et de mesures de la F.E.M induite dans une spire à 170 tr/mn. Pour s'approcher le plus possible d'une configuration 2D, la mesure est effectuée en présence des aimants azimutaux seulement, et sans la présence des flasques (cf. § II.3.5.h). Le calcul de la F.E.M est réalisé en dérivant le flux calculé par éléments finis 2D. On peut remarquer une assez bonne concordance entre ces deux courbes. Sur la figure suivante, nous avons représenté le contenu harmonique de ces deux signaux.

Les F.E.M calculée et mesurée possèdent à peu près les mêmes harmoniques. La F.E.M calculée présente, cependant, une composante harmonique 5 que l'on ne retrouve pas dans la mesure.

L'amplitude des harmoniques du signal calculé est légèrement plus importante que celle du signal mesuré.

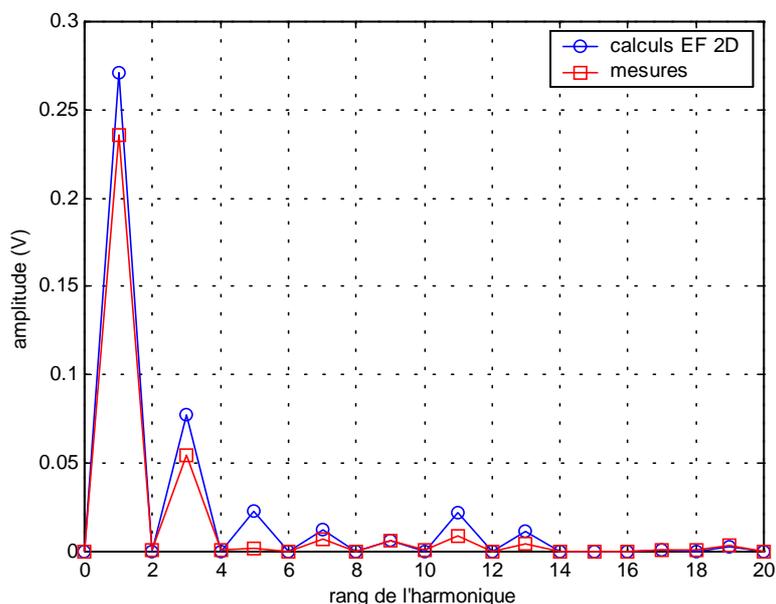


Fig. 4.9 – Contenu harmonique.

La comparaison entre les calculs et les mesures, nous confirme que l'analyse éléments finis 2D nous permet de modéliser correctement l'excitation liée aux aimants azimutaux.

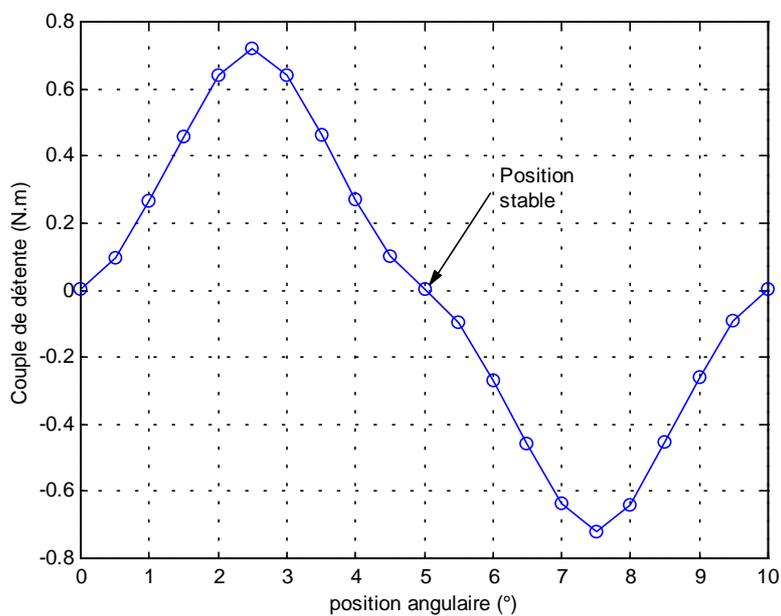


Fig. 4.10 – Couple de détente en fonction de la position angulaire.

Sur la figure 4.10 nous avons représenté la variation du couple de détente en fonction de la position angulaire θ_g . La méthode utilisée pour la détermination du couple, dans l'outil de calcul utilisé, est basée sur le "tenseur de Maxwell". La résolution est effectuée en utilisant le potentiel vecteur. La longueur active de la machine est de 40 mm. On peut voir, sur la figure 4.11, comment est repérée la position angulaire, et les lignes de champs pour la position correspondante à 10° . Les positions stables correspondent aux positions pour lesquelles le couple de détente est nul, et la dérivée du couple de détente par rapport à la position angulaire en ces points est négative. Le couple de détente est alternatif autour de sa valeur moyenne nulle. Sa période est liée au nombre de dents au stator. Dans notre cas, nous avons 36 dents, donc une période angulaire de 10° .

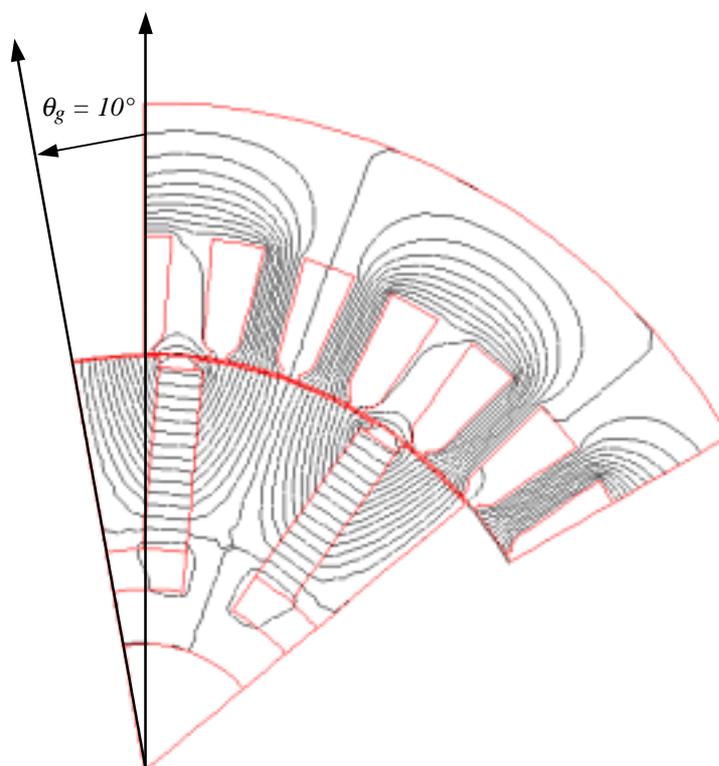


Fig. 4.11 – Lignes de champs pour $\theta_g = 10^\circ$.

IV.2.1.a Analyse éléments finis du fonctionnement en charge

Nous abordons dans cette partie l'étude des performances de la machine quand celle-ci est alimentée par différentes formes de courant. L'implantation de la commande en courant va nous permettre, par ailleurs, de déterminer les inductances cycliques dans l'axe direct et en quadrature et de calculer le nombre de spires.

La répartition des trois phases (a, b, c) est schématisée sur le figure 4.12. On peut voir comment sont réparties ces trois phases dans les encoches sur la figure 4.13.

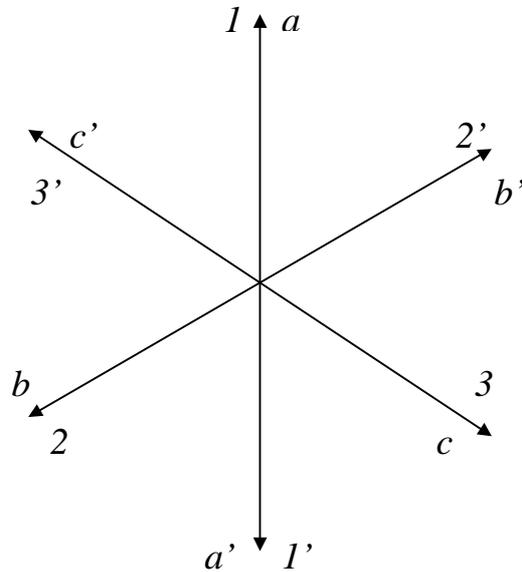


Fig. 4.12 – Schématisation de la répartition des 3 phases.

Si on choisit par exemple l'encoche 1 comme entrée de la phase a (1), s'ensuit que l'encoche 2 soit utilisée pour le retour de la phase b ($2'$) et l'encoche 3 comme entrée pour la phase c (3), et ainsi de suite dans le sens des aiguilles d'une montre (on peut choisir de tourner dans le sens contraire).

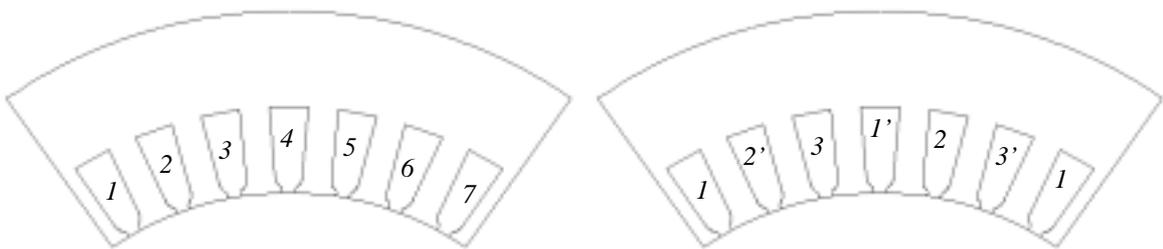


Fig. 4.13 – Répartition des 3 phases dans les encoches.

D'autres types de bobinage des machines à courant alternatif existent, on pourra, pour plus d'informations consulter la référence [S1].

Dans le cas où les courants des trois phases constituent un système triphasé équilibré, on peut les exprimer comme suit :

$$\begin{cases} ia = I_0 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega.t + \alpha) \\ ib = I_0 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega.t + \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ ic = I_0 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega.t + \alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (4.6)$$

avec,

I_0 la valeur efficace du courant de phase.

Le module I du courant dans le repère de Park est donné par la relation suivante :

$$I = \sqrt{3} \cdot I_0 \quad (4.7)$$

De plus, dans l'hypothèse du premier harmonique, les flux d'excitation des trois phases ont pour expression :

$$\begin{pmatrix} \Phi_{exc a} \\ \Phi_{exc b} \\ \Phi_{exc c} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \Phi_{exc} \cdot \begin{pmatrix} \cos(p.\theta) \\ \cos(p.\theta - 2\pi/3) \\ \cos(p.\theta + 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

Nous abordons en annexe de ce chapitre la modélisation des machines synchrones à pôles saillants (figure 4.14) (annexe A.4.2).

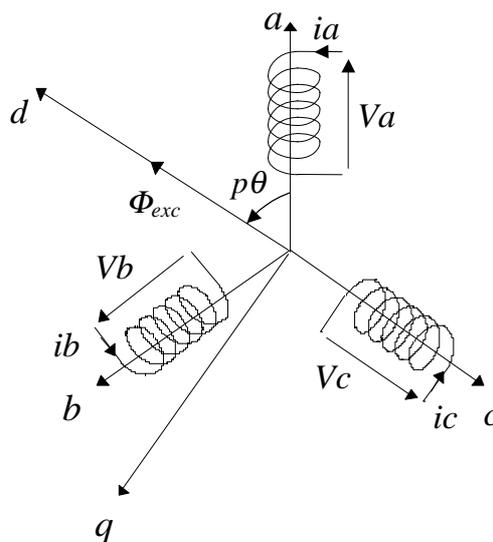


Fig. 4.14 – Représentation des différents repères.

L'angle $p.\theta$ est l'angle que fait le repère de Park (d, q) lié au rotor par rapport au repère triphasé (a, b, c) lié au stator (figure 4.14). L'angle θ est exprimé en fonction de la vitesse de rotation comme suit :

$$\theta = \Omega.t + \theta_0 \quad (4.9)$$

où l'angle θ_0 est l'angle initial du repère du rotor par rapport au stator.

Les machines électriques ne produisent de couple que si le flux rotorique et le flux statorique tournent à la même vitesse. La condition de synchronisme impose :

$$\omega = p.\Omega \quad (4.10)$$

L'expression du couple électromagnétique instantané, pour le modèle premier harmonique, est donnée par l'équation suivante :

$$C_{em} = p.I.\Phi_{exc}.\cos(\alpha - p.\theta_0 + \pi) + p.L_d.(\rho - 1).I^2.\frac{\sin(2.(\alpha - p.\theta_0 + \pi))}{2} \quad (4.11)$$

L'angle $(\alpha - p.\theta_0 + \pi)$ correspond à l'angle de déphasage entre le courant et la F.E.M. Voyons comment est introduit l'autopilotage dans l'analyse éléments finis 2D.

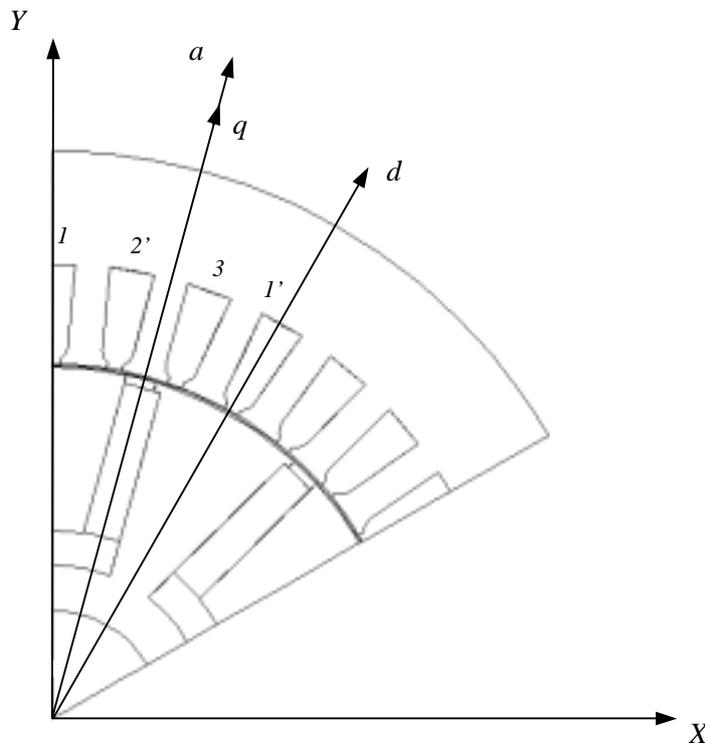


Fig. 4.15 – Différents repères par rapport à la géométrie.

Sur la figure 4.15, nous avons représenté les différents repères liés à la géométrie (X, Y), à la phase a et au référentiel de Park (d, q).

La réalisation de l'autopilotage dans le programme consiste à piloter α_I (l'angle de phase du courant, $\alpha_I = \omega.t + \alpha$) en fonction de la position du rotor par rapport au stator (cette position est caractérisée, dans notre programme, par l'angle θ_I) (figure 4.16).

L'angle θ_I est l'angle que fait l'axe q avec l'axe a . Le sens positif est le sens trigonométrique. Il est à noter que les axes q et d sont solidaires du rotor alors que les axes X, Y et a sont solidaires du stator. Quant à l'angle θ utilisé précédemment dans les équations, il correspond en fait à la position de l'axe d par rapport à l'axe a . La relation entre l'angle θ_I utilisé dans le programme et l'angle θ est donnée sur la figure 4.16.

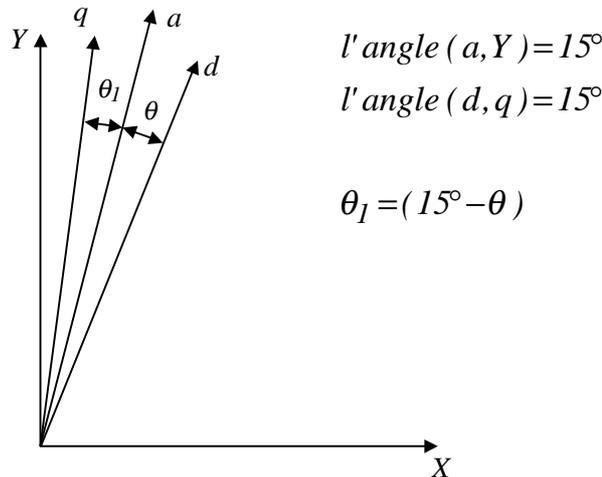


Fig. 4.16 – Repérage des différents repères par rapport à la géométrie.

Pour la position initiale ($\theta_I = 0$), l'axe q est colinéaire à l'axe a . La F.E.M étant calée sur l'axe q , il suffit donc d'imposer que α_I soit une fonction linéaire de θ_I .

$$\alpha_I = p.\theta_I + \alpha_0 + \pi / 2 \tag{4.12}$$

où,

α_0 est l'angle de déphasage entre le courant et la F.E.M.

L'axe a est l'axe de la première phase. Les conducteurs de cette phase sont logés dans les encoches I et I' . A l'encoche I est appliquée la densité de courant $J.\sin(\alpha_I)$ et à l'encoche I' la densité de courant $-J.\sin(\alpha_I)$. A l'encoche $2'$ est appliquée la densité de courant $-J.\sin(\alpha_I - 2\pi/3)$

et à l'encoche 3 est appliquée $J.\sin(\alpha_l + 2\pi/3)$ et ainsi de suite, comme nous l'avons vu précédemment.

Le nombre d'Ampère-tours induit maximal est donné par :

$$Ni = S_{cu} \cdot J = S_{enc} \cdot Kb \cdot J \tag{4.13}$$

avec,

S_{cu} : la surface de cuivre dans l'encoche ;

S_{enc} : la surface d'encoche ;

Kb : le coefficient de bobinage ;

J : la densité de courant maximal appliquée.

La figure 4.17, représente une encoche du stator. Le coefficient de bobinage est le rapport entre la surface de cuivre logé dans l'encoche et la surface totale d'encoche, il est généralement inférieur à 0,4 pour le type de bobinage adopté. Ce taux de remplissage des encoches est dû aux isolants entourant les conducteurs, ainsi qu'au vide existant entre les conducteurs.

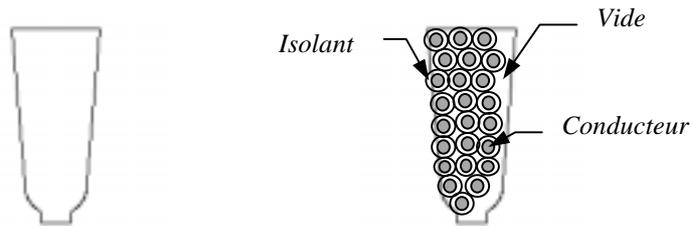


Fig. 4.17 – Représentation du bobinage dans une encoche.

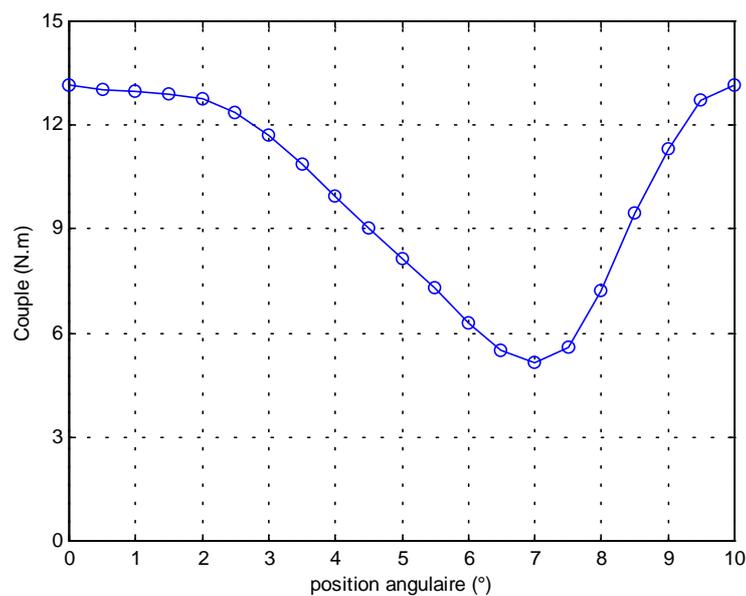


Fig. 4.18 – Couple total en fonction de la position angulaire.

Nous avons représenté sur la figure 4.18, la variation du couple calculé par éléments finis en fonction de la position angulaire. La méthode utilisée pour le calcul du couple est, comme précédemment, le "tenseur de Maxwell". La résolution, là aussi, est effectuée en utilisant le potentiel vecteur. Le calcul est effectué en imposant un déphasage nul entre le courant et la F.E.M, le coefficient de bobinage utilisé est égal à 0,35. La densité de courant imposée est de 10A/mm² efficace. Le couple possède, dans ce cas, une valeur moyenne de 9,87 N.m avec une ondulation de couple crête à crête de l'ordre de 8 N.m. Ces ondulations de couple proviennent du couple de détente, du couple réductant et du couple hybride, car les différentes F.M.M ne sont pas sinusoïdales [B2][B3].

Sur la figure 4.19, nous avons représenté les lignes de champs en charge pour la position correspondant à 10°.

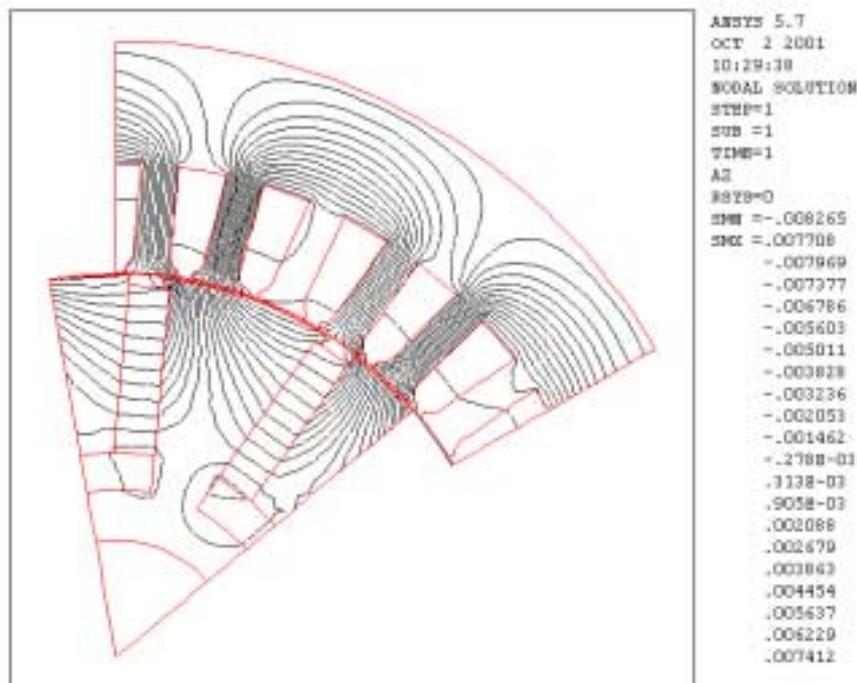


Fig. 4.19 – Lignes de champs en charge pour $\theta_g = 10^\circ$.

Les ondulations de couple dues au couple de détente sont liées à la variation de la réluctance que cause au flux rotorique l'existence des dents ; pour les réduire, on peut agir sur la valeur de i_s (la largeur de l'isthme d'encoche). Il existe d'autres solutions : une technique radicale de réduction des ondulations de couple, quelles que soient leurs origines, consiste à incliner les dents ou les encoches stator ; cette technique permet de réduire la variation de réluctance et de réduire ainsi

les ondulations [J1], mais avec un effet négatif sur le couple moyen. On peut par ailleurs réduire ces ondulations en utilisant des bobinages adaptés au stator [J1].

Sur la figure 4.20, nous avons représenté le couple réductant en fonction de la position angulaire. Ce couple possède une valeur moyenne nulle quand le courant est en phase avec la F.E.M, mais il est la cause d'ondulations de couple comme on le voit sur cette figure (de l'ordre de 6 N.m crête à crête).

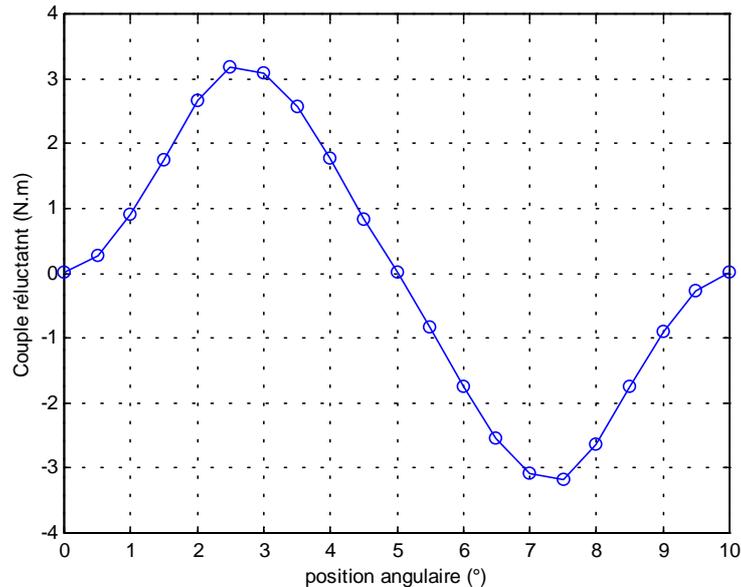


Fig. 4.20 – Couple réductant en fonction de la position angulaire.

En toute rigueur, à cause de la saturation magnétique, il n'est pas possible de découpler les différents termes participant à la production du couple total, mais cela nous donne une bonne indication sur l'origine des ondulations.

Pour plus d'informations sur les techniques de réduction des ondulations de couple, on pourra consulter les références suivantes [B2][B3][D1][J1].

Les machines à aimants enterrés sont celles qui possèdent le taux d'ondulation de couple le plus élevé. Par comparaison, nous avons calculé le couple total d'une machine à aimants en surface (figure 4.21). Cette machine possède le même stator que la machine précédente, le même rayon d'entrefer, la même longueur active 40 mm et le même nombre de paires de pôles 6. Les aimants en surface possèdent une épaisseur de 5 mm. Ils possèdent une induction rémanente $B_r = 1$ T. Les résultats de calculs du couple sont représentés sur la figure 4.22. Le calcul est effectué en

considérant là aussi le courant en phase avec la F.E.M et une densité de courant efficace de 10 A/mm².

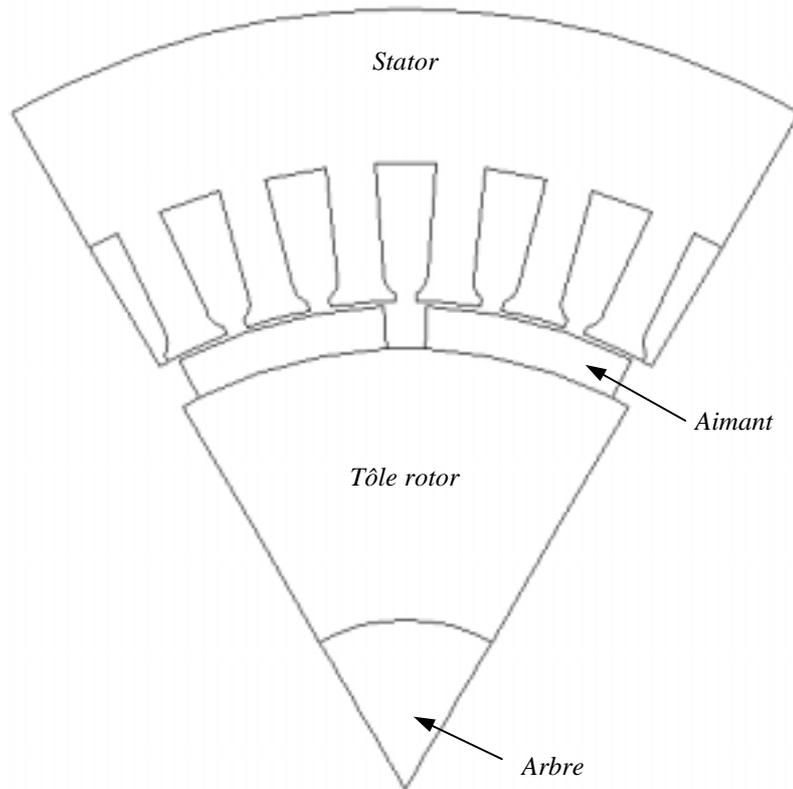


Fig. 4.21 – Coupe axiale d'une machine à aimants en surface.

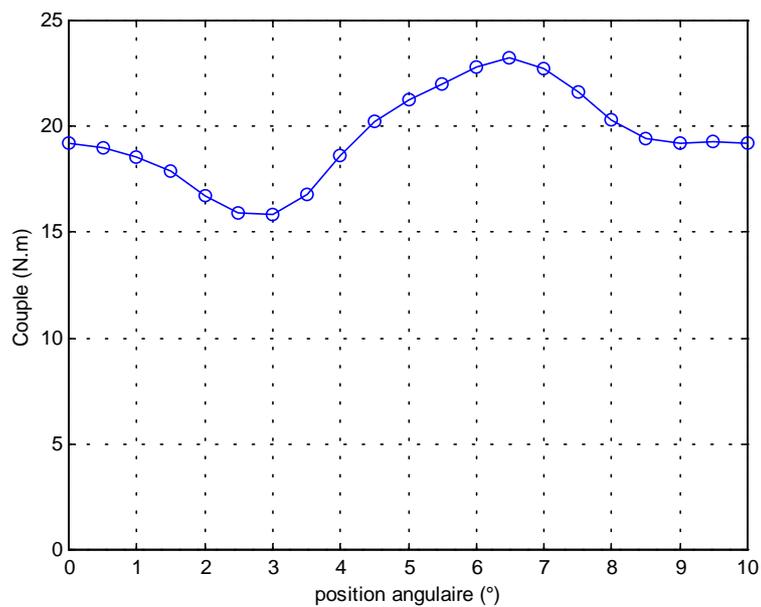


Fig. 4.22 – Couple total en fonction de la position angulaire.

La valeur du couple moyen pour cette machine est égale à 19,53 N.m pour une ondulation de couple crête à crête de l'ordre de 8 N.m. Le taux d'ondulation, qui est égal au rapport de l'ondulation crête à crête sur le couple moyen, est dans ce cas deux fois plus important pour la machine à aimants enterrés (40% pour la machine à aimants en surface contre 80% pour la machine à aimants enterrés).

L'ondulation du couple pour les machines à aimants en surface est essentiellement due au couple de détente. On peut voir sur la figure 4.23, la variation du couple de détente pour la machine à aimants en surface.

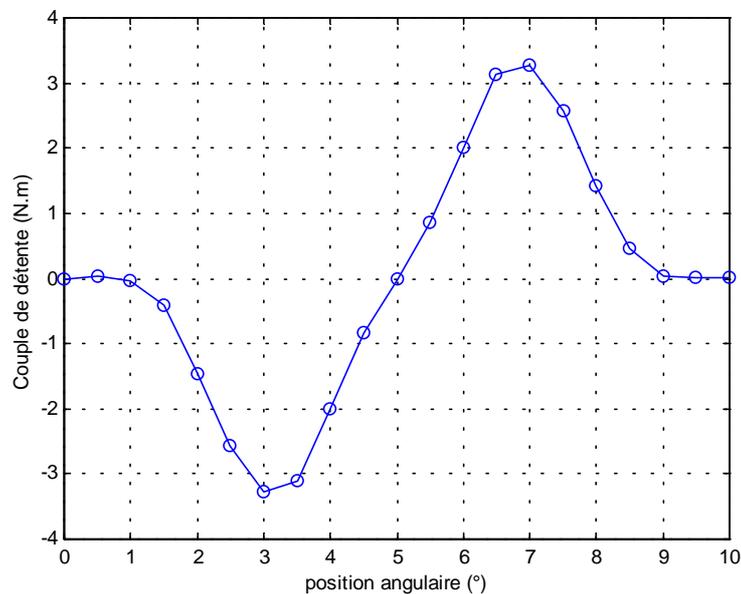


Fig. 4.23 – Couple de détente en fonction de la position angulaire.

Dans le cas linéaire, si le courant d'induit est en phase avec la F.E.M, la valeur moyenne du couple peut être déterminée théoriquement par la formule suivante :

$$C_{em} = p \cdot \Phi_{exc} \cdot I = p \cdot S_{cu} \cdot \sqrt{3} \cdot J_{eff} \cdot \Psi_{exc} \quad (4.14)$$

avec ;

Φ_{exc} : module du fondamental du flux à vide dans le repère de Park ;

I : module du courant d'induit dans le repère de Park ;

Ψ_{exc} : module du fondamental du flux à vide par spire dans le repère de Park.

Pour notre machine, le module du fondamental du flux par spire est déterminé à partir du fondamental de la F.E.M mesurée (figure 4.9).

Comme l'alimentation est en courants sinusoïdaux autopilotés, donc à la même fréquence et en phase avec les F.E.M, et que la valeur moyenne du couple n'est produite que par les harmoniques de même rang, il n'y a que le fondamental de la F.E.M et donc du flux qui participe au couple moyen.

Pour notre machine :

$$\begin{cases} S_{cu} = S_{enc} \cdot Kb = 32,445 \text{ mm}^2 \\ \Psi_{exc} = 3,11 \text{ mWb} \\ J_{eff} = 10 \text{ A/mm}^2 \end{cases}$$

ce qui donne pour une densité de courant efficace de 10 A/mm^2 un couple de $10,5 \text{ N.m}$.

La figure 4.24 représente le couple calculé par EF et le couple calculé par l'équation (4.14) pour différentes densités de courant.

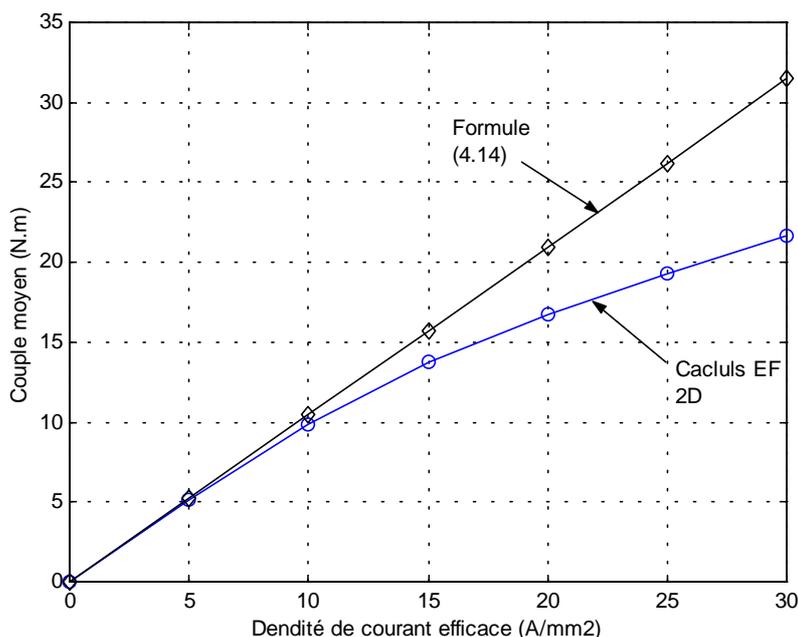


Fig. 4.24 – Couple hybride moyen en fonction de la densité de courant.

On voit que l'effet de la saturation commence à apparaître à partir d'une densité de courant de 10 A/mm^2 . Cette figure nous donne de bonnes indications sur les performances maximales qu'il est possible d'atteindre en tenant compte de la saturation magnétique. Si l'on veut doubler le couple

pour les vitesses inférieures à la vitesse de base, par exemple, il sera nécessaire d'avoir une densité de courant de l'ordre de 25 A/mm².

Pour une densité de courant donnée, il est possible, pour les machines à aimants enterrés, d'augmenter le couple moyen en imposant un déphasage non-nul entre le courant et la F.E.M. Sur la figure 4.25, nous avons représenté la variation du couple moyen en fonction du déphasage entre le courant et la F.E.M, pour une densité de courant efficace de 10 A/mm². On voit qu'il est possible d'augmenter le couple moyen, le couple maximal est atteint pour un angle de déphasage de 27°. L'augmentation du couple est de l'ordre de 15% (9,87 N.m pour $\psi = 0^\circ$ et 11,38 N.m pour $\psi = 27^\circ$).

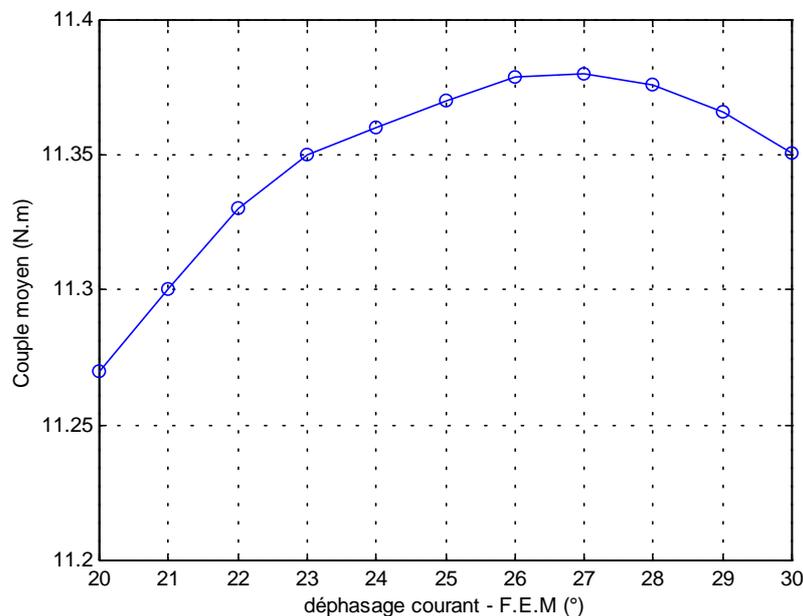


Fig. 4.25 – Variation du couple moyen en fonction du déphasage courant – F.E.M.

Les machines à aimants enterrés sont des machines à pôles saillants, c'est pour cela que l'angle de déphasage, courant – F.E.M, optimal permettant de maximiser le couple est différent de 0°. On pourra pour cela revenir au chapitre 3 où l'on donne l'expression de cet angle (équation (3.29)). Celui-ci est fonction du flux d'excitation, du courant d'induit, de L_d (l'inductance cyclique dans l'axe d) et du rapport de saillance.

Sur la figure 4.26, nous avons représenté les variations des rapports "perméances cycliques" dans l'axe direct et en quadrature, pour notre machine, en fonction de la densité de courant. Bien que l'impédance ne soit pas définie en régime saturé, cette figure nous permet de déterminer le domaine de validité du modèle linéaire. Comme pour le couple moyen, l'effet de la saturation

apparaît à partir d'une densité de courant de 10 A/mm². La perméance dans l'axe direct est moins sensible à la saturation que la perméance dans l'axe en quadrature. Cela est dû au fait que les lignes de champs de la réaction magnétique d'induit dans l'axe direct traversent les aimants. L'entrefer équivalent est donc plus important, ce qui réduit l'effet de la saturation. L'angle de déphasage, courant-F.E.M, optimal peut être exprimé en fonction de la densité de courant, du flux par spire et des perméances cycliques comme suit :

$$\psi_{opt} = \text{Arc sin} \left(\frac{\Psi_{exc} - \sqrt{\Psi_{exc}^2 + 8.P_d^2.(1-\rho)^2.(\sqrt{3}.J_{eff}.Kb.S_{enc})^2}}{4.P_d.(1-\rho).\sqrt{3}.J_{eff}.Kb.S_{enc}} \right) \quad (4.15)$$

où,

P_d : perméance dans l'axe direct ;

P_q : perméance dans l'axe en quadrature ;

Le calcul de cet angle par la formule (4.15) donne, pour une densité de courant efficace de 10 A/mm² et les valeurs des perméances correspondantes, une valeur de 28°.

IV.2.1.b Calcul des perméances cycliques

Pour le calcul des perméances cycliques nous avons utilisé deux méthodes différentes. Nous décrivons dans ce qui suit ces deux méthodes. Pour tracer les courbes de la figure 4.26, nous avons utilisé la deuxième méthode.

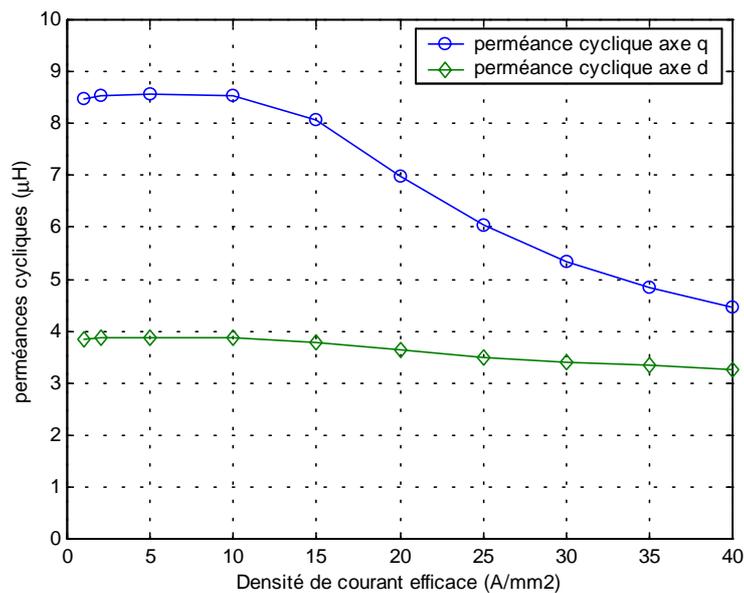


Fig. 4.26 – Perméances cycliques en fonction de la densité de courant.

IV.2.1.b.1 Première méthode

Cette méthode consiste à alimenter les trois phases avec un système de courants de manière à ce que les composantes du courant dans le repère de Park soient non-nulles. Les aimants sont remplacés par de l'air.

Dans ce cas les composantes du flux résultant par spire dans le repère de Park auront pour expressions :

$$\begin{cases} \Psi_d = P_d \cdot Ni_d \\ \Psi_q = P_q \cdot Ni_q \end{cases} \quad (4.16)$$

Il suffit donc de calculer le flux en fonction de la position rotorique sur une période (60° mécaniques). Puis le calcul du fondamental de ce flux permet de déterminer les composantes Ψ_d et Ψ_q .

Dans l'exemple qui suit, les encoches 1, 2 et 3 des trois phases *a, b* et *c*, sont alimentées avec le système de courant suivant :

$$\begin{cases} Ni_1 = J \cdot Kb \cdot S_{enc} \cdot \cos(p \cdot \theta - \pi / 4) \\ Ni_2 = J \cdot Kb \cdot S_{enc} \cdot \cos(p \cdot \theta - \pi / 4 - 2\pi / 3) \\ Ni_3 = J \cdot Kb \cdot S_{enc} \cdot \cos(p \cdot \theta - \pi / 4 + 2\pi / 3) \end{cases} \quad (4.17)$$

Sur la figure 4.27, nous avons représenté le courant dans l'encoche 1 (figure 4.15) et le flux traversant une spire de la phase *a*, pour une densité de courant de $J = 1A/mm^2$.

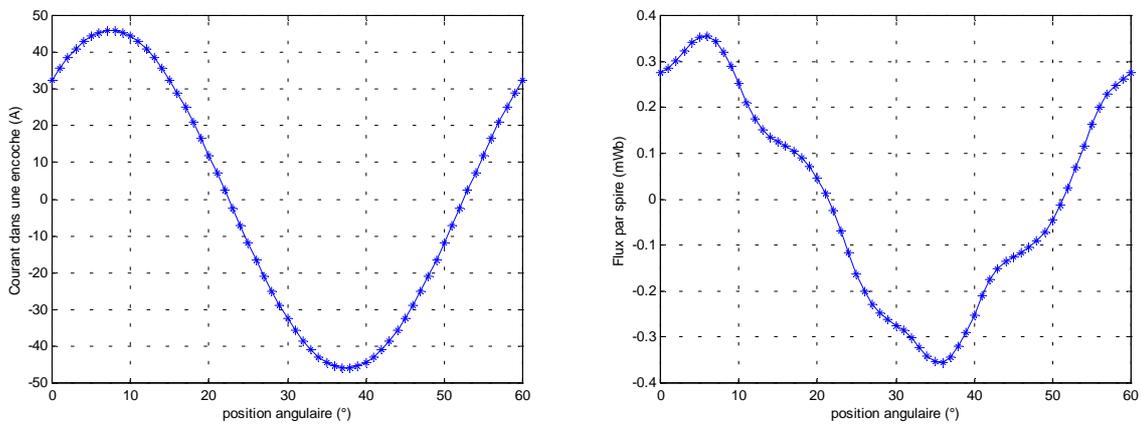


Fig. 4.27 – Courant et flux en fonction de la position angulaire.

Le contenu harmonique du flux par spire est représenté sur la figure 4.28. Le fondamental possède une amplitude maximale de 0,316 mWb et une phase de -30° (4.18).

$$\Psi_f = (0,316 \cdot \cos(p \cdot \theta - \pi / 6)) \text{ mWb} \quad (4.18)$$

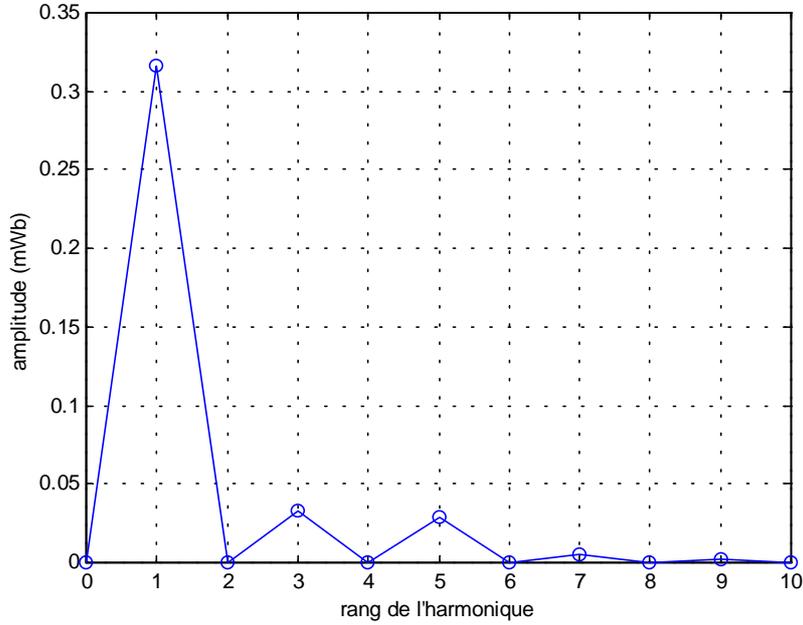


Fig. 4.28 – Contenu harmonique du flux par spire.

On peut à partir de là calculer les perméances comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} Ni_d = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot J \cdot Kb \cdot S_{enc} \cdot \sin(\pi / 4) \right) A \\ Ni_q = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot J \cdot Kb \cdot S_{enc} \cdot \cos(\pi / 4) \right) A \\ \Psi_d = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot 0,316 \cdot \sin(\pi / 6) \right) \text{ mWb} \\ \Psi_q = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot 0,316 \cdot \cos(\pi / 6) \right) \text{ mWb} \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} P_d = \frac{\Psi_d}{Ni_d} = 4,9 \mu H \\ P_q = \frac{\Psi_q}{Ni_q} = 8,43 \mu H \end{array} \right.$$

IV.2.1.b.2 Deuxième méthode

Pour le calcul de la perméance cyclique dans l'axe q , il faut mettre en phase l'axe q et la phase a (figure 4.15). La phase a est alimentée avec une densité de courant J et les deux autres phases

avec une densité de courant de $-J/2$. On calcule le flux par spire Ψ , la perméance dans l'axe q est égale à $\Psi / (J.Kb.S_{enc})$.

La même démarche est suivie pour le calcul de la perméance dans l'axe d . Cette fois, c'est l'axe d qui est colinéaire à l'axe a .

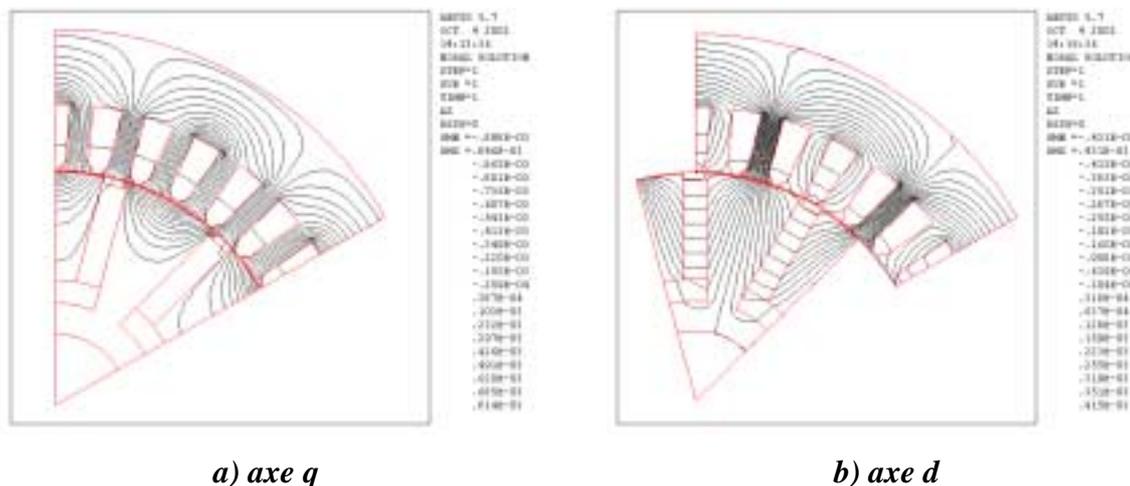


Fig. 4.29 – Lignes de champs dans l'axe q (a) et d (b).

Sur la figure 4.29, nous avons représenté les lignes de champs, l'axe de la phase a étant calé sur l'axe q (a) puis l'axe d (b). Les calculs donnent pour cette méthode les valeurs suivantes :

$$\begin{cases} P_d = 3,6 \mu H \\ P_q = 8,5 \mu H \end{cases}$$

C'est cette deuxième méthode qui est utilisée pour tracer les courbes de la figure 4.26. On voit que les deux méthodes ne donnent pas les mêmes valeurs, surtout en ce qui concerne la perméance cyclique d'axe d . Nous comparerons ultérieurement ces valeurs à des mesures.

IV.2.2 Calcul du nombre de spires

La démarche suivie pour calculer le nombre de spires est la suivante :

- 1- on calcule le flux par spire à l'aide d'une analyse éléments finis. La densité de courant efficace maximale que nous nous sommes imposés compte tenu des contraintes thermiques est de 10 A/mm^2 . Le déphasage entre le courant et la F.E.M est égal à 28° , ce qui permet

d'avoir un couple maximal. Nous avons représenté sur la figure 4.33, la variation du flux par spire dans ce cas.

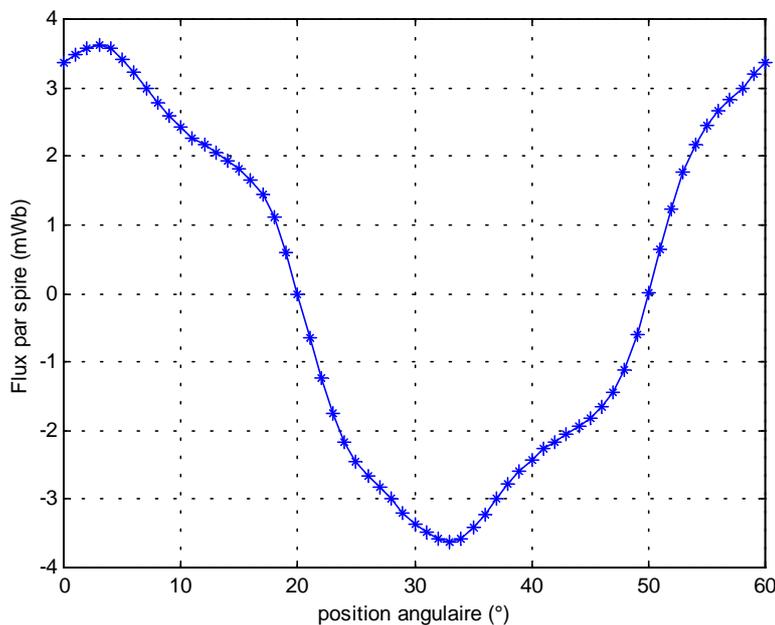


Fig. 4.33 – Flux par spire en fonction de la position angulaire.

2- La tension aux bornes d'une phase, la phase 1 (*a*) par exemple, est exprimée comme suit :

$$v_1 = R.i_1 + \frac{d\Phi_1}{dt} \Rightarrow \frac{v_1}{n_s} = r_s.n_s.i_1 + \frac{d\Psi_1}{dt} \quad (4.19)$$

avec ;

i_1, v_1 : courant et tension de la phase 1 ;

r_s : résistance spécifique,

n_s : nombre de spires ;

Ψ_1 : flux par spire de la phase 1.

La résistance spécifique est définie comme suit :

$$r_s = \frac{l_s}{\sigma.S_{enc}.Kb} \quad (4.20)$$

où ;

l_s : longueur moyenne d'une spire.

σ : conductivité (à ne pas confondre avec le rapport de saillance).

Ayant calculé par éléments finis Ψ_l , nous en déduisons (v_l / n_s) pour la vitesse de base (2000 tr/mn).

3- suivant le type d'alimentation choisi, le coefficient de tension kdc , liant la valeur efficace du fondamental de la tension d'alimentation d'une phase V_{max} à la tension d'alimentation de l'onduleur Uc est donné dans le tableau suivant [S2] :

$$V_{max} = kdc.Uc \quad (4.21)$$

Type d'alimentation	120°	180°	sinus(MLI)
Kdc	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} = 0,78$	$\frac{3 \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \pi} = 0,68$	$\frac{1}{\sqrt{6}} = 0,41$

Le calcul de la valeur efficace du fondamental de (v_l / n_s), nous permet de calculer in fine le nombre de spires :

$$n_s = \frac{V_{max}}{\left(\frac{v_l}{n_s}\right)_{f \text{ eff}}} \quad (4.22)$$

Pour une tension imposée $Uc=300V$, le calcul donne :

Type d'alimentation	120°	180°	sinus(MLI)
n_s	71	62	37

On peut également évaluer le nombre de spires par la formule suivante (4.23), qui découle du modèle premier harmonique.

$$n_s = \frac{\sqrt{3} \cdot V_{max}}{\sqrt{(\Psi_d \cdot p \cdot \Omega_b + r_s \cdot Ni_q)^2 + (\Psi_q \cdot p \cdot \Omega_b + r_s \cdot Ni_d)^2}} \quad (4.23)$$

avec ;

$$\begin{cases} \Psi_d = \Psi_{exc} + P_d \cdot Ni_d \\ \Psi_q = -P_q \cdot Ni_q \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} Ni_d = -J_{eff} \cdot \sqrt{3} \cdot S_{cu} \cdot \sin \psi_{opt} \\ Ni_q = J_{eff} \cdot \sqrt{3} \cdot S_{cu} \cdot \cos \psi_{opt} \end{cases} \quad (4.24)$$

En utilisant cette formule, nous obtenons les résultats suivants :

Type d'alimentation	120°	180°	sinus(MLI)
n_s	65	57	34

Afin d'utiliser des fils standards de 1 mm² de section, nous avons finalement opté pour un nombre de spires égal à 33. Le courant efficace maximal de phase est, dans ce cas, de 10 A.

Nous avons simulé le fonctionnement de l'ensemble convertisseur - machine, grâce à un modèle Simulink. Dans cette simulation, la tension de batterie est de 300 V ; les courants de phases imposés ont une valeur efficace de 10 A et un déphasage de 28° par rapport aux F.E.M respectives ; un couple de charge de 11,38 N.m est appliqué à l'instant 0,25 s. Les correcteurs utilisés sont des correcteurs à hystérésis avec une bande de 0,5 A. Le nombre de spires est égal à 33.

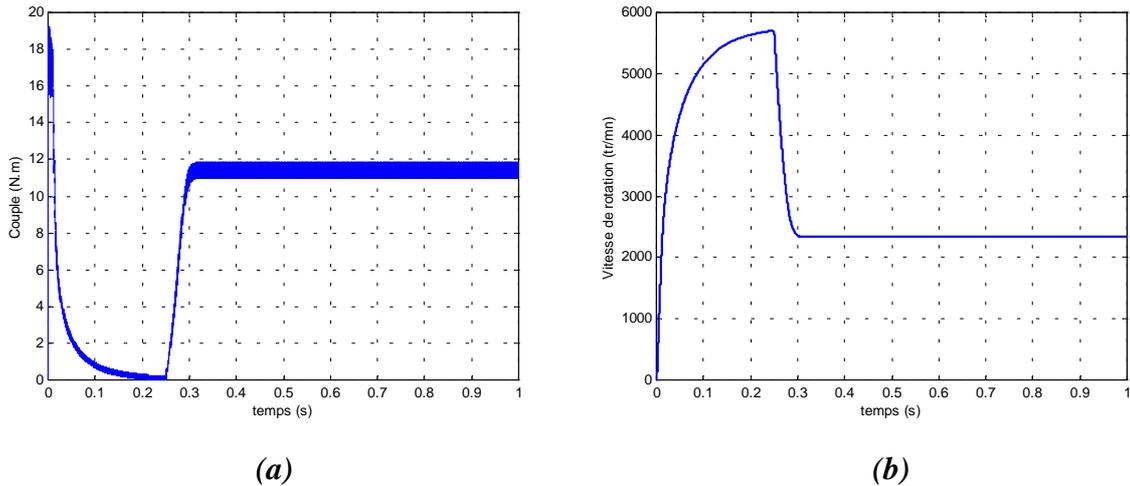


Fig. 4.34 – Caractéristiques couple (a) et vitesse de rotation (b).

On voit à travers cette simulation qu'il est possible d'atteindre le point de fonctionnement imposé. La vitesse est légèrement plus élevée que 2000 tr/mn (2335 tr/mn).

Notons que l'inductance normalisée d'axe d est indépendante du nombre de spires :

$$L_d^* = \frac{L_d \cdot I_{max}}{\Phi_{exc}} = \frac{n_s^2 \cdot P_d \cdot I_{max}}{n_s \cdot \Psi_{exc}} = \frac{P_d \cdot J_{eff} \cdot \sqrt{3} \cdot S_{cu}}{\Psi_{exc}} \quad (4.25)$$

IV.3 Modélisation par éléments finis 3D

Etant donné que les différents flux, dans la machine étudiée, possèdent des trajets dans les trois dimensions (x, y, z), une analyse éléments finis 3D s'imposait. Cette étude va nous permettre une modélisation plus fine du fonctionnement de notre structure.

IV.3.1 Mesure des inductances cycliques

La machine étant, à cet instant de l'étude, bobinée, nous présentons dans ce qui suit les mesures des inductances cycliques que nous comparerons à celle obtenues par calcul éléments finis 2D.

La méthode de mesure utilisée consiste à alimenter en série deux des trois phases statoriques de la machine, comme on le voit sur la figure 4.35.

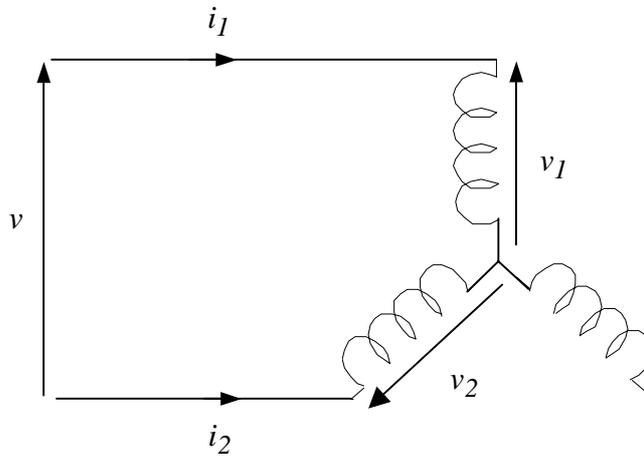


Fig. 4.35 – Montage d'alimentation des phases statoriques.

Les équations électriques décrivant le fonctionnement de ce montage pour une position donnée sont (annexe A.4.2) :

$$\begin{cases} i_1 = -i_2 = i \\ v = v_1 - v_2 \\ v_1 = R.i_1 + L.\frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + L_v.\cos 2.p.\theta.\frac{di_1}{dt} + L_v.\cos(2.p.\theta - 2.\pi / 3).\frac{di_2}{dt} \\ v_2 = R.i_2 + L.\frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + L_v.(\cos 2.p.\theta - 2.\pi / 3).\frac{di_1}{dt} + L_v.\cos(2.p.\theta + 2.\pi / 3).\frac{di_2}{dt} \end{cases} \quad (4.26)$$

Pour une alimentation sinusoïdale, nous pouvons écrire :

$$\bar{V} = 2.(R + j.L_\theta.\omega).\bar{I} \quad (4.27)$$

Ayant mesuré la valeur de R par la méthode Volt-Ampèremétrique ($R = 0,76\Omega$), nous en déduisons la valeur de l'inductance.

$$L_{\theta} = \frac{I}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V}{2.I}\right)^2 - R^2} \quad (4.28)$$

En changeant la position du rotor, on remarque que le courant passe par deux valeurs extrêmes, un minimum et un maximum, la valeur efficace V de la tension d'alimentation étant constante. Les inductances calculées à partir de ces deux valeurs du courant correspondent respectivement à l'inductance cyclique dans l'axe en quadrature L_q , et à l'inductance cyclique dans l'axe direct L_d (annexe A.4.3).

Le tableau suivant résume les résultats des mesures :

f (Hz)	V (V)	I_{min} (mA)	I_{max} (mA)	L_q (mH)	L_d (mH)	P_q (μ H)	P_d (μ H)
100	7,86	704,10	897,50	8,80	6,86	8,10	6,30
1000	7,91	94,10	126,50	6,69	4,97	6,69	4,57
2000	7,89	53,20	72,80	5,91	4,31	5,42	3,96

On rappelle que ;

$$P = \frac{L}{n_s^2} \quad (4.29)$$

P : la perméance ;

L : l'inductance.

On voit que la mesure des inductances est sensible à la fréquence d'alimentation. Plus la fréquence est élevée, plus les inductances mesurées sont faibles, cela est dû aux courants de Foucault, qui ont un effet démagnétisant. Les inductances calculées par éléments finis sont à comparer avec celles qui sont mesurées à la plus faible fréquence (100 Hz).

<i>Perméances</i>	<i>Calculs EF 2D</i>	<i>Mesures</i>	$\frac{ P_{mes} - P_{cal} }{P_{mes}}$
$P_d(\mu H)$	3,6	6,3	43 %
$P_q(\mu H)$	8,5	8,1	5 %

Ces résultats montrent une grande différence entre les mesures et les calculs pour la perméance dans l'axe d . La mesure donne une valeur plus importante. Cela peut s'expliquer par la nature 3D propre à notre structure et les fuites estimées plus faibles dans les calculs. On pense que les têtes de bobines participent à la réaction magnétique d'induit, dans l'axe d , d'une manière non négligeable. Dans la référence [M2], une étude effectuée sur une structure avec des trajets de flux dans les trois dimensions conforte l'observation précédente. Ces constatations confirment la nécessité d'une modélisation éléments finis 3D.

IV.3.2 Modélisation du fonctionnement à vide

Nous étudions dans ce qui suit le fonctionnement de notre structure en utilisant une analyse éléments finis 3D. Nous pouvons voir sur la figure 4.36, la structure 3D maillée de la machine.

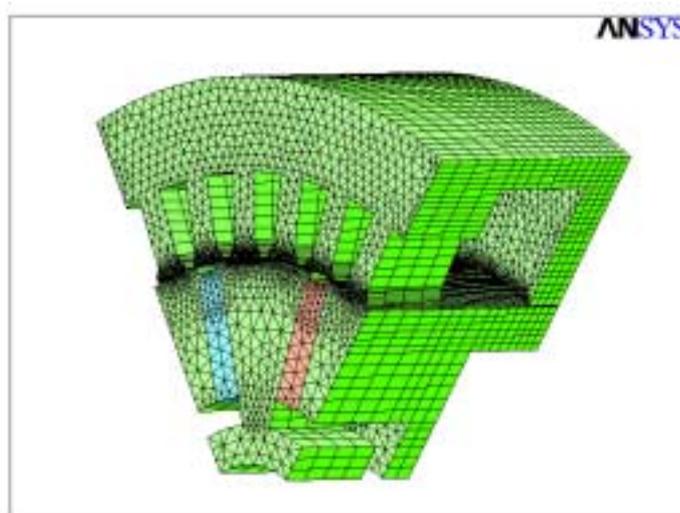


Fig. 4.36 – Maillage 3D de la machine.

Etant donné les symétries que présente cette structure, l'étude n'est effectuée que sur 1/12 de la machine. La résolution se fait en potentiel scalaire ; le nombre de nœuds est égal à 45562.

L'entrefer est divisé en deux volumes, l'un est solidaire du stator et l'autre du rotor. Le maillage 3D est obtenu, à partir d'un maillage 2D, par extrusion. Cela nous permet de faire des calculs pour plusieurs positions sans pour autant être obligé de remailler le volume.

Sur la figure 4.37, nous avons représenté les résultats de calculs et de mesures des flux maximums par spire par phase à vide en présence de tous les aimants et des flasques (les flasques sont nécessaires pour l'excitation bobinée) (figure 2.37). Le calcul est effectué en linéaire avec

une perméabilité relative de 10000, pour les parties ferromagnétiques, et une induction rémanente B_r de 0,35 T puis 0,4 T pour les aimants.

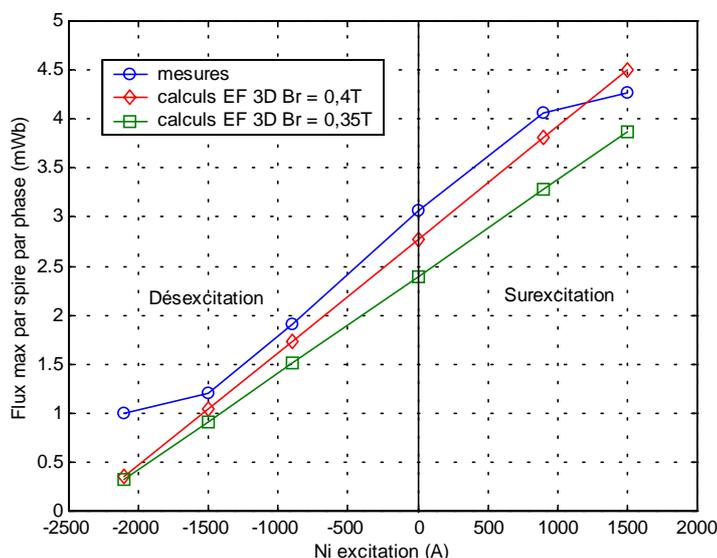


Fig. 4.37 – Flux d'excitation par spire par phase.

Les aimants fournis pour cette machine ont été caractérisés avec une induction rémanente de 0,35 T [B1]. La Caractérisation a porté sur un seul aimant. Il semble que les aimants possèdent plutôt une induction rémanente de 0,4 T, puisque les calculs effectués avec cette valeur sont conformes à la courbe des mesures.

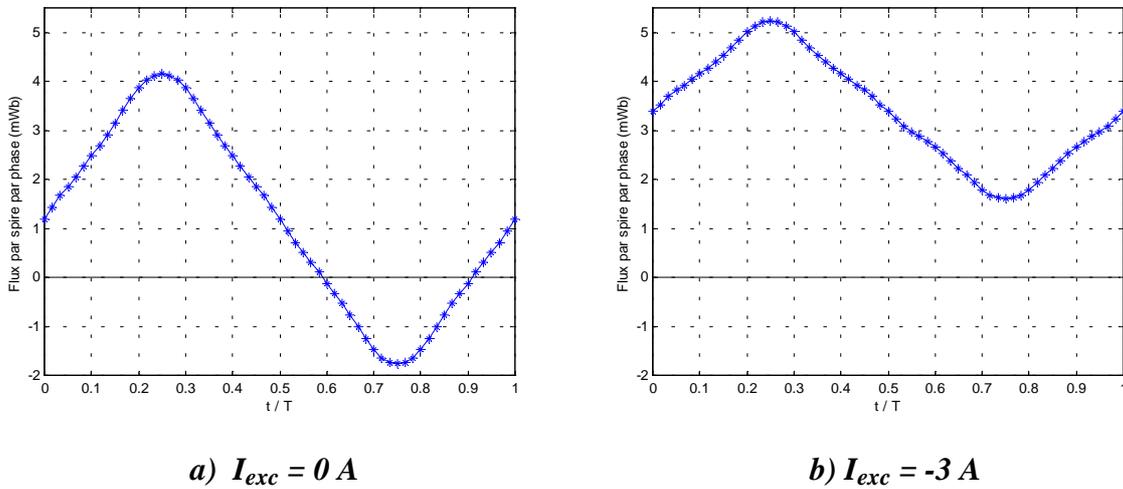
La saturation magnétique apparaît à partir d'un courant d'excitation de 3 A (900 AT) en surexcitation et à partir de 5 A (1500 AT) en désexcitation. En surexcitation ce sont les dents statoriques (de la partie active) qui saturent. En désexcitation, ce sont les flasques permettant le passage du flux d'excitation qui vont saturer.

Les valeurs des différents flux, représentés sur la figure 4.37, sont obtenues comme suit :

- 1) ce qu'on appelle "mesures" sont les valeurs maximales de la composante alternative du flux. Ces valeurs sont calculées par intégration numérique des F.E.M mesurées pour chaque courant d'excitation.
- 2) Les calculs éléments finis 3D sont effectués pour une seule position. On calcule les flux sous un pôle "nord" et "sud". Les valeurs maximales, de la composante alternative du flux d'excitation sont alors, calculées par l'équation suivante :

$$\Phi_{\approx max} = \frac{\Phi_{nord} - \Phi_{sud}}{2} \quad (4.30)$$

Sur la figure 4.38, nous avons représenté les flux calculés à vide pour deux valeurs du courant d'excitation. Le calcul est effectué en considérant que les aimants possédaient une induction rémanente de 0,4 T. On voit que les flux présentent une composante continue (cf. § II.3.5.h).

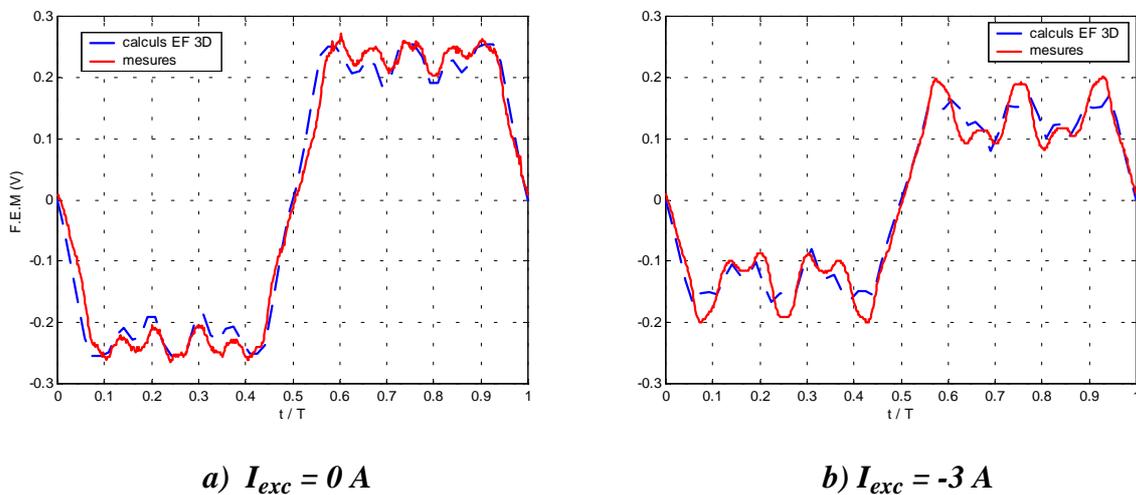


a) $I_{exc} = 0 A$

b) $I_{exc} = -3 A$

Fig. 4.38 – Flux d'excitation par spire par phase.

Sur la figure 4.39, nous avons représenté les F.E.M correspondant aux flux précédents pour une vitesse de rotation de 170 tr/mn. On peut constater que l'analyse éléments finis 3D permet une modélisation assez fine du fonctionnement de la machine.



a) $I_{exc} = 0 A$

b) $I_{exc} = -3 A$

Fig. 4.39 – F.E.M par spire par phase.

La démarche suivie pour calculer le flux est la suivante :

- 1- nous relevons pour chaque position une cartographie de l'induction à mi-hauteur des dents sous un pôle (figure 4.40).
- 2- on calcule l'induction moyenne sous ce pôle.

3- Le flux est calculé en utilisant la formule suivante :

$$\Phi = B_{moy} \cdot p \cdot S_p \quad (4.31)$$

avec ;

S_p : surface sous un pôle.

Cette opération est répétée pour chaque position.

Nous avons représenté sur la figure 4.40, la cartographie de l'induction au niveau de l'entrefer et à mi-hauteur des dents. On distingue bien, sur ces cartographies, l'effet de la denture.

a) entrefer

b) mi-hauteur de denture

Fig. 4.40 – Répartition de l'induction.

On peut voir sur la figure 4.41, comment sont repérées la position angulaire et la distance Z.

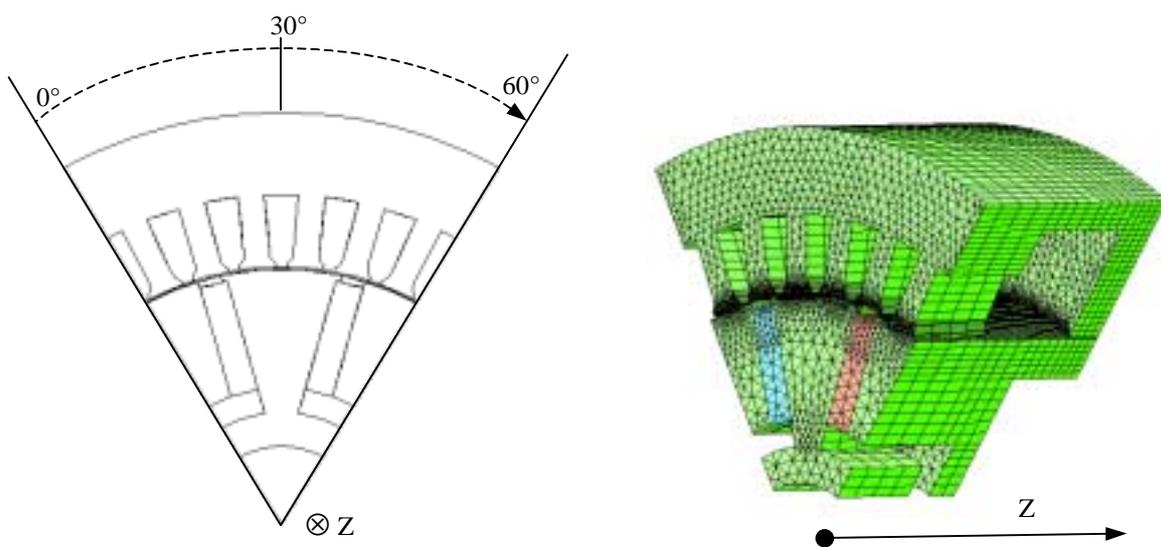


Fig. 4.41 – Repères de la cartographie.

Bien que l'analyse éléments finis 3D permette une prise en compte assez fine des phénomènes physiques liés au fonctionnement de notre structure, elle possède tout de même un inconvénient certain : le temps de calcul nécessité est dans certains cas prohibitif. Cela nous empêche d'avoir une modélisation efficace. Il faut noter qu'en parallèle, les moyens de calcul évoluent assez rapidement.

IV.3.3 Modèle 2D à symétrie de révolution (axisymétrique)

La modélisation 2D à symétrie de révolution permet de prendre en compte les effets 3D. La figure 4.42 montre le modèle 2D à symétrie de révolution du circuit de l'excitation bobinée. L'axe de révolution est l'axe y. Nous donnons en annexe du cinquième chapitre les dimensions de cette structure (Annexe A.5.1).

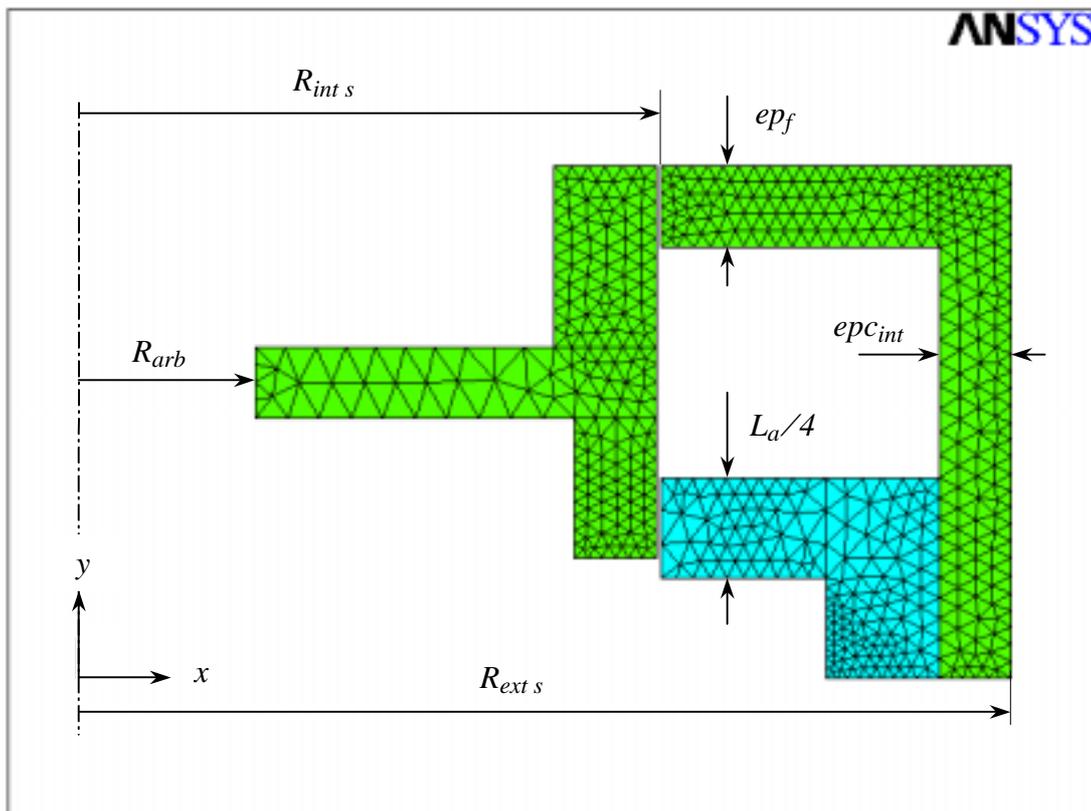


Fig. 4.42 – Modèle 2D axisymétrique.

$R_{int s}$: le rayon intérieur du stator ;

$R_{ext s}$: le rayon extérieur initial de la culasse externe ;

$ep_{c_{int}}$: l'épaisseur initiale de la culasse ;

ep_f : l'épaisseur des flasques ;

L_a : la longueur active.

Il s'agit dans ce modèle de retrouver les sections de passage des flux de la machine réelle. Pour la culasse extérieure et les flasques, nous retrouvons leurs dimensions réelles (puisque ce sont des cylindres parfaits). C'est le cas aussi pour le collecteur de flux rotorique (cf. § II.3.5.h). Quant aux dents du stator et aux griffes rotoriques liées au collecteur (figure 4.43), il est nécessaire de déterminer des dimensions équivalentes pour modéliser leurs sections de passage. Comme les dents et les encoches ont la même largeur, et que le calcul se fait sur la moitié de la machine, nous avons modélisé la section de passage des dents statoriques, par un cylindre de hauteur égale à un quart de la longueur active.

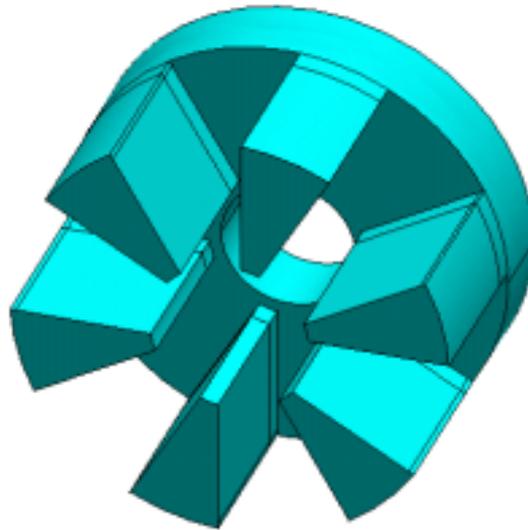


Fig. 4.43 – Collecteur de flux et griffes du rotor (matériau massif).

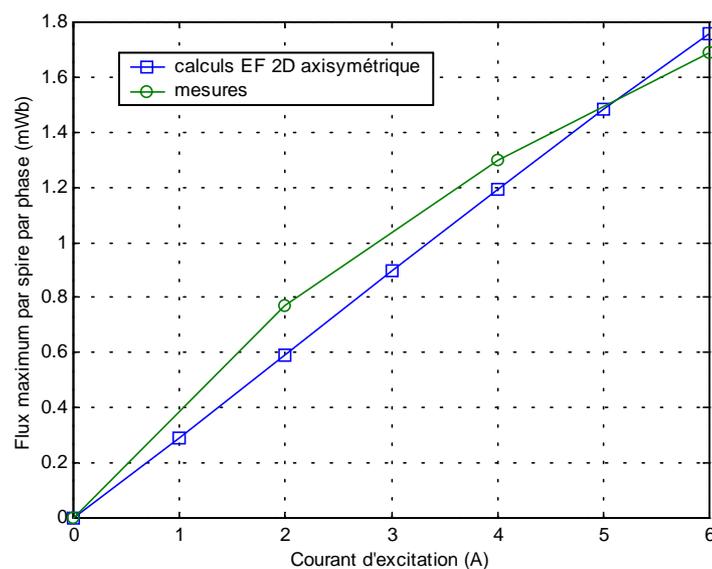


Fig. 4.44 – Calculs et mesures du flux de l'excitation bobinée.

La figure 4.44 montre les résultats de calculs et de mesures des flux à vide par spire par phase pour différents courants d'excitation, sans la présence des aimants pour l'épaisseur initiale de la culasse. Les calculs sont effectués en tenant compte de la saturation des matériaux.

Nous avons utilisé ce modèle pour étudier l'influence de l'épaisseur de la culasse extérieure sur le flux de l'excitation bobinée. La culasse extérieure constitue une partie non négligeable de la masse de cette structure, il est donc nécessaire d'étudier l'influence de ses dimensions sur le fonctionnement de la machine afin d'optimiser son poids [A2]. La figure 4.45 montre les niveaux d'induction dans les différentes parties de la machine pour un courant d'excitation de 6A. On voit que la culasse extérieure n'est pas la zone où l'induction est la plus élevée, il est donc possible de réduire son épaisseur sans dégrader le fonctionnement de l'excitation bobinée.

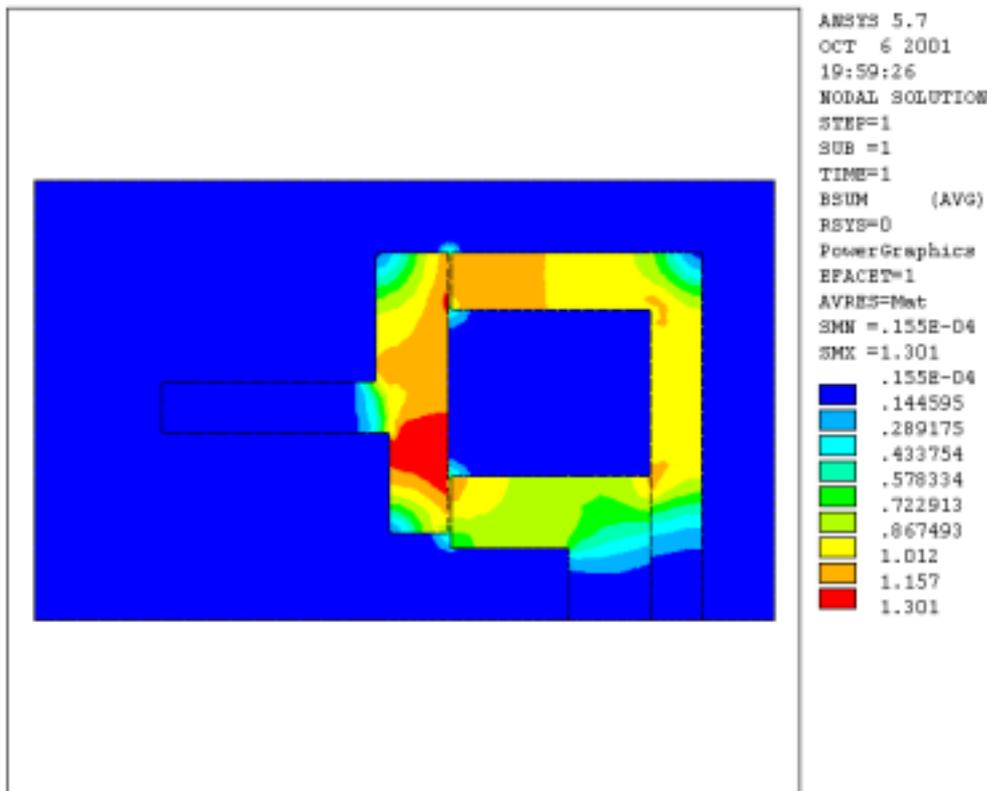


Fig. 4.45 – niveaux d'induction dans les différentes parties du circuit magnétique.

Sur la figure 4.46, nous avons représenté la variation du flux d'induit, par spire par phase, en fonction du courant d'excitation et ceci pour plusieurs valeurs de l'épaisseur de la culasse *epc*.

L'effet de la réduction de l'épaisseur de la culasse extérieure commence à être évidente pour les valeurs inférieures à 5,5 mm. Pour une épaisseur de culasse égale à 5,5 mm, la masse de la

culasse est réduite de 22 % par rapport à sa masse initiale ($epc_{int} = 7$ mm). Il reste donc à effectuer les modifications sur la structure et vérifier que les performances de la machine ne se dégradent pas.

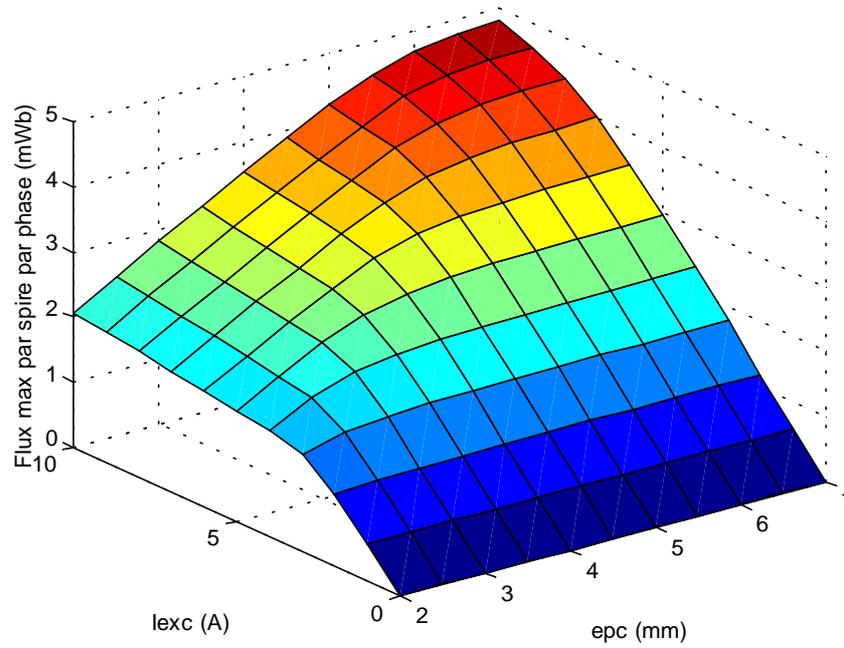


Fig. 4.46 – Variation du flux de l'excitation bobinée.

Par ailleurs, il faut noter que la culasse extérieure, toute pénalisante qu'elle soit du point de vue masse, pourrait être utilisée pour le refroidissement et permettre ainsi un gain sur le dimensionnement du circuit de refroidissement. Pour cette raison, nous cherchons à inclure une partie du radiateur dans les dimensions actuelles de la culasse.

La modélisation 3D du fonctionnement en charge, de la machine à double excitation, a récemment été initiée. Cette étude nécessite la prise en compte du bobinage d'induit.

IV.4 Pré-dimensionnement d'une structure classique de machine à aimants enterrés ($C_n = 65 \text{ N.m}$)

Nous présentons dans cette partie une étude afin de pré-dimensionner une structure classique à aimants enterrés. Le cahier des charges que nous nous sommes imposées est donné par :

$$\begin{cases} D_{ext} = 260 \text{ mm (diamètre extérieur)} \\ L_{ext} = 70 \text{ mm (longueur active de la machine)} \\ C_n = 65 \text{ N.m (couple nominal)} \end{cases}$$

Pour obtenir une machine à double excitation, il suffit de rajouter à cette structure un circuit d'excitation par bobines (§ V.2).

La figure 4.47 représente une machine à aimants enterrés sans isthme. Nous allons mettre en place un programme afin de calculer les paramètres permettant pour un couple donné la minimisation des pertes joules en fonction du rapport rayon d'entrefer sur rayon extérieur.

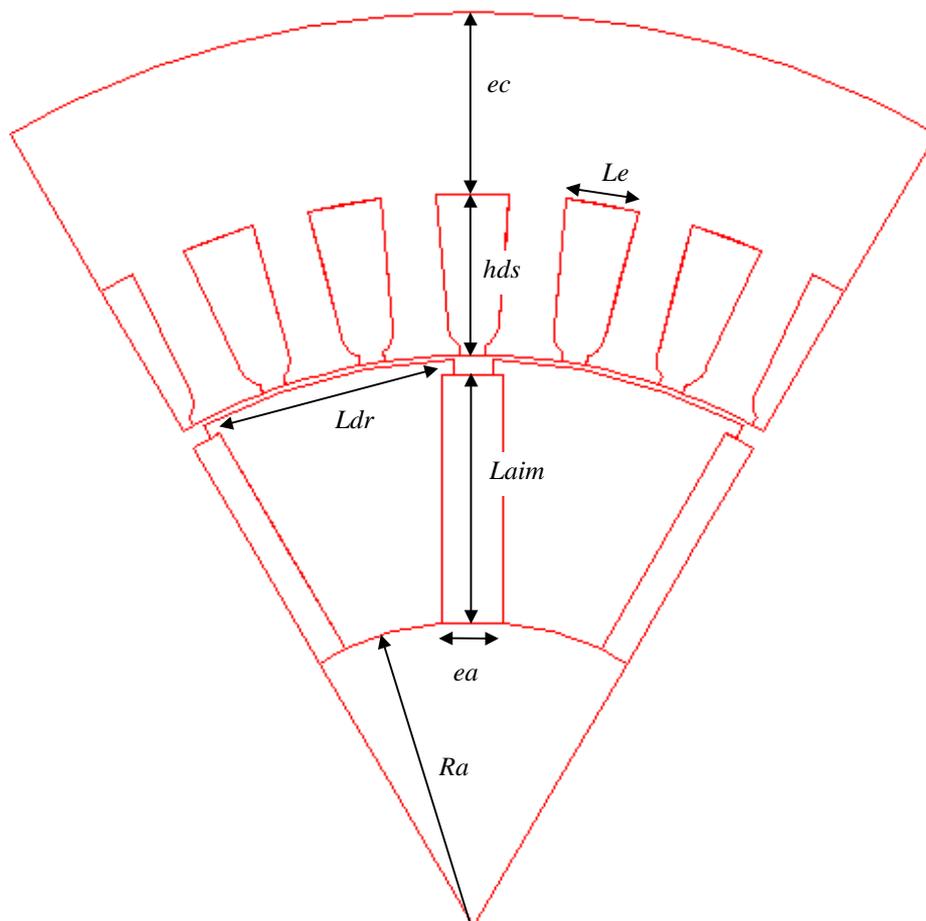


Fig.4.47 – Machine à aimants enterrés (paramètres géométriques dimensionnant).

avec ;

e_c : épaisseur de la culasse ;

h_{ds} : hauteur d'une dent ou encoche stator ;

L_e : largeur d'une encoche ou d'une dent stator ;

L_{dr} : largeur d'une dent rotor ;

L_{aim} : hauteur d'un aimant ;

e_a : épaisseur d'un aimant ;

R_a : rayon d'arbre.

Désignons par R_e , le rayon d'entrefer et par e l'épaisseur d'entrefer, nous pouvons écrire :

$$L_{dr} = \frac{\pi \cdot (R_e - e/2)}{p} - e_a \quad (4.32)$$

$$L_{aim} = R_e - R_a - \frac{e}{2} \quad (4.33)$$

$$L_e = \frac{\pi \cdot (R_e + e/2)}{z} \quad (4.34)$$

où ;

$$z = encp \cdot q \cdot p \cdot 2 \quad (4.35)$$

avec,

z : nombre d'encoches ;

$encp$: nombre d'encoches par pôle et par phase ;

q : nombre de phases ;

p : nombre de paires de pôles.

L'épaisseur de la culasse est alors donnée par l'expression suivante :

$$e_c = \frac{encp \cdot q \cdot L_e}{2} \quad (4.36)$$

$$h_{ds} = R_{exts} - R_e - \frac{e}{2} - e_c \quad (4.37)$$

avec ;

R_{exts} : rayon extérieur stator (imposé par le cahier des charges).

Le volume de cuivre par phase est, dans ce cas, donné par :

$$V_{cu} = 2 \cdot p \cdot encp \cdot h_{ds} \cdot L_e \cdot Kb \cdot L_a \quad (4.38)$$

avec ;

L_a : longueur active de la machine.

La structure étant à concentration de flux le coefficient de concentration est :

$$coefc = \frac{2.S_{aim}}{S_e} = \frac{2.L_{aim}}{L_{dr}} \quad (4.39)$$

avec ;

$S_e = L_a.L_{dr}$: surface d'entrefer ;

$S_{aim} = L_{aim}.L_a$: surface d'un aimant.

Le flux d'excitation maximal par spire par phase est donc :

$$\Psi_e = p.Br.S_e \cdot \frac{coefc}{1 + coefc \cdot \frac{2.e}{e_a}} \quad (4.40)$$

La valeur moyenne du couple hybride, pour une alimentation par des courants sinusoïdaux, est alors :

$$C_{moy} = \frac{3}{2} \cdot p.S_{cu} \cdot J_{max} \cdot \Psi_e \quad (4.41)$$

avec ;

$$S_{cu} = encp.h_{ds}.L_e.Kb \quad (4.42)$$

$$\Rightarrow J_{max} = \frac{2.C_{moy}}{3.p.encp.h_{ds}.L_e.Kb.\Psi_e} \quad (4.43)$$

Les pertes joules sont alors :

$$P_J = \frac{3}{2} \cdot V_{cu} \cdot \rho \cdot J_{max}^2 \quad (4.44)$$

Les pertes joules dues aux têtes de bobines sont négligées dans l'équation (4.44).

IV.4.1 Choix du nombre de paires de pôles

Le choix du nombre de paires de pôles est conditionné par plusieurs paramètres : fréquence d'alimentation, pertes fer, puissance massique. L'accroissement du nombre de paires de pôles permet de réduire le volume des circuits magnétiques de retour du flux et la taille des têtes de bobines, il est ainsi possible d'améliorer la puissance massique de la machine d'entraînement.

Il faut cependant noter que l'accroissement du nombre de paires de pôles s'accompagne d'une augmentation de la fréquence d'alimentation, pour une vitesse donnée la fréquence électrique est proportionnelle à p . Prenons par exemple, notre cahier des charges : la vitesse de fonctionnement

maximale souhaitée est de 8000 tr/mn. Pour un nombre de paires de pôles égal à 10, la fréquence correspondante à la vitesse maximale est de 1333,33 Hz (1,33 kHz). Si la fréquence de découpage maximale du convertisseur d'alimentation est de 20 kHz, on voit bien qu'il n'est pas possible d'imposer un courant sinusoïdal, compte tenu du rapport entre ces deux fréquences. Il faut donc, si l'on souhaite imposer des courants sinusoïdaux pour garder le contrôle de la machine, utiliser des convertisseurs ayant une fréquence de découpage assez élevée, donc plus chers.

D'autre part l'augmentation de la fréquence de fonctionnement entraîne l'augmentation des pertes fer dans la machine. Le choix du nombre de paires de pôles est donc une affaire de compromis à trouver entre ces différents aspects de fonctionnement [T1].

Nous avons choisi pour notre machine un nombre de pôles égal à 12 ($p = 6$). Ce nombre de pôles nous paraît constituer un bon compromis entre l'encombrement, les pertes fer, la fréquence de fonctionnement et les performances exigées.

IV.4.2 Etude détaillée d'une structure à 6 paires de pôles

Nous présentons dans ce qui suit l'étude d'une structure à 6 paires de pôles. On peut voir sur la figure 4.48, l'influence du rapport (R_e / R_{exts}) sur les pertes joules pour un couple de 65 N.m ($e = 0.5$ mm, $e_a = 6$ mm, $R_a = 20$ mm, $L_a = 70$ mm, $R_{exts} = 130$ mm). On voit qu'il existe une valeur du rapport pour laquelle les pertes joules sont minimales. La valeur optimale du rapport est dans ce cas de 68.5 %.

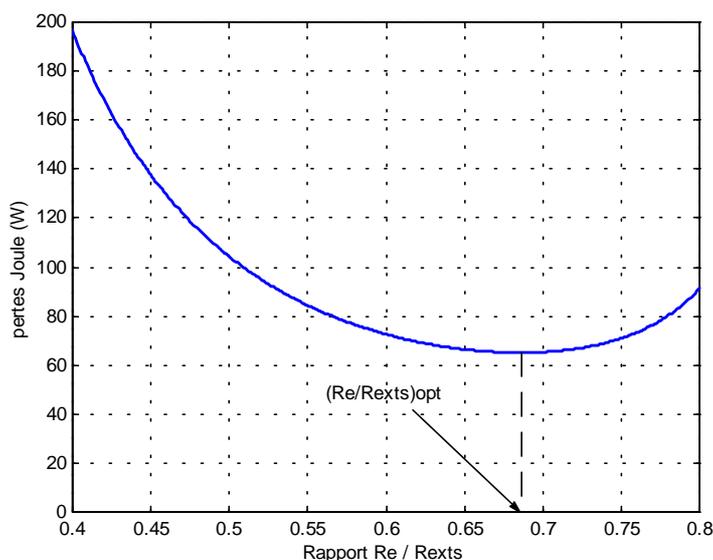


Fig.4.48 – Influence du rapport (R_e / R_{exts}) sur les pertes joules.

On donne sur la figure 4.49, la géométrie de cette structure modélisée grâce au logiciel de calcul éléments finis.

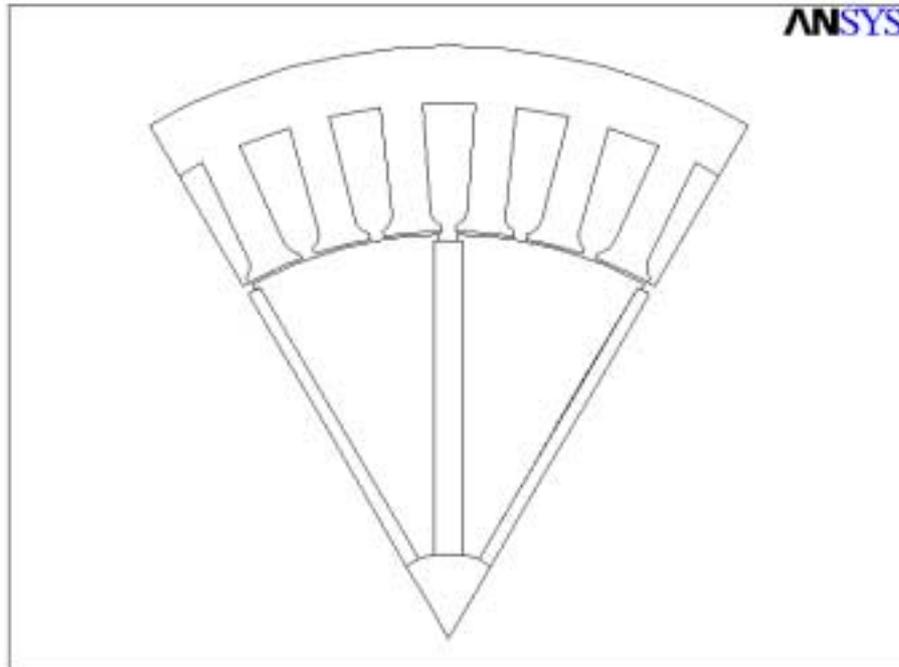


Fig.4.49 – Géométrie de la structure optimisée.

On peut voir sur la figure 4.50, le flux et la F.E.M à 170 tr/mn de cette machine. Le fondamental du flux possède une valeur efficace de 8,5 mWb.

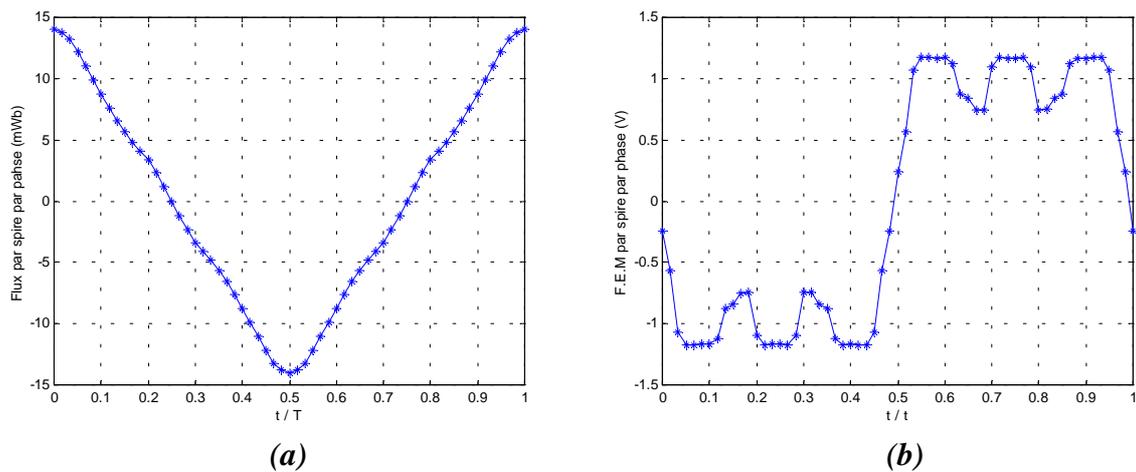


Fig.4.50 – Flux (a) et F.E.M (b) calculés par éléments finis 2D.

Nous avons représenté sur la figure 4.51, le niveau d'induction dans la machine.

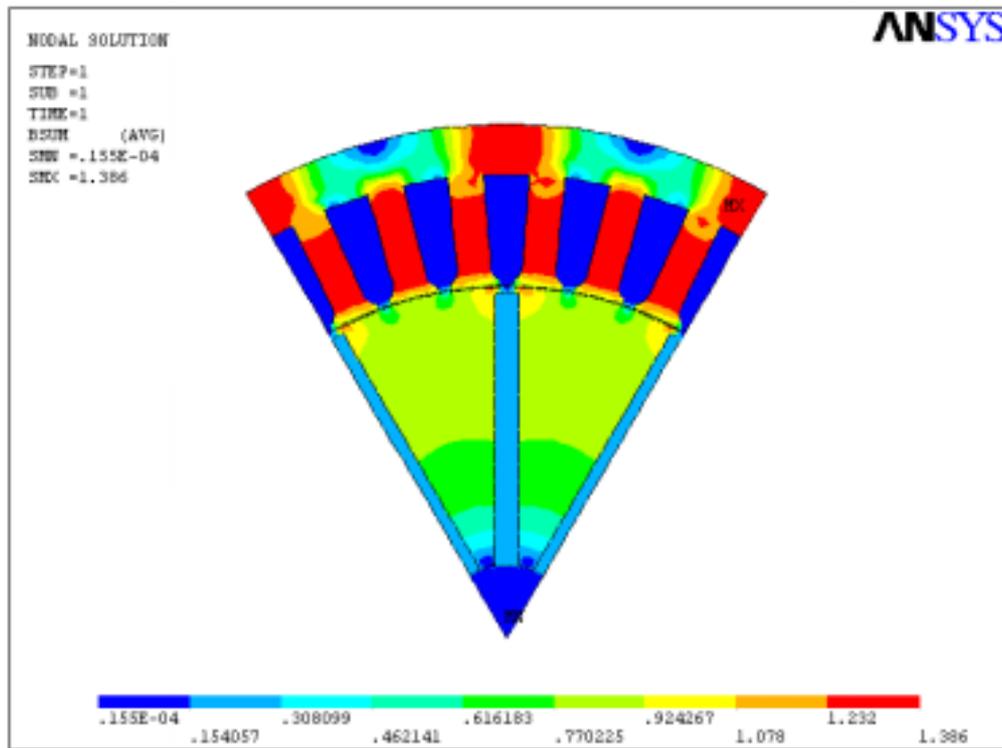


Fig.4.51 – Niveau d'induction dans la machine.

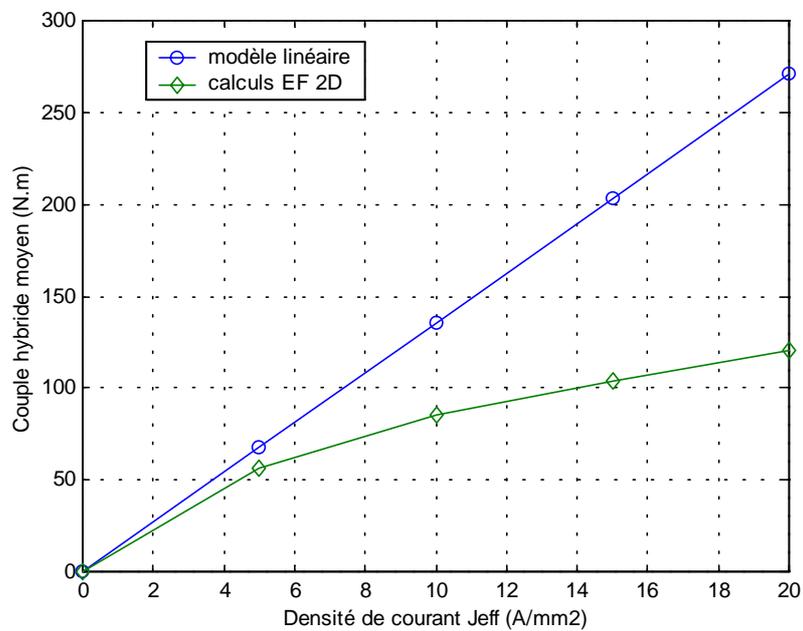


Fig.4.52 – Variation du couple hybride (calculé par deux méthodes).

La figure 4.52 montre la variation du couple hybride (le courant est en phase avec la F.E.M) pour différentes densités de courant. La saturation magnétique apparaît rapidement, on peut voir sur cette figure la courbe obtenue par un calcul éléments finis et la courbe calculée selon la formule (4.14) avec les paramètres correspondant à cette structure. Pour une densité de courant efficace de 5 A/mm² on a une différence de 11 N.m entre le modèle linéaire et le calcul éléments finis.

On obtient un couple de 65 N.m avec une densité de courant de 6,5 A/mm². La figure 4.53 montre la variation du couple pour cette densité de courant. L'ondulation de couple est dans ce cas de 62 N.m crête à crête, soit un taux d'ondulation de 92 %.

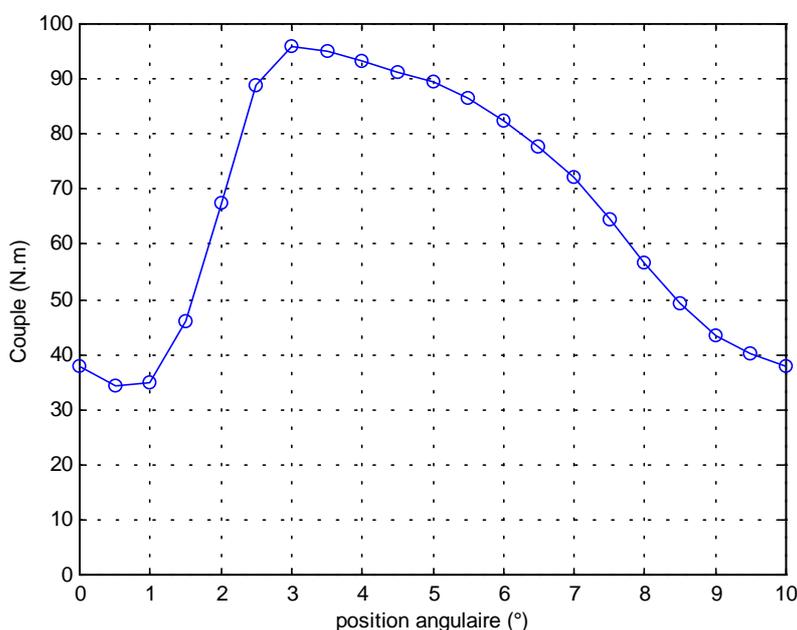


Fig.4.53 – Variation du couple total.

La figure 4.54 montre les perméances cycliques dans les axes direct et en quadrature en fonction de la densité de courant. Les calculs sont effectués selon la méthode décrite au paragraphe (IV.2.1.b.2). L'effet de la saturation apparaît à partir d'une densité de courant de 3 A/mm² pour la perméance cyclique dans l'axe q. La perméance cyclique dans l'axe direct est moins sensible à la saturation que la perméance dans l'axe en quadrature ; la saturation magnétique apparaît à partir d'une densité de courant de 5 A/mm².

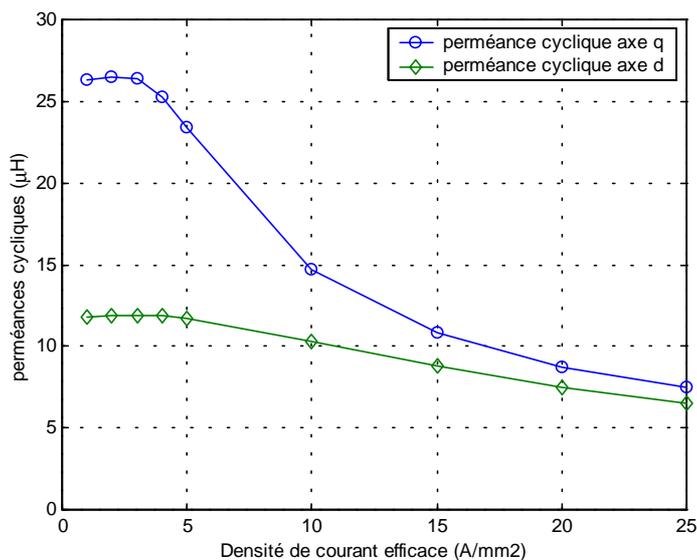


Fig. 4.54 – Variation des perméances cycliques en fonction de la densité de courant.

Pour les faibles valeurs des densités de courant, les perméances ont pour valeurs moyennes :

$$\begin{cases} P_d = 11,9 \mu H \\ P_q = 26,4 \mu H \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} L_d^* = 0,8 \\ \rho = 2,22 \end{cases}$$

La perméance relative dans l'axe d est calculée selon la formule (4.25). La perméance utilisée dans cette formule est celle obtenue pour les faibles densités de courant, et la densité de courant utilisée est de $6,5 \text{ A/mm}^2$. On voit que cette perméance relative est légèrement inférieure à l'unité. Pour ce jeu de paramètres, la vitesse normalisée de fonctionnement à puissance constante est de l'ordre de 6.

IV.4.2.a Influence de l'épaisseur des aimants

Nous étudions dans cette partie l'effet de l'accroissement de l'épaisseur des aimants sur les performances de la machine. L'accroissement de l'épaisseur des aimants permet d'augmenter le flux d'excitation à vide et par conséquent le couple.

La figure 4.55 montre une comparaison entre le flux calculé à vide pour des épaisseurs d'aimants de 6 mm et 9 mm. On voit bien que le flux d'excitation des aimants est plus important pour une épaisseur de 9 mm.

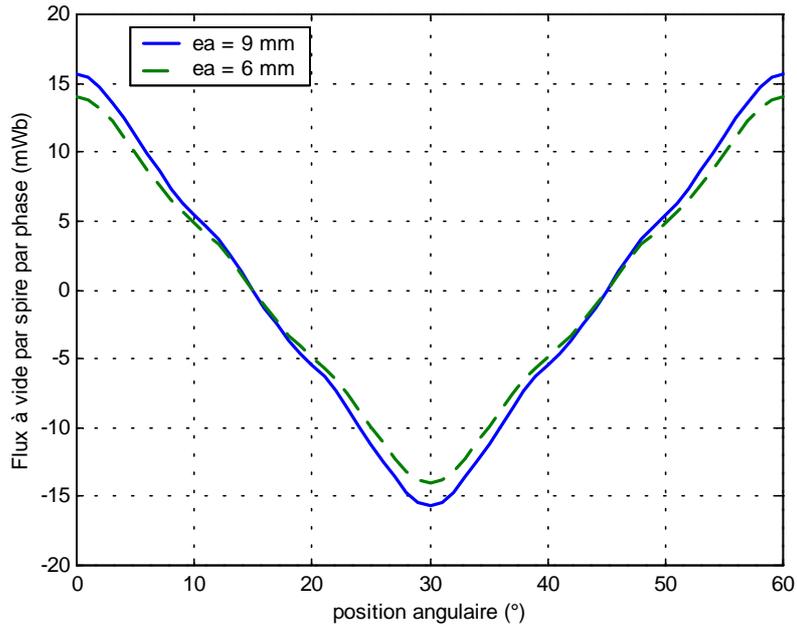


Fig. 4.55 – Comparaison des flux d'excitation des aimants pour deux épaisseurs.

Le flux maximum pour l'épaisseur de 9 mm est de 10 % supérieure à celui obtenu pour l'épaisseur de 6 mm. La figure 4.56 montre la variation du couple hybride en fonction de la densité de courant pour les deux épaisseurs d'aimants. Comme on s'y attendait, le couple est plus élevé pour une épaisseur d'aimants de 9 mm.

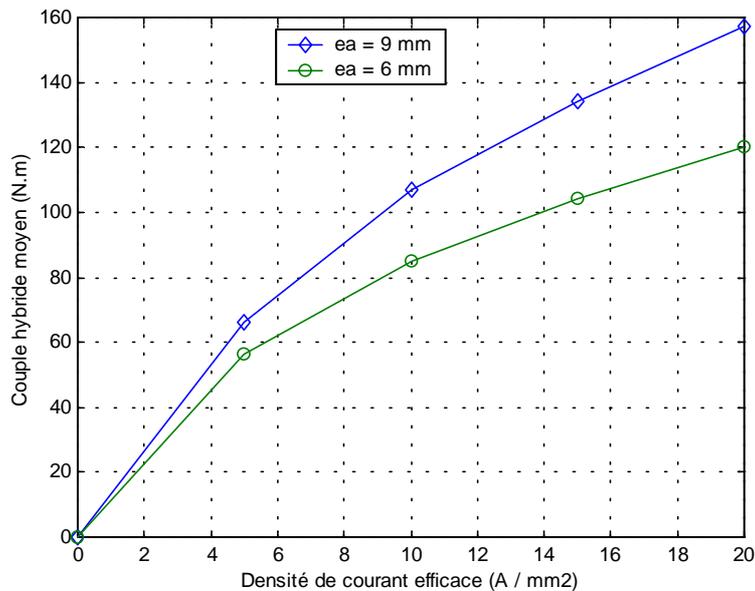


Fig. 4.56 – Couple hybride moyen pour les deux épaisseurs.

La densité de courant efficace nécessaire pour avoir un couple de 65 N.m est de 4,9 A/mm² pour une épaisseur de 9 mm, et de 6,5 A/mm² pour une épaisseur de 6 mm. Pour un même couple les pertes joules sont plus faibles pour une épaisseur de 9 mm que pour une épaisseur de 6 mm.

La figure 4.57 montre la variation du couple pour une densité de courant de 4,9 A/mm². L'ondulation de couple est dans ce cas de 52 N.m crête à crête, soit un taux d'ondulation de 80 %. Nous remarquons que le taux d'ondulation est dans ce cas plus faible pour l'épaisseur des aimants de 9 mm que pour une épaisseur de 6 mm.

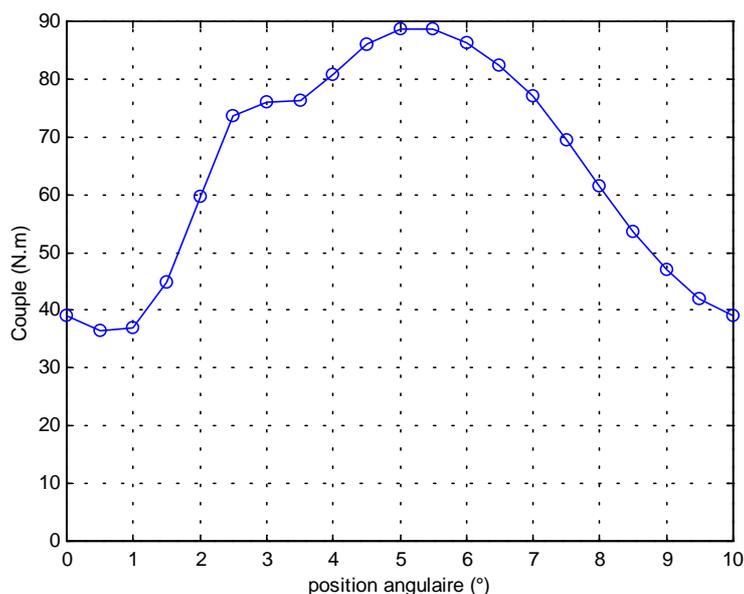


Fig.4.57 – Variation du couple total pour $e_a = 9$ mm.

La figure 4.58 montre la comparaison des perméances cycliques dans les axes direct et en quadrature, pour les deux épaisseurs d'aimants, en fonction de la densité de courant. On constate que la perméance cyclique dans l'axe q n'est pas particulièrement affectée par l'augmentation de l'épaisseur des aimants.

Pour les faibles valeurs des densités de courant, les perméances cycliques ont pour valeurs moyennes :

$$\begin{cases} P_d = 9,5 \mu H \\ P_q = 26,4 \mu H \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} L_d^* = 0,43 \\ \rho = 2,78 \end{cases}$$

La perméance relative dans l'axe d est calculée, selon la formule (4.25), pour une densité de courant de 4,9 A/mm². Pour ce jeu de paramètres, la vitesse normalisée de fonctionnement à

puissance constante qu'il est possible d'atteindre est de l'ordre de 1,7, ce qui ne permet pas de répondre au cahier des charges.

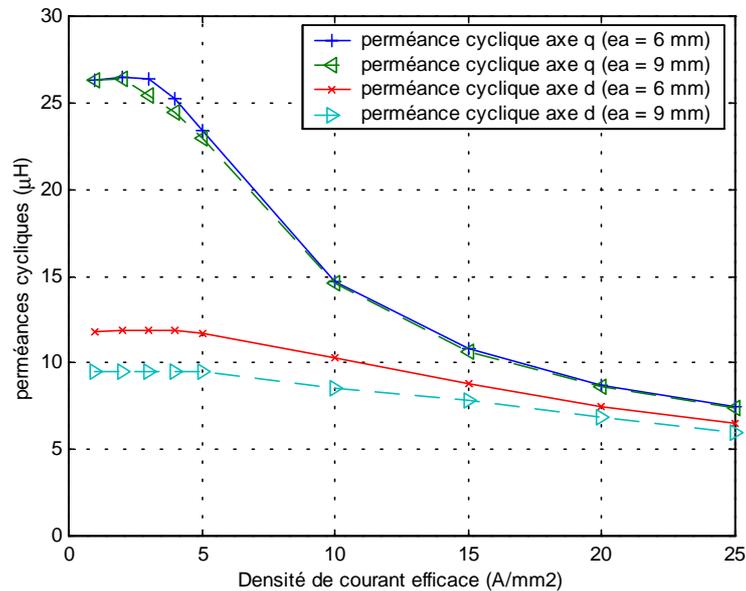


Fig. 4.58 – Perméances cycliques pour les deux épaisseurs.

IV.4.2.b Influence de la valeur d'entrefer

Nous étudions dans cette partie l'effet de l'accroissement de la valeur d'entrefer sur les performances de la machine. La valeur de 0,5 mm paraît être une valeur assez faible compte tenu des dimensions de cette structure, nous avons donc choisi de doubler la valeur d'entrefer et d'étudier les performances de la structure pour $e = 1 \text{ mm}$.

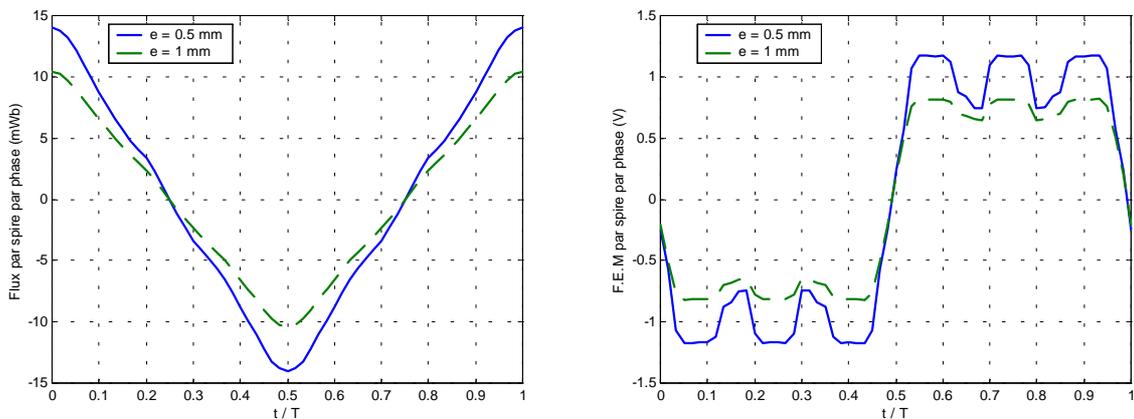


Fig. 4.59 – Flux (a) et F.E.M (b) calculés pour les 2 valeurs d'entrefer.

On peut voir sur la figure 4.59, le flux et la F.E.M à 170 tr/mn de cette machine pour deux valeurs d'entrefer. Le fondamental du flux, pour $e = 1$ mm, possède une valeur efficace de 6,31 mWb.

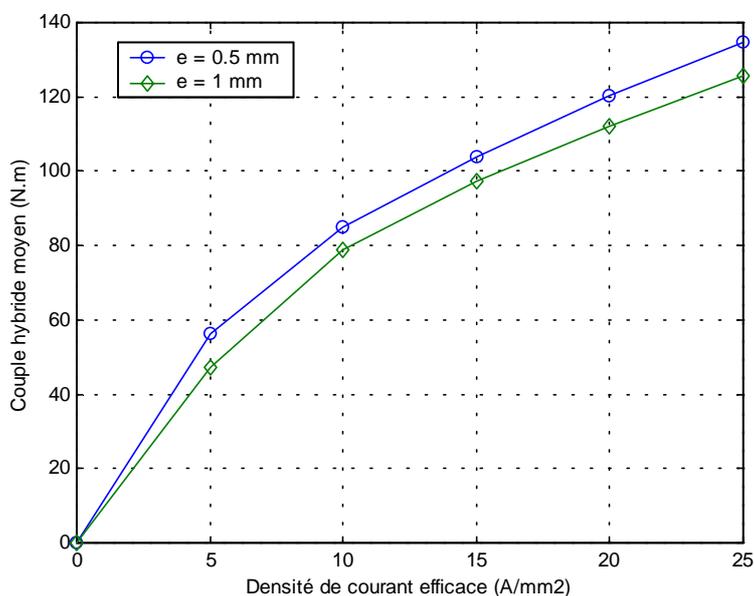


Fig. 4.60 – Couple hybride moyen pour les deux valeurs d'entrefer.

La figure 4.60 montre la variation du couple hybride en fonction de la densité de courant pour les deux valeurs d'entrefer. Le couple hybride moyen pour un entrefer de 1 mm est plus faible que pour un entrefer de 0,5 mm. Pour une densité de courant de 10 A/mm^2 le couple hybride moyen pour un entrefer de 0,5 mm est de 8 % plus élevé que celui obtenu pour un entrefer de 1 mm.

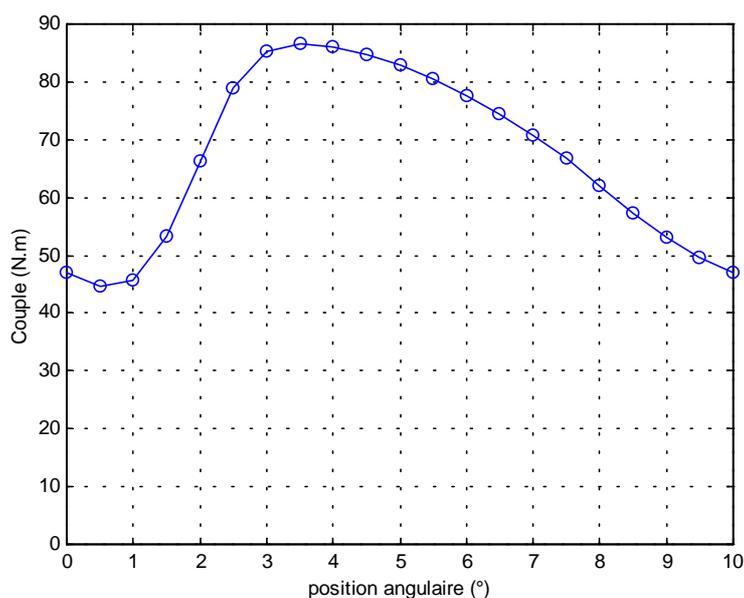


Fig.4.61 – Variation du couple total pour $e = 1$ mm.

La densité de courant efficace nécessaire pour avoir un couple de 65 N.m est de 7,8 A/mm² pour une valeur d'entrefer de 1 mm. La figure 4.61 montre la variation du couple pour cette densité de courant. L'ondulation de couple est dans ce cas de 42 N.m crête à crête, soit un taux d'ondulation de 62 %. Le taux d'ondulation est dans ce cas plus faible qu'il ne l'est pour une valeur d'entrefer de 0,5 mm. L'augmentation de la valeur d'entrefer permet de réduire les valeurs des harmoniques des différentes F.M.M, ce qui permet de réduire a fortiori les ondulations de couple.

La figure 4.62 montre la comparaison des perméances cycliques dans l'axe direct et en quadrature, pour les deux valeurs d'entrefer en fonction de la densité de courant. On constate que, pour les faibles densités de courant, les perméances cycliques dans les deux axes sont assez sensibles à la variation de la valeur d'entrefer. Cela est particulièrement vrai pour la perméance dans l'axe *q*.

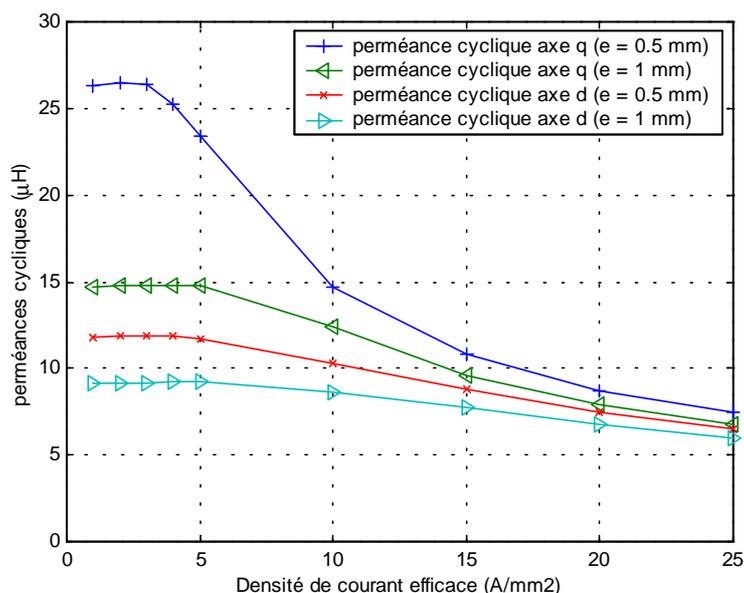


Fig. 4.62 – Perméances cycliques pour les deux valeurs d'entrefer.

Pour les faibles valeurs des densités de courant les perméances cycliques ont pour valeurs moyennes :

$$\begin{cases} P_d = 9,2 \mu H \\ P_q = 14,75 \mu H \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} L_d^* = 1 \\ \rho = 1,6 \end{cases}$$

La perméance relative dans l'axe d est calculée, selon la formule (4.30), pour une densité de courant de $7,8 \text{ A/mm}^2$. Etant donné que l'inductance relative dans l'axe d est égale à l'unité, la vitesse de fonctionnement maximale est théoriquement infinie.

IV.4.2.c Influence du type de bobinage

Jusqu'ici nous avons considéré que le coefficient de bobinage est de l'ordre de 35 %. Cela est lié au type de bobinage et à la manière dont sont logés ces bobinages dans le stator de la machine.

Les machines à réluctance variable, par exemple, possèdent en moyenne un coefficient de bobinage, plus élevé, qui est de l'ordre de 60 %. C'est une conséquence de la construction du stator des MRV, où les bobinages sont concentriques, ce qui permet non seulement d'améliorer le coefficient de bobinage, mais aussi de réduire les têtes de bobines[M1].

Cette technique de bobinage à bobines concentriques est tout à fait applicable aux machines synchrones à aimants permanents [I1][N1]. Elle permet d'améliorer les performances en termes de couple et de rendement [I1][V1][C1]. Il est même possible en utilisant des techniques de pressage des bobinages d'atteindre des coefficients de bobinage de l'ordre de 78 % [J2].

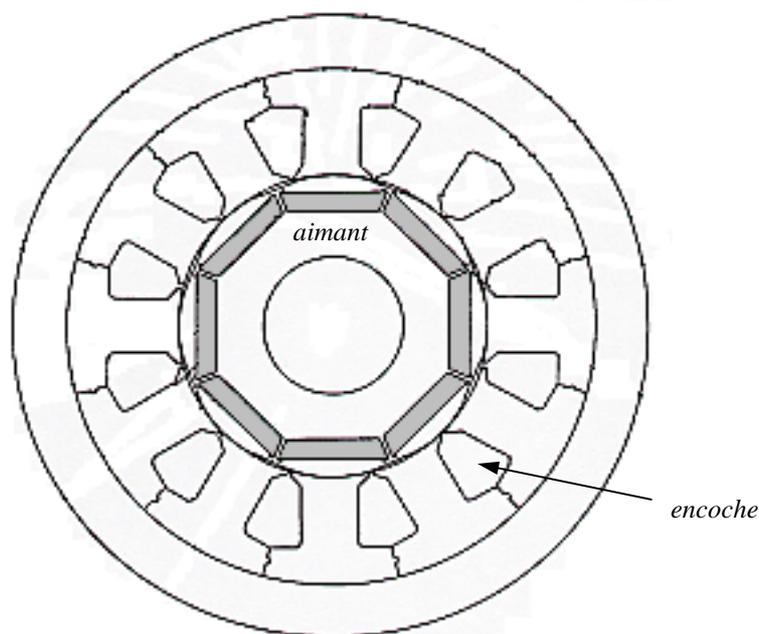


Fig. 4.63 – Machine à aimants permanents à bobinages concentriques [N1].

On peut voir sur la figure 4.63 une machine à aimants permanents ayant des bobinages concentriques [N1]. Une voiture hybride du constructeur japonais "Honda" possède une machine

électrique construite sur ce principe. Dans chaque encoche sont logés les bobinages de deux phases, le nombre d'encoches par pôle par phase est fractionnaire.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation et le dimensionnement d'une machine à double excitation en utilisant des outils de calculs éléments finis.

Ces outils permettent une modélisation assez fine des machines électriques en général. Pour les structures dans lesquelles l'essentiel des phénomènes électromagnétiques se passent dans l'axe de la machine, l'étude éléments finis 2D est amplement suffisante. Beaucoup de phénomènes physiques peuvent être pris en compte par une étude éléments finis 2D : couplages magnétique-mécanique et électrique-mécanique [B3], couplage magnétique-circuits électriques [P2], phénomène d'hystérésis [S3], phénomènes thermiques, etc...

Pour les machines à double excitation, qui ont pour la plupart des structures assez complexes, la modélisation éléments finis 3D s'impose. Cette modélisation permet de prendre en compte la structure de ces machines. Elle nécessite, cependant, des temps de calcul très importants, ce qui réduit son efficacité. Mais avec le progrès des moyens de calcul, cet inconvénient disparaîtra dans le futur. De plus si la modélisation éléments finis 3D ne permet pas un dimensionnement assez rapide, elle peut constituer la dernière étape de dimensionnement permettant de valider une étude effectuée à l'aide de modèles analytiques ou éléments finis 2D.

Dans la dernière partie de ce chapitre nous avons étudié le pré-dimensionnement d'une structure à aimants enterrés à concentration de flux classique. Cette étude nous a permis de déterminer l'influence de quelques paramètres mécaniques dimensionnant sur les performances de la machine. On peut dire en particulier qu'il est intéressant d'augmenter l'épaisseur des aimants ; et d'utiliser de bobinages concentriques pour améliorer les performances.

ANNEXE A.4.1

Calcul simple du flux à vide dans une machine à aimants en surface

Sur la figure A.4.1.1 sont représentées les lignes de champs à vide, pour une machine à aimant en surface.

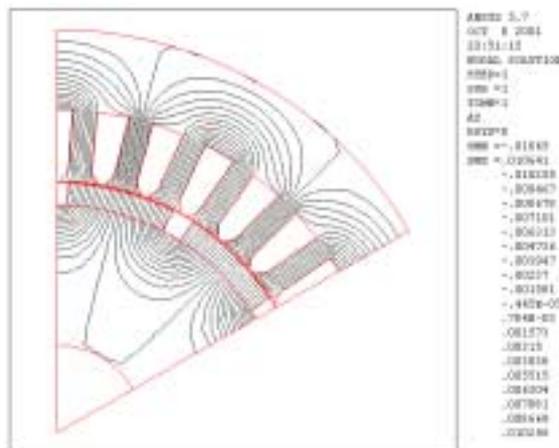


Fig. A.4.1.1 – Lignes de champs à vide.

Le point de fonctionnement défini par (H_a, B_a) correspond à l'intersection entre la caractéristique de l'aimant, donnée par l'équation (4.1), et la droite de charge. Pour ce cas, en régime linéaire, la droite de charge est déterminée à partir du système d'équations suivant :

$$\begin{cases} 2.H_a \cdot e_a + 2 \cdot \frac{B_e}{\mu_0} \cdot K_c \cdot e = 0 \\ B_a \cdot S_a = B_e \cdot S_e \end{cases} \quad (\text{A.4.1.1})$$

où,

B_e : l'induction dans l'entrefer ;

S_e : la surface d'entrefer sous un pôle ($S_e = S_a$) ;

K_c : le coefficient de Carter ;

e : l'épaisseur de l'entrefer (0,5 mm) ;

S_a : la surface d'un aimant ;

e_a : l'épaisseur d'un aimant (5 mm).

Les équations (4.1) et (A.4.1.1) permettent de déterminer le point de fonctionnement. L'induction au niveau de l'entrefer est donnée par :

$$B_e = \left[\frac{e_a}{e_a + \mu_r \cdot e \cdot K_c} \right] \cdot B_r \quad (\text{A.4.1.2})$$

Le flux sous un pôle est donné par l'équation(4.5), il vaut pour ce cas, 0,892 mWb. Ce résultat est à comparer à celui obtenu par le calcul éléments finis qui est de 0,845 mWb. On trouve donc une bonne concordance entre les deux résultats.

ANNEXE A.4.2

Modélisation des machines synchrones à aimants permanents à pôles saillants

Avant de modéliser un système, il est nécessaire d'établir quels sont les phénomènes physiques pris en compte dans ce modèle. Cela permet d'évaluer le domaine de validité de ce modèle. Pour le modèle mis en place ici, nous faisons les hypothèses de base, dites de "Park" [P1] :

- linéarité des propriétés du milieu, et notamment du fer (ni saturation, ni hystérésis) ;
- répartition sinusoïdale des différentes F.M.M (théorie du premier harmonique) ;
- pas de pertes fer par courant de Foucault.

A.4.2.1 Machine non amortie à pôles saillants

A.4.2.1.a Equations des flux

Les flux statoriques ont pour expressions [L1] :

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{exc a} \\ \Phi_{exc b} \\ \Phi_{exc c} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4.2.1})$$

où ;

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)]$$

avec ;

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix}, [L_{s2}] = L_v \cdot \begin{bmatrix} \cos 2.p.\theta & \cos(2.p.\theta - 2.\pi/3) & \cos(2.p.\theta + 2.\pi/3) \\ \cos(2.p.\theta - 2.\pi/3) & \cos(2.p.\theta + 2.\pi/3) & \cos 2.p.\theta \\ \cos(2.p.\theta + 2.\pi/3) & \cos 2.p.\theta & \cos(2.p.\theta - 2.\pi/3) \end{bmatrix}$$

La matrice flux d'excitation est donnée par l'équation (4.8).

A.4.2.1.b Equations des tensions

Les équations des tensions simples s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_a \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.4.2.2})$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_a \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + [L_s] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [L_s] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.4.2.3})$$

avec ;

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -p \cdot \Omega \cdot \Phi_{exc} \cdot \begin{bmatrix} \sin p \cdot \theta \\ \sin(p \cdot \theta - 2\pi / 3) \\ \sin(p \cdot \theta + 2\pi / 3) \end{bmatrix} \quad (\text{A.4.2.4})$$

A.4.2.2 Transformation de Park

La transformation de Park permet de passer d'une représentation dans le repère triphasé (a, b, c) à une représentation dans un repère dit de Park à axes orthogonaux (d, q, o).

Un vecteur $x (i, v, \Phi)$ peut être représenté par ces composantes dans ces deux repères comme suit :

$$[x_{abc}] = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [x_{dqo}] = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (\text{A.4.2.5})$$

Ces composantes sont liées par les relations suivantes :

$$[x_{dqo}] = [P(\xi)][x_{abc}] \quad \text{et} \quad [x_{abc}] = [P(\xi)]^{-1} \cdot [x_{dqo}] \quad (\text{A.4.2.6})$$

avec ;

$$[P(\xi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \xi & \cos(\xi - 2\pi / 3) & \cos(\xi + 2\pi / 3) \\ -\sin \xi & -\sin(\xi - 2\pi / 3) & -\sin(\xi + 2\pi / 3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4.2.7})$$

$$[P(\xi)]^{-1} = [P(\xi)]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \xi & -\sin \xi & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\xi - 2\pi / 3) & -\sin(\xi - 2\pi / 3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\xi + 2\pi / 3) & -\sin(\xi + 2\pi / 3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4.2.8})$$

A.4.2.3 Application de la transformation de Park à la Machine à pôles saillants

A.4.2.3.a Equations des flux

Les flux statoriques ont pour expressions :

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} = [P(\xi)] \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = [P(\xi)][L_s][P(\xi)]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + [P(\xi)] \begin{bmatrix} \Phi_{exc a} \\ \Phi_{exc b} \\ \Phi_{exc c} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4.2.9})$$

En étudiant le système d'équations des flux dans le repère de Park, on remarque que ces équations se simplifient si on pose :

$$\xi = p.\theta \quad (\text{A.4.2.10})$$

On obtient alors le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \Phi_{exc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4.2.11})$$

avec ;

$$\begin{cases} L_d = (L - M) + \frac{3}{2}.L_v \\ L_q = (L - M) - \frac{3}{2}.L_v \\ L_o = (L + 2.M) \end{cases} \quad (\text{A.4.2.12})$$

A.4.2.3.b Equations des tensions

Les équations des tensions dans le repère de Park s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + [P(\xi)] \frac{d}{dt} [P(\xi)]^{-1} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} \quad (\text{A.4.2.13})$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} = R_a \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + p \cdot \Omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} \quad (\text{A.4.2.14})$$

A.4.2.3.c Expression du couple

La transformation de Park définie précédemment permet de conserver la puissance, dans les deux repères :

$$p(t) = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c = v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q + v_o \cdot i_o \quad (\text{A.4.2.15})$$

La puissance instantanée peut être exprimée, en utilisant les composantes des courants et des flux dans le repère de Park , comme suit :

$$p(t) = \underbrace{R_a \cdot (i_d^2 + i_q^2 + i_o^2)}_{\text{pertes Joule}} + \underbrace{i_d \cdot \frac{d\Phi_d}{dt} + i_q \cdot \frac{d\Phi_q}{dt} + i_o \cdot \frac{d\Phi_o}{dt}}_{\text{puissance électromagnétique échangée avec la source}} + \underbrace{p \cdot \Omega \cdot (\Phi_d \cdot i_q - \Phi_q \cdot i_d)}_{\text{puissance mécanique}} \quad (\text{A.4.2.16})$$

L'expression du couple se déduit à partir de celle de la puissance mécanique, comme suit :

$$C_{em} = \frac{P_m}{\Omega} = p \cdot (\Phi_d \cdot i_q - \Phi_q \cdot i_d) = p \cdot i_q \cdot (\Phi_{exc} + (L_d - L_q) \cdot i_d) \quad (\text{A.4.2.17})$$

Pour le système de courant donné par (4.6), les composantes dans le repère de Park, s'expriment :

$$\begin{cases} i_d = \sqrt{3} \cdot I_0 \cdot \sin(\omega \cdot t + \alpha - p \cdot \theta + \pi) \\ i_q = \sqrt{3} \cdot I_0 \cdot \cos(\omega \cdot t + \alpha - p \cdot \theta + \pi) \\ i_o = 0 \end{cases} \quad (\text{A.4.2.18})$$

Si la condition de synchronisme (4.10) est respectée, on retrouve l'expression du couple donnée par (4.11).

ANNEXE A.4.3

Mesure des inductances cycliques

A partir des équations (4.31), on peut déterminer l'expression de la tension v :

$$v = v_1 - v_2 = 2 \left[R.i_1 + \left(L - M + \frac{L_v}{2} \cdot (\cos 2.p.\theta - 2.\cos(2.p.\theta - 2.\pi/3) + \cos(2.p.\theta - 2.\pi/3)) \right) \frac{di_1}{dt} \right] \quad (\text{A.4.3.1})$$

Pour une alimentation sinusoïdale, en passant en représentation complexe, on obtient l'équation (4.32). L'expression de L_θ est donnée par l'équation suivante :

$$L_\theta = L - M + \frac{L_v}{2} \cdot (\cos 2.p.\theta - 2.\cos(2.p.\theta - 2.\pi/3) + \cos(2.p.\theta - 2.\pi/3)) = L - M + \frac{L_v}{2} \cdot f(\theta) \quad (\text{A.4.3.2})$$

Sur la figure suivante, nous avons représenté la variation de la fonction $f(\theta)$.

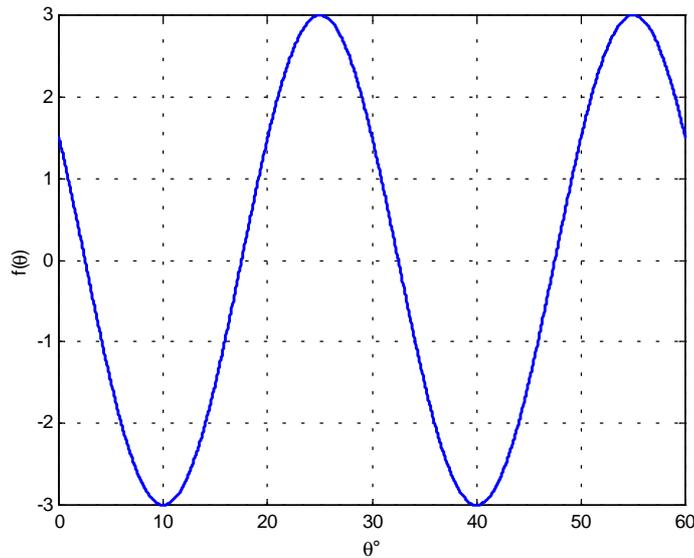


Fig. A.4.4.1 – Variation de la fonction $f(\theta)$.

L'inductance L_θ varie entre les deux valeurs extrêmes suivantes :

$$L_1 = L - M + \frac{3}{2} \cdot L_v$$

$$L_2 = L - M - \frac{3}{2} \cdot L_v$$

Ces valeurs correspondent aux inductances dans l'axe direct et en quadrature.

Références du Chapitre IV

- [A1] ANSYS Workbook. 000912. Third Edition. SAS IP, Inc.©
- [A2] Y. Amara, E. Hoang, M. Gabsi, M. Lecrivain, A. H. Ben Ahmed, "3D Finite Elements Analysis of a Hybrid Synchronous Machine," Proceedings of ELECTROMOTION'01, Bologna, Italy, vol. 2, pp. 385-390, June 2001.
- [B1] T. Boujon, J. C. Faugières, L. Prévond, J. F. Rialland and C. Rouillé, "Design of experimental devices for the study of the permanent magnets demagnetisation ," International Conference on Electrical Machines, Helsinki, Finland, August, 2000, vol. 4, pp.1900-1904.
- [B2] N. Bianchi, S. Bolognani, "Reducing Torque Ripple in PM Synchronous Motors by Pole-Shifting," International Conference on Electrical Machines, Helsinki, Finland, August, 2000, vol. 3, pp.1222-1226.
- [B3] A. L. Bui-Van, A. Fonseca, "Ondulations de couple et vibrations dans les machines électriques de traction automobile," Revue REE, No. 3, pp. 32-35, Mars 2001.
- [B4] M. Besbes, Z. Ren, A. Razek, "Generalized Finite Element Model of Magnetostriction Phenomena", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 37, Issue 5, Sep. 2001, pp. 3324–3328.
- [C1] J. Cros, P. Viarouge, "Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings," *IEEE IEMDC'99* proceedings, pp. 725-727, Seattle, USA, May 1999.
- [D1] J. De La Ree, N. Boules, "Torque Production in Permanent-Magnet Synchronous Motors," *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 25, No. 1, pp. 107-112, Jan./Feb. 1989.
- [I1] Y. Ikkai, N. Nishiyama, T. Kishibe, Y. Kondo, N. Kadoya, "IPM motor for EV with segmented stator cores with concentrated windings," 17th Electric Vehicle Symposium CD-ROM, Montreal, Canada, 2000.
- [J1] T. M. Jahns, W. L. Soong, "Pulsation Torque Minimisation Techniques for Permanent Magnet AC Motors Drives – A Review," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 43, No. 2, pp. 321-329, April 1996.
- [J2] A. G. Jack, B. C. Mecrow, P. G. Dickinson, D. Stephenson, J. S. Burdess, N. Fawcett, J. T. Evans, "Permanent-Magnet Machines with Powdered Iron Cores and Prepressed Windings" *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 36, No. 4, pp. 1077-1084, July/August 2000.
- [L1] J. P. Louis, C. Bergmann, "Commande numérique des machines synchrones," Techniques de l'Ingénieur, D3644.
- [M1] B. Multon, C. Jacques, "Comparaison des performances de deux moteurs électriques autopilotés : le moteur synchrone à aimants permanents, le moteur à réluctance variable à double saillance," Actes du colloque VP/CV 93, Symposium Réalités et Perspectives du Véhicule Electrique, La Rochelle, Novembre 1993, pp. 295-302.

- [M2] L. Ma, M. Sanada, S. Morimoto, Y. Takeda, H. Murakami, "New Method for Efficiency Improvement and Operating Range Extension of IPMSM with PM Armature Flux Linkage," EPE 2001, Graz, Austria, CD proceedings, August 2001.
- [N1] N. Nishiyama, T. Nakamura, Y. Ikkai, Y. Honda, H. Murakami, S. Kawano, "Motor," April. 11, 2000, US Patent 6,049,153.
- [P1] C. Pertusa, "Contribution à la définition de moteurs à aimants permanents pour un véhicule électrique hybride routier," Thèse de doctorat INPT, 1996.
- [P2] F. Piriou, A. Razek, "Finite element analysis in electromagnetic systems-accounting for electric circuits ", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 29, Issue 2, March 1993, pp. 1669–1675.
- [S1] J. Saint-Michel, "Bobinage des machines tournantes à courant alternatif," Techniques de l'Ingénieur, D3420, vol. DAB, 02/2001.
- [S2] J. Soulard, "Etude paramétrique des ensembles convertisseur-machine à aimants. Application à une structure électromagnétique monophasée hybride à aimants permanents et à alimentation électronique," Thèse de doctorat, Université de Paris VI, 1998.
- [S3] F. Simon, "Phénomène d'hystérésis dans les tôles ferromagnétiques présentant un fort gradient d'induction : mesure et modélisation," rapport de stage de DEA, DEA de génie électrique de Paris, LESiR, Juin 2001.
- [T1] P. Thelin, H. P. Nee, "Suggestion Regarding the Pole-Number of Inverter-fed PM-Synchronous Motors with Buried Magnets" PEVD'98, London, England, Sept. 1998, pp. 544-547.
- [V1] L. Vido, "Conception et alimentation d'une machine synchrone à double excitation. Application au véhicule hybride," rapport de stage de DEA, DEA de génie électrique de Paris, LESiR, Juin 2001.

V.1 Introduction

Nous présentons, dans ce chapitre, l'étude expérimentale de quelques structures à double excitation, développées au "LESiR". Il s'agira, à travers cette étude, de mieux comprendre leurs fonctionnements, d'évaluer leurs performances, et de valider le principe de la double excitation. Nous commencerons donc par présenter ces structures du point de vue de la conception technologique, puis nous présenterons une étude du fonctionnement et des performances de ces machines.

V.2 Présentation des différentes structures étudiées

Les structures étudiées diffèrent par la construction du rotor. Elles possèdent le même stator. Le stator est celui que nous avons décrit au paragraphe § II.5.3.b.6 (Annexe A.5.1). Le premier rotor est celui présenté au paragraphe II.5.3.b.6, il ne peut avoir qu'une configuration unipolaire (figure 5.1) [L1]. Les deux autres rotors peuvent, eux, avoir deux configurations différentes, unipolaire et bipolaire.

Le premier rotor conçu n'a pas été optimisé du point de vue de la conception, il comporte donc beaucoup de pièces à assembler. La figure 5.2 montre ces différentes pièces :

- (1) collecteur de flux rotorique avec griffes (matériau massif) ;
- (2) empilement de tôles rotoriques ;
- (3) collecteur de flux rotorique sans griffe (matériau massif) ;
- (4) aimant azimuthal ;
- (5) aimant latéral.

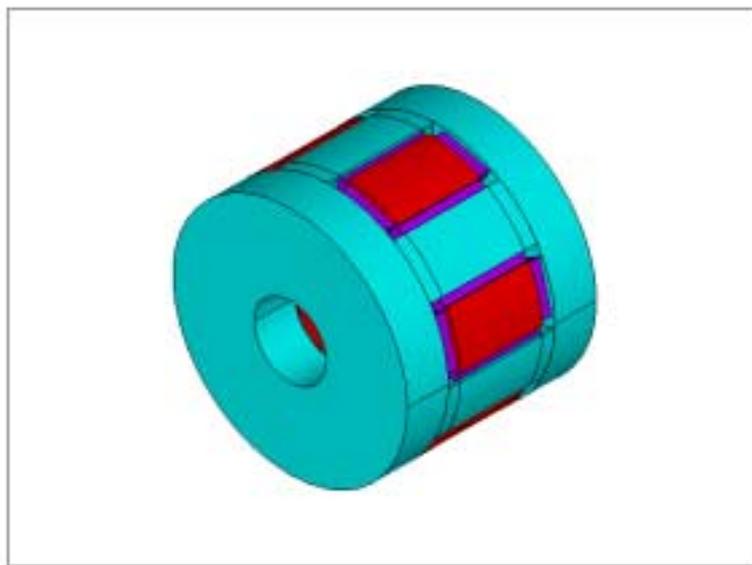


Fig. 5.1 – Premier rotor.

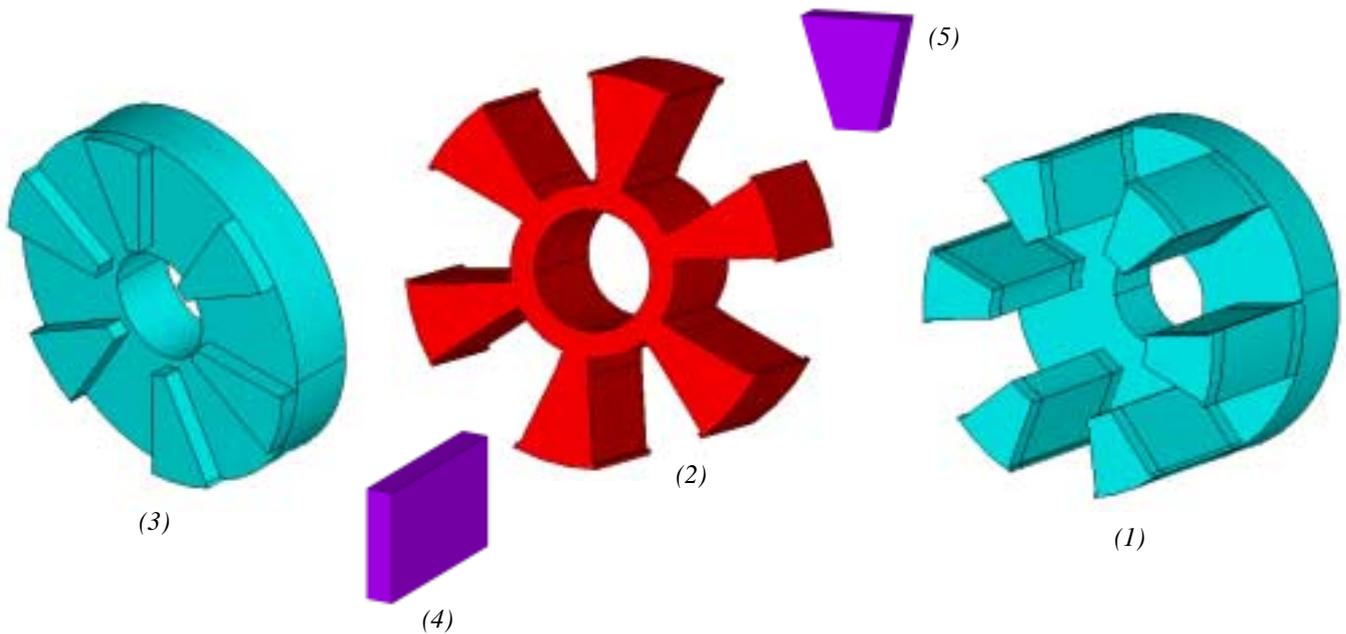


Fig. 5.2 – Pièces composant le premier rotor.

C'est dans un souci de simplification que les deux autres rotors ont été conçus. Le deuxième rotor est modulable. Il peut être monté en configuration unipolaire, et en configuration bipolaire. Ce rotor comporte moins de pièces que le premier, les aimants latéraux n'existent plus, et les aimants azimutaux sont plus longs (24 mm pour le premier rotor, 40 mm pour ce deuxième rotor). Ce rotor est composé d'un empilement de tôles, pris en étau entre deux collecteurs de flux, le tout est maintenu par douze boulons.

La construction du troisième rotor est semblable à celle du deuxième, il est également modulable. Les aimants latéraux n'existent plus dans ce rotor.

V.3 Essais à vide

V.3.1 Première structure à double excitation

V.3.1.a Etude du flux d'excitation

La machine à double excitation est entraînée à vide. Nous relevons les F.E.M correspondant à différentes configurations de la machine. Les F.E.M sont relevées à une vitesse de 170 tr/mn.

La figure 5.3 donne les valeurs maximales des composantes alternatives du flux par phase par spire et cela en la présence ou l'absence des flasques. Les flux sont calculés par intégration numérique des F.E.M.

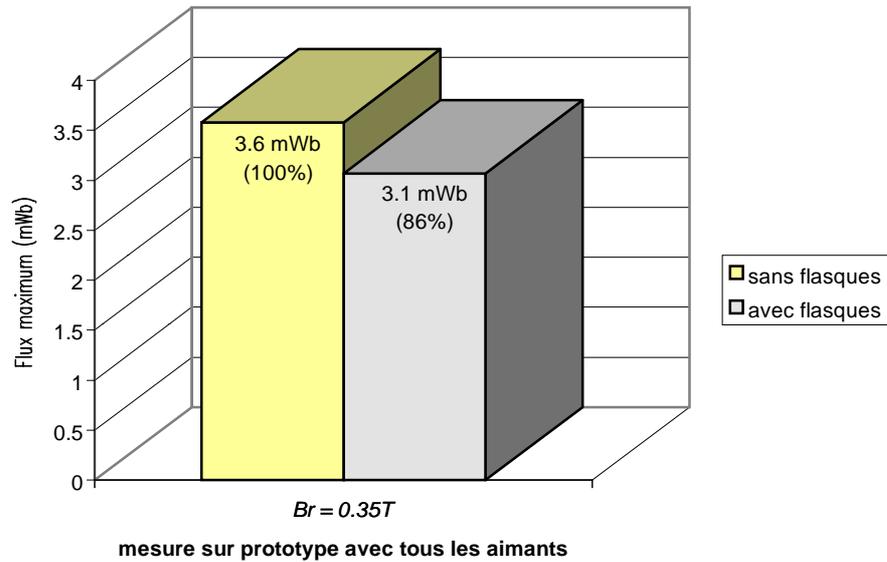


Fig. 5.3 – Flux par spire par phase à vide de la machine avec tous les aimants, sans et avec flasques.

La présence des flasques induit une perte d'environ 14% de flux utile. Elle favorise le trajet unipolaire d'une partie du flux des aimants (§ II.5.3.b.6). Ce flux ne participe pas pleinement à la production de la F.E.M.

Les aimants latéraux compliquent la construction du rotor. Nous avons effectué des essais afin d'évaluer le bénéfice de leur présence. La figure 5.4 montre les F.E.M et les flux correspondant pour différents courants d'excitation. Les aimants latéraux ne sont pas présents dans ces essais.

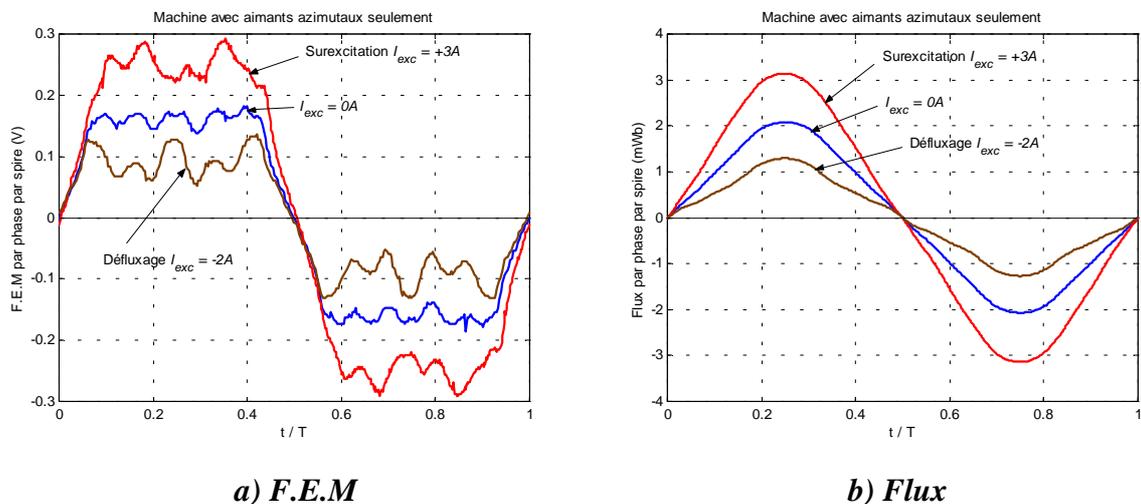
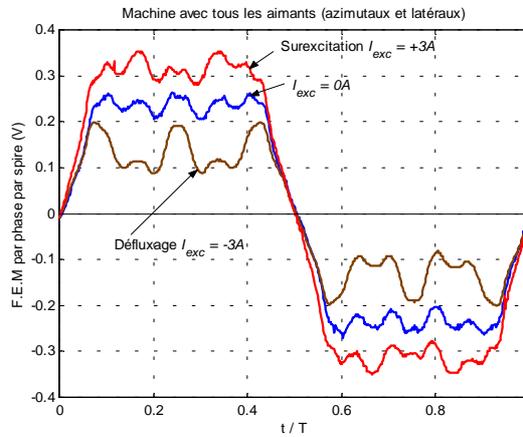
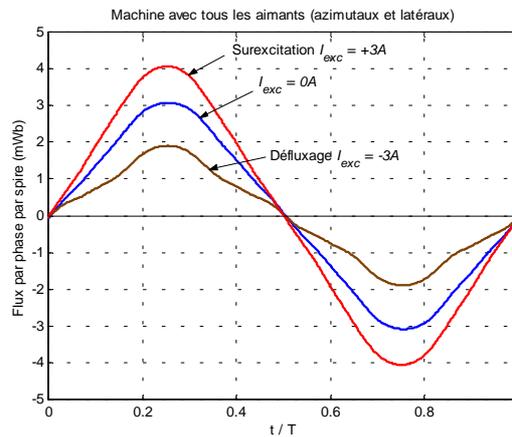


Fig.5.4 – F.E.M et composantes alternatives du flux pour différents courants d'excitation.

Les mêmes essais ont été effectués avec tous les aimants. La figure 5.5 montre les résultats de ces essais.



a) F.E.M



b) Flux

Fig.5.5 – F.E.M et composantes alternatives du flux pour différents courants d'excitation.

Lorsque les aimants latéraux sont présents, les mesures montrent un apport de 46% de flux utile (figure 5.6). L'apport des aimants latéraux au flux total n'est pas négligeable ; il s'agit donc de trouver un compromis entre simplicité de construction, coût global et performances recherchées. Dans les deux cas (sans et avec aimants latéraux), on rajoute ou on soustrait environ 1mWb avec $\pm 3A$ de courant d'excitation, ce qui est assez satisfaisant. Il faut cependant rappeler que l'on a deux bobines d'excitation, avec 150 spires chacune, donc 300 spires au total. Ces bobines sont le siège de pertes joules et représentent un poids non négligeable (1kg). Il est, de ce fait, nécessaire d'optimiser l'excitation bobinée.

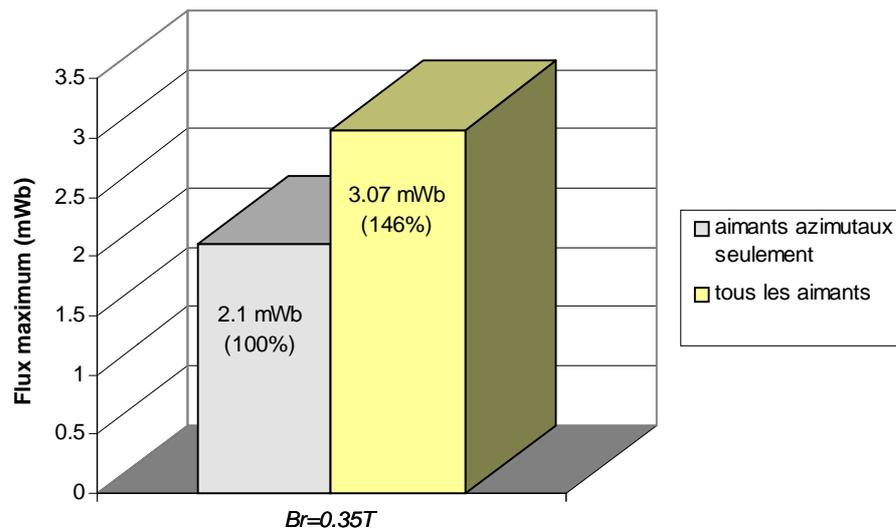


Fig. 5.6 – Comparaison des niveaux de flux avec et sans aimants latéraux (avec flasques)

La figure 5.7 représente la variation du flux maximum en fonction du courant d'excitation. Les mesures étant effectuées sur le prototype sans aimant. Pour un courant de 3A, le flux inducteur créé par l'excitation est de l'ordre de 1mWb, ce qui confirme les résultats précédents.

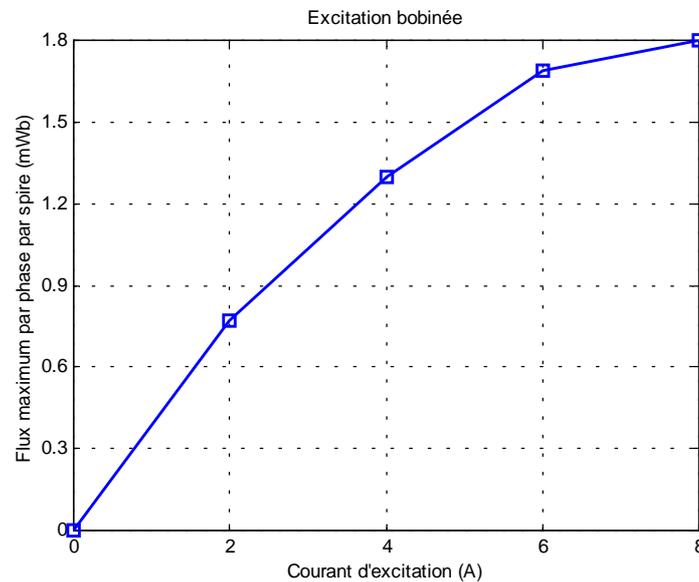


Fig.5.7 – Flux de l'excitation bobinée en fonction du courant d'excitation.

Les flux sont calculés par intégration numérique des F.E.M induites (figure 5.8). Les flux ainsi calculés représentent les composantes alternatives du flux d'excitation.

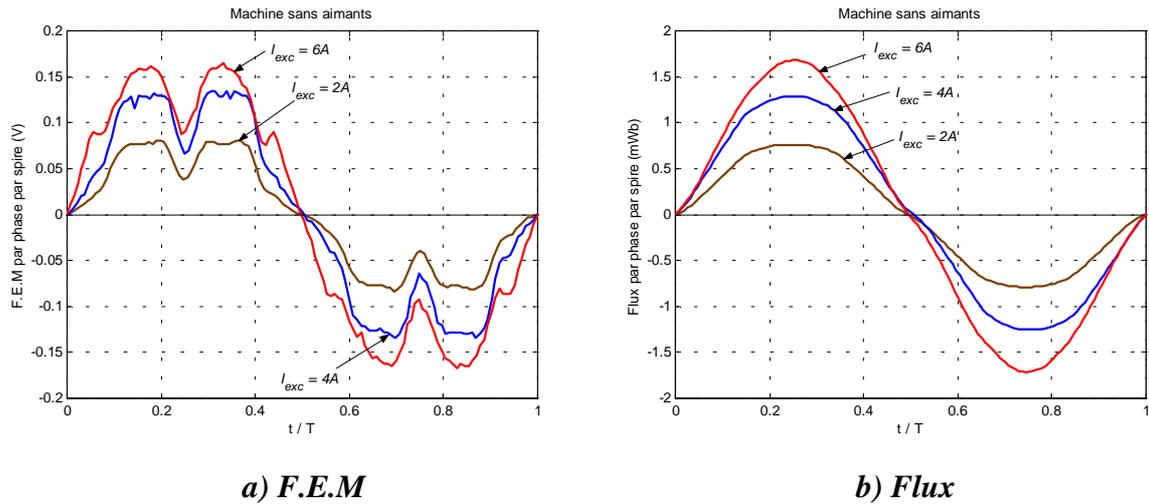


Fig.5.8 – F.E.M et composantes alternatives du flux pour différents courants d'excitation.

On remarque, globalement, que les harmoniques de flux de l'excitation bobinée ou le flux inducteur total ne sont pas négligeables. Une étude, à l'aide du modèle éléments finis 3D établi au chapitre quatre, doit être menée afin de les réduire.

La figure 5.9 montre la variation du flux total d'excitation (excitation bobinée + excitation par aimants permanents) en fonction du courant d'excitation. En surexcitation, ce sont les dents statoriques qui saturent ; en défluxage ce sont les flasques et les collecteurs de flux qui saturent.

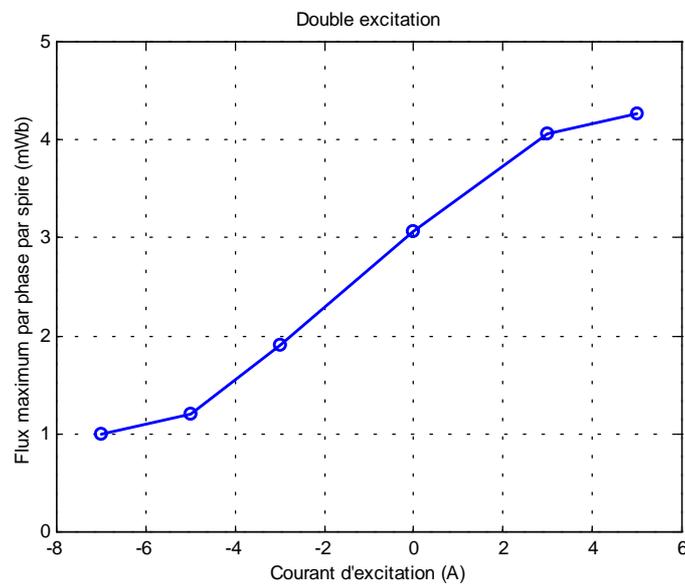


Fig.5.9 – Flux total d'excitation (composante alternative) en fonction du courant d'excitation.

En conclusion, on peut dire que le contrôle du flux d'excitation est effectif. Il reste à tester les deux autres rotors, afin d'arriver à des conclusions définitives concernant l'efficacité de ce contrôle.

V.3.1.b Etude des pertes fer et des pertes mécaniques à vide

Après avoir étudié le flux inducteur, nous nous intéressons ici à l'étude des pertes fer et mécanique de notre structure. La machine à double excitation est entraînée par une machine à commutation de flux alimentée par un onduleur [H1]. La machine à commutation de flux est auto-pilotée, ce qui nous permet d'asservir sa vitesse, et par suite celle de la machine à double excitation. Un capteur d'effort permet de mesurer le couple de la machine d'entraînement et de la machine à double excitation.

L'essai consiste à mesurer le couple sur la machine à commutation de flux et sur la machine à double excitation, pour différentes vitesses de rotation. La machine à double excitation n'est pas chargée. Tous les aimants sont présents.

Le bilan des pertes est effectué, en considérant que :

- 1) le couple mesuré sur la machine à commutation de flux correspond aux pertes fer de la machine à double excitation et aux pertes mécaniques du banc.
- 2) Le couple mesuré sur la machine à double excitation correspond aux pertes fer de la machine à double excitation.

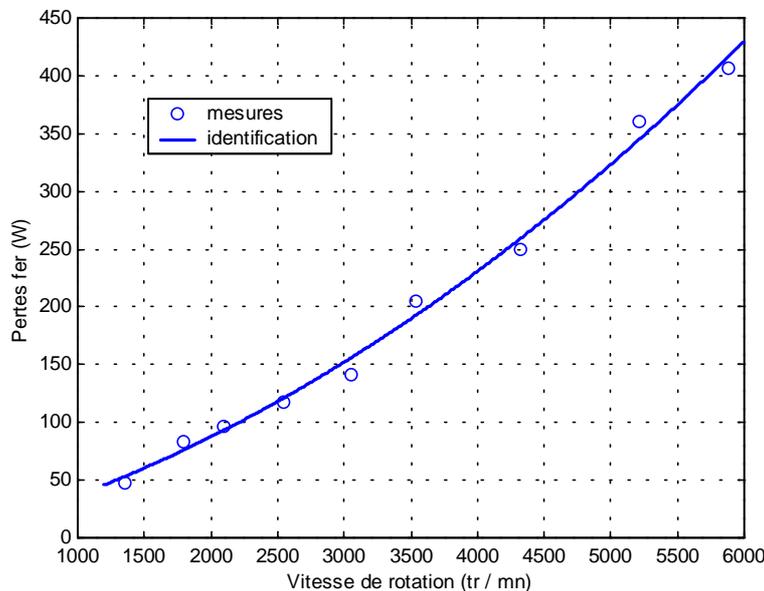


Fig.5.10 – Pertes fer à vide en fonction de la vitesse.

La figure 5.10 montre la variation des pertes fer à vide en fonction de la vitesse. Les bobines d'excitation ne sont pas alimentées. En supposant que ces pertes sont proportionnelles à la

fréquence électrique et au carré de celle-ci (2.2), nous avons identifié une fonction permettant d'évaluer ces pertes. Cette fonction est donnée par l'équation suivante :

$$P_f = 0,1782.f + 2,512.10^{-4}.f^2 \quad (5.1)$$

La figure 5.11.a montre la variation des pertes fer et de la somme des pertes fer et mécaniques. Les bobines d'excitation ne sont pas alimentées. Nous avons identifié la fonction des pertes englobant les pertes fer et mécaniques. Cela nous a permis de déterminer la variation des pertes mécaniques en fonction de la fréquence électrique (figure 5.11.b). La fréquence électrique est proportionnelle à la vitesse de rotation ($f = p.\Omega/2.\pi$).

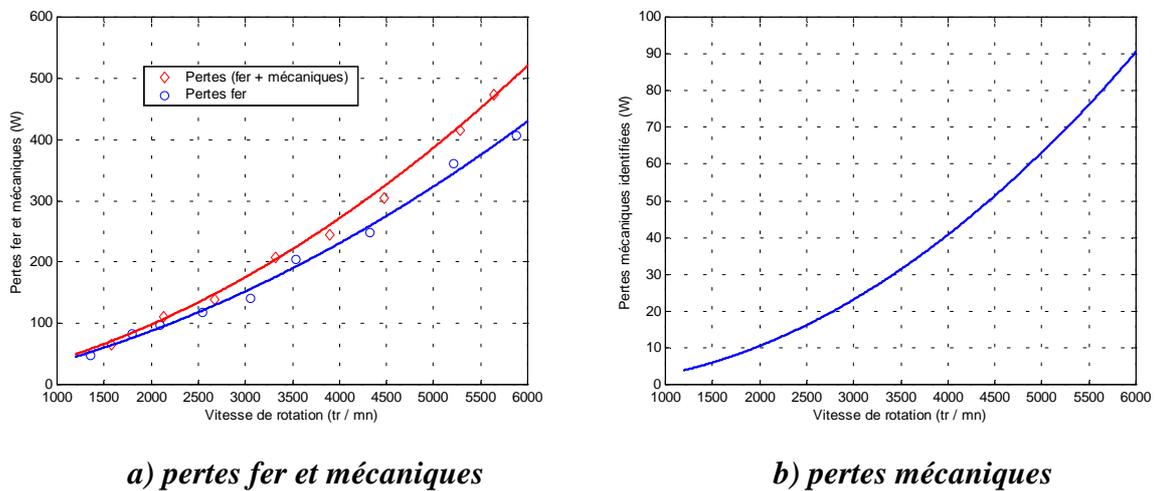


Fig.5.11 – Séparation des pertes fer et mécaniques.

La fonction des pertes mécaniques est donnée par l'équation suivante :

$$P_{méc} = 1,83.10^{-3}.f + 8.876.10^{-5}.f^2 \quad (5.2)$$

Le premier terme en f , de l'équation (5.2), reflète les pertes mécaniques de type frottement sec. Le deuxième terme reflète les pertes mécaniques de type frottement fluide.

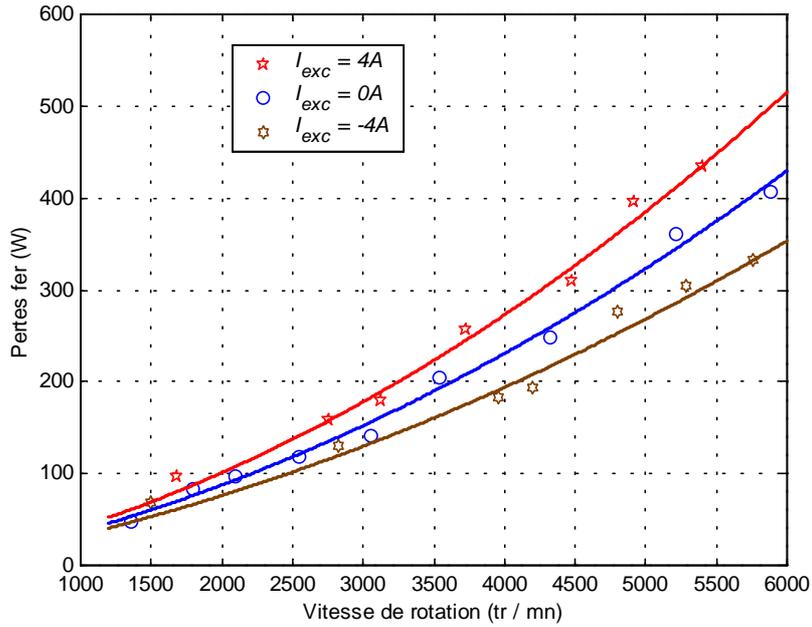


Fig.5.12 – Pertes fer pour différents courants d’excitation.

La figure 5.12 montre les pertes fer mesurées pour différents courants d’excitation. Ces mesures montrent que les pertes fer augmentent avec l’augmentation du flux d’excitation. Elles sont les plus faibles pour $I_{exc} = -4A$ (défluxage), elles augmentent lorsque les bobines ne sont pas alimentées, et elles sont les plus importantes pour $I_{exc} = 4A$ (surexcitation).

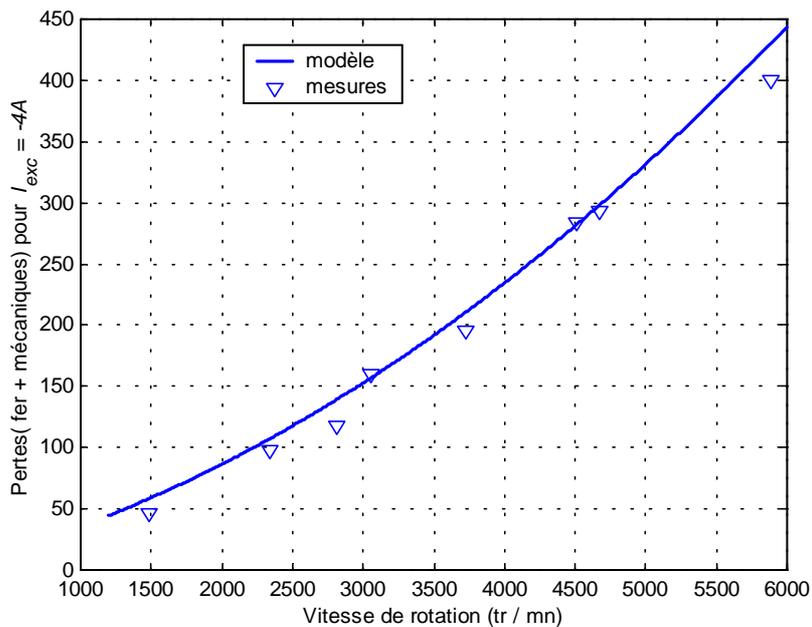


Fig.5.13 – Pertes fer et mécaniques pour $I_{exc} = 4A$.

La figure 5.13 montre la somme des pertes fer et mécaniques pour $I_{exc} = -4A$. La courbe identifiée est obtenue en additionnant la courbe identifiée des pertes fer (figure 5.12) et celle des pertes mécaniques (5.2). L'identification des pertes mécaniques par l'équation (5.2) est donc satisfaisante.

V.3.2 Deuxième structure à double excitation

La figure 5.14 montre les F.E.M et les composantes alternatives, du flux d'excitation, pour différentes valeurs du courant d'excitation, pour les deux configurations (unipolaire et bipolaire). Les F.E.M sont relevées à une vitesse de 170 tr/mn.

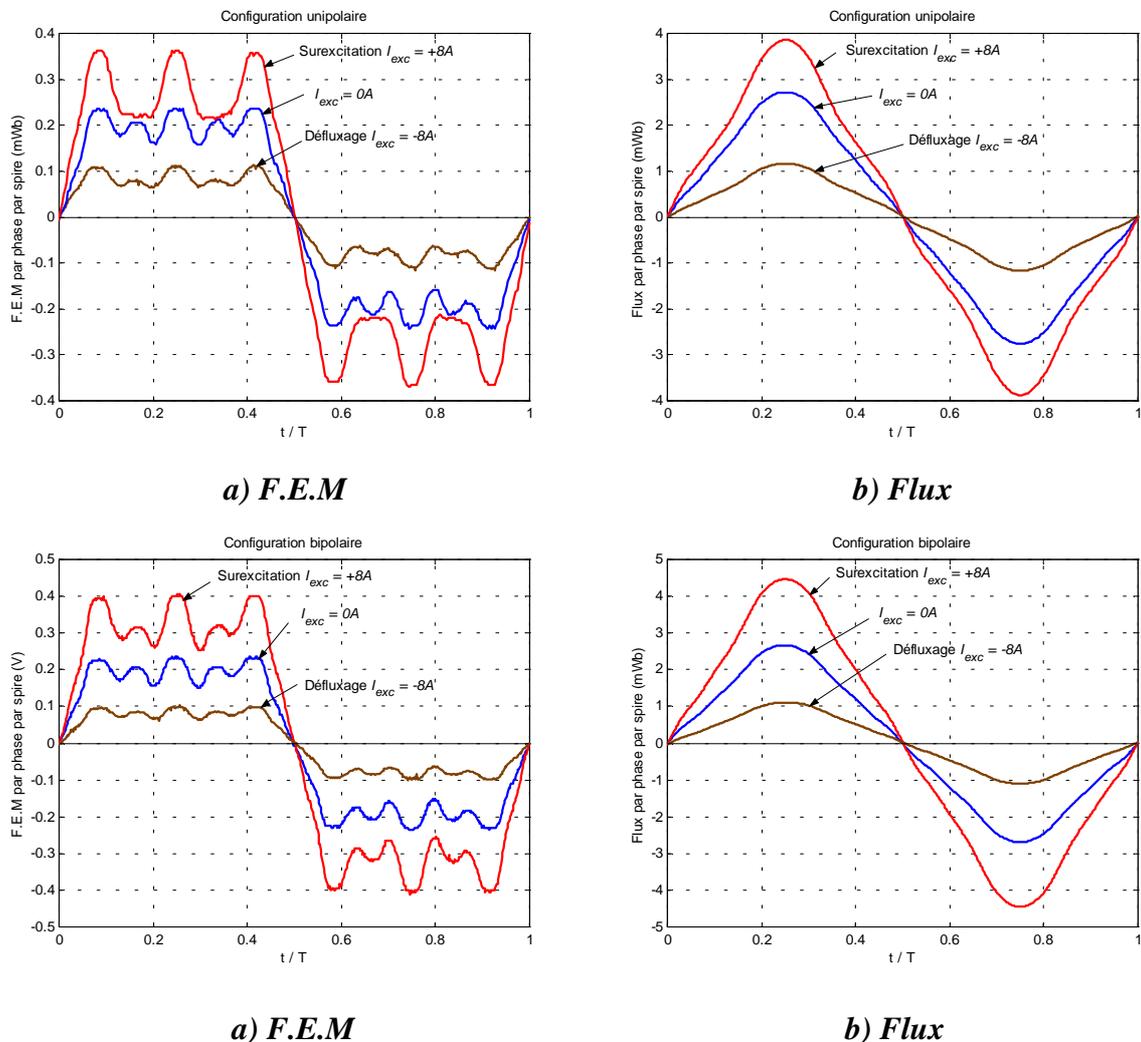


Fig.5.14 – F.E.M et composantes alternatives du flux pour différents courants d'excitation, pour les deux configurations.

Sur la figure 5.15, nous avons représenté la variation du maximum des composantes alternatives, du flux d'excitation, en fonction du courant d'excitation.

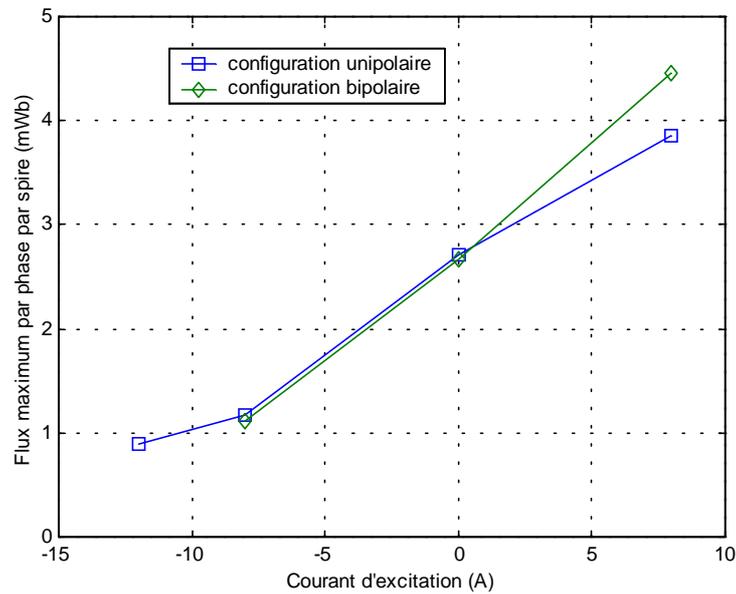


Fig.5.15 – Flux total d'excitation (composante alternative) en fonction du courant d'excitation.

Pour un courant d'excitation de 8A, le flux inducteur est plus important pour la configuration bipolaire qu'il ne l'est pour la configuration unipolaire. Pour la configuration unipolaire, le flux des deux bobines d'excitation ne s'ajoute au flux des aimants que sur un type de pôle. Pour la configuration bipolaire, le flux créé par l'une des deux bobines s'ajoute au flux des aimants sur un type de pôle, et le flux créé par l'autre bobine s'ajoute sur un autre type de pôle. L'effet de la saturation magnétique va donc apparaître pour un courant d'excitation plus faible dans la configuration unipolaire. Par ailleurs, le flux d'excitation engendre moins d'harmoniques de F.E.M pour la configuration bipolaire. Finalement, la configuration bipolaire est plus intéressante.

V.3.3 Troisième structure à double excitation

Le troisième rotor a été construit vers la fin de ce travail de thèse. Nous ne l'avons testé qu'à vide en configuration unipolaire. La figure 5.16 montre les F.E.M et les composantes alternatives du flux d'excitation, pour différentes valeurs du courant d'excitation. Les F.E.M sont relevées à une vitesse de 170 tr/mn.

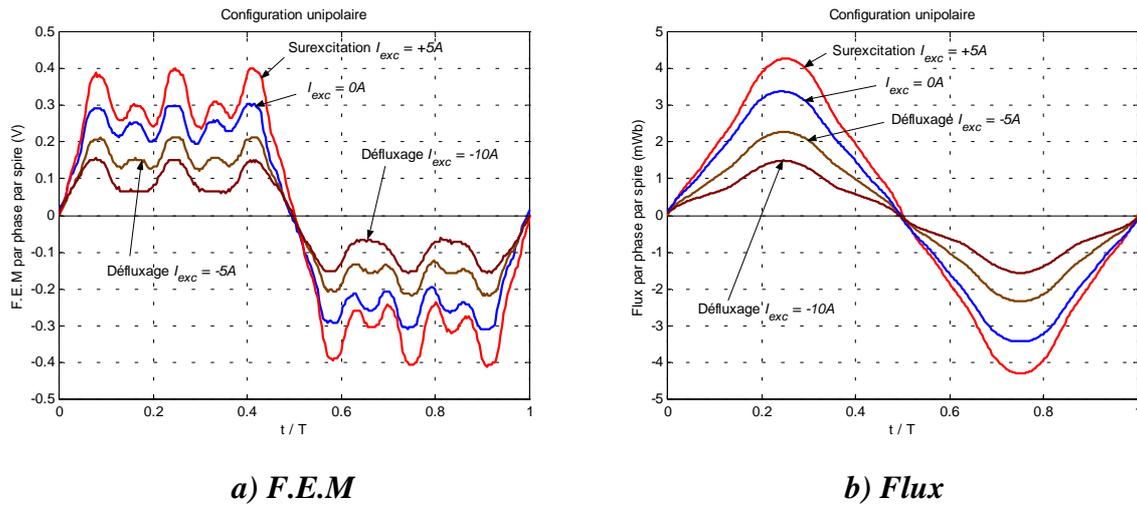


Fig.5.16 – F.E.M et composantes alternatives du flux pour différents courants d’excitation.

La figure 5.17 montre la variation du flux inducteur en fonction du courant d’excitation.

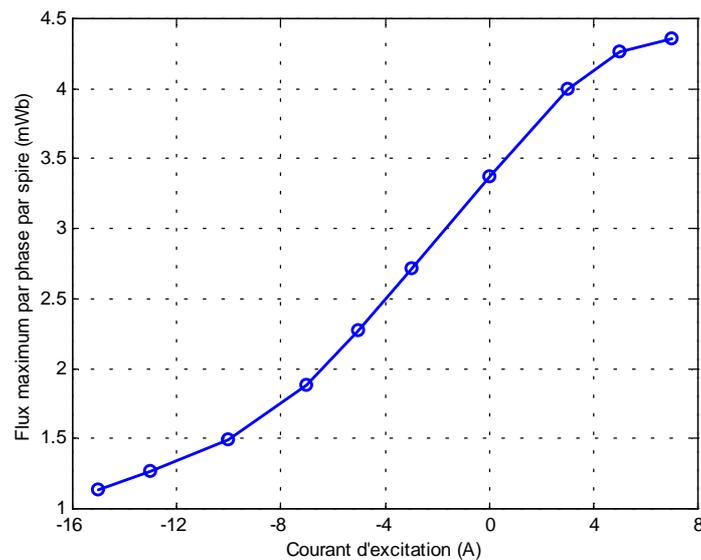


Fig.5.17 – Flux inducteur en fonction du courant d’excitation.

V.3.4 Comparaison des différentes structures à double excitation

Nous avons représenté sur la même figure, les variations des flux inducteurs pour les trois structures (figure 5.18). Nous constatons que lorsque les bobines d’excitation ne sont pas alimentées, le flux inducteur le plus important est celui de la troisième structure. Le flux inducteur le plus faible est celui de la deuxième structure. Dans cette structure, quelle que soit la configuration (unipolaire ou bipolaire) le flux inducteur est le même pour $I_{exc} = 0A$.

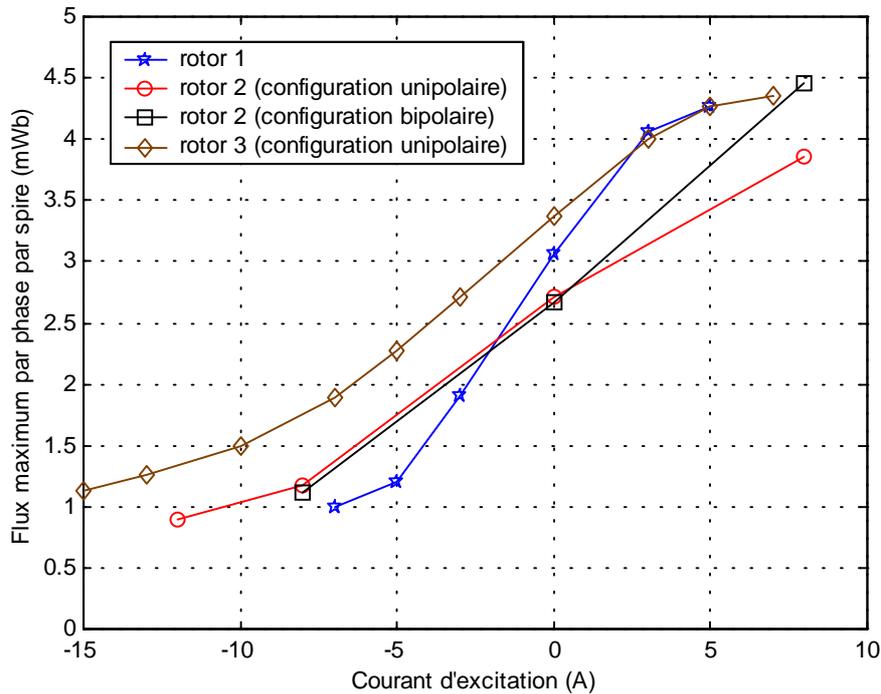


Fig.5.18 – Comparaison des flux inducteurs des trois structures.

Les trois rotors, en configuration unipolaire, saturent sous l'effet du même flux inducteur. Le deuxième rotor en configuration bipolaire sature pour un flux inducteur plus important.

Le contrôle du flux des aimants, pour le premier rotor, est le plus efficace. Pour ce rotor, une réduction de 60% du flux inducteur est obtenue pour $I_{exc} = -5A$. Pour réduire le flux inducteur dans les mêmes proportions, pour les deuxième et troisième rotors, il faut plus de courant d'excitation ; donc plus de pertes joules. Le circuit de l'excitation bobinée du premier rotor, est essentiellement constitué de matériaux massifs, ce qui réduit considérablement la réluctance magnétique. Dans les deuxième et troisième rotors, le flux de l'excitation bobinée doit traverser l'empilement des tôles rotors, ce qui augmente la réluctance magnétique. On voit sur la figure 5.18 que, dans les parties linéaires des courbes, la pente pour le deuxième et troisième rotors est identique, et plus faible que pour le premier rotor.

Compte-tenu des remarques précédentes, nous pouvons conclure que :

- 1) la configuration bipolaire est plus performante que la configuration unipolaire ;
- 2) l'utilisation de matériaux massifs dans le circuit de l'excitation bobinée permet d'augmenter l'efficacité du contrôle du flux inducteur.

Finalement, la meilleure structure serait une structure bipolaire avec un rotor massif, qui permettrait d'avoir un flux inducteur important et un contrôle efficace de ce flux. Les matériaux massifs favorisent les pertes par courants de Foucault, il s'agira de trouver un compromis entre les pertes fer rotor et les pertes joules de l'excitation. Par ailleurs, il sera intéressant de chercher des matériaux particulièrement adaptés aux machines à double excitation.

V.4 Essais en charge

Dans cette partie nous allons étudier les performances de la première structure, pour un fonctionnement moteur et générateur. Quand la machine fonctionne en mode moteur, elle est alimentée par un onduleur triphasé (interrupteurs à IGBT, puissance apparente de 20 kVA, 30 A rms par phase, fréquence de découpage supérieure à 20 kHz) [W1]. La tension continue est obtenue par un redresseur suivi d'un filtre LC, elle est limitée à 300V. La figure 5.19 résume la constitution du banc d'essai.

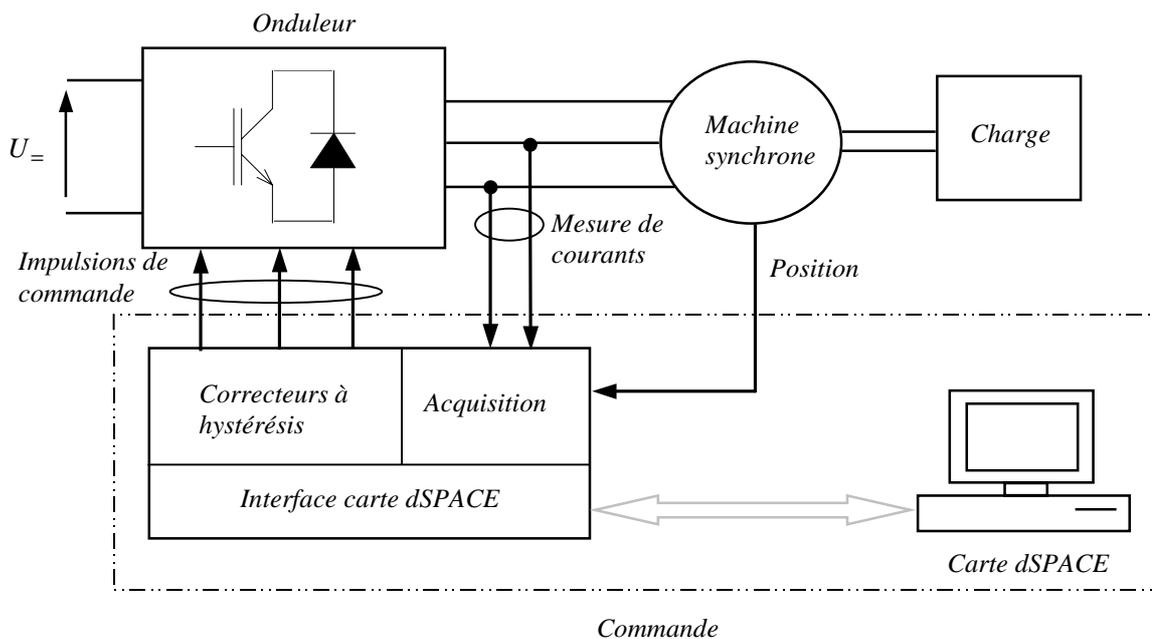


Fig.5.19 – Banc d'essais.

La charge est constituée d'un alternateur débitant sur un pont à diodes, ce dernier étant relié à un rhéostat de charge. L'onduleur est piloté par une carte dSPACE. Cette carte est implantée dans un PC 486 de 40 MHz. Grâce à la mesure de la position [W2], la carte dSPACE permet de générer les courants de consignes (Annexe A.5.2). La carte d'acquisition, et l'interface entre la carte dSPACE et les régulateurs hystérésis ont été réalisés par monsieur E. Hoang [H2]. La

régulation se fait grâce à des correcteurs à hystérésis [R1]. On ne mesure que deux courants, le courant de la troisième phase est obtenu en utilisant les propriétés des systèmes triphasés à trois fils.

La figure 5.20 présente un correcteur à hystérésis qui commande un bras d'onduleur.

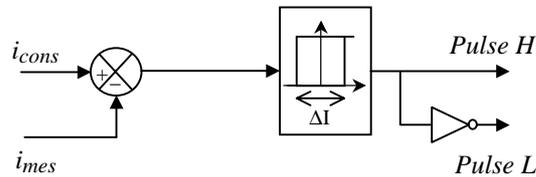


Fig. 5.20 – Régulateur hystérésis.

Les bobines d'excitation sont alimentées en courant continu, dont l'amplitude est réglée manuellement.

On donne, dans le tableau 5.1, les caractéristiques électriques de cette machine.

Flux d'excitation des aimants (Φ_a)	66 mWb
Nombre de paires de pôles (p)	6
Courant nominal ($I = I_n$)	10 A
Résistance d'une phase	0,76 Ω
Inductance (axe d , L_d)	6,86 mH
Rapport de saillance (ρ)	1,3
Résistance d'une bobine d'excitation	1,35 Ω

Tableau 5.1 – Caractéristiques électriques.

En fonctionnement en mode générateur, c'est la machine à double excitation qui représente la charge. La machine d'entraînement est une machine à commutation de flux conçue elle aussi au "LESiR".

V.4.1.a Fonctionnement moteur

Afin d'étudier les performances en couple de la machine, en basses vitesses, nous avons mesuré le couple hybride moyen pour différentes valeurs du courant d'induit. La figure 5.21 montre la

variation de ce couple en fonction de la valeur efficace du courant d'induit. L'effet de la saturation magnétique est visible sur cette figure.

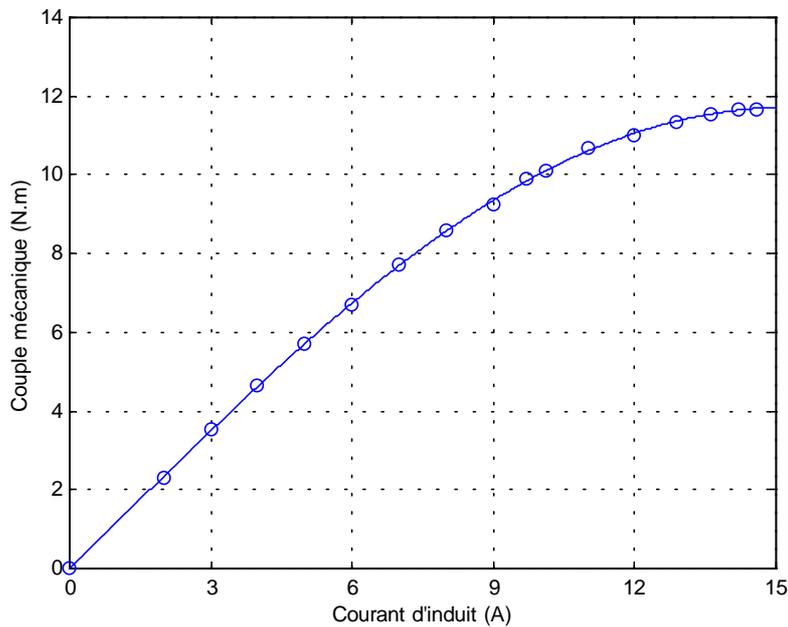


Fig. 5.21 – Caractéristique du couple hybride moyen en fonction du courant d'induit.

Nous avons également testé le fonctionnement de notre structure, au delà de la vitesse de base, pour différents courants d'excitation. Pour une charge donnée, on cherche le couple (I , ψ) permettant de maximiser la puissance. La figure 5.22 montre les caractéristiques du couple et de la puissance, relevées lors de ces essais.

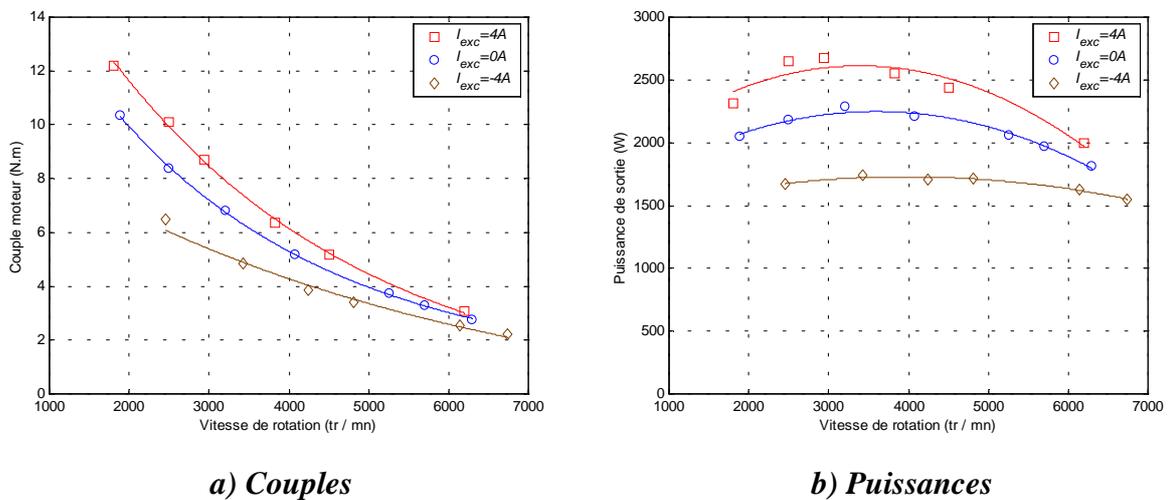


Fig.5.22 – Caractéristiques du couple et de la puissance pour différents courants d'excitation.

Ces essais, nous, permettent d'établir les observations suivantes :

- 1) alors qu'à basses vitesses on arrive à imposer le courant, au fur et à mesure que la vitesse augmente il devient plus difficile de suivre la consigne (figure 5.23.a) [B1][L2]. D'autre part, la réaction magnétique d'induit normalisée étant légèrement supérieure à un ($L_d I_n / \Phi_a = 1,04$), il n'est pas nécessaire de maintenir le courant à sa valeur nominale pour défluxer la machine ;
- 2) lorsque le flux inducteur est renforcé ($I_{exc} = 4$ A), on peut augmenter les performances en couple de la machine. Le couple augmente de 20 % pour le même courant d'induit ($I = 10$ A), il passe de 10 N.m à 12 N.m. Le flux inducteur est renforcé, il faut maintenir un courant plus élevé pour défluxer la machine (figure 5.23.a) ; les pertes joules sont donc plus importantes (figure 5.23.b) ;
- 3) lorsqu'on réduit le flux inducteur ($I_{exc} = -4$ A), les performances de la machine se dégradent. A 2500 tr/mn, le couple passe de 8 N.m à 6 N.m, soit une réduction de 25 %.

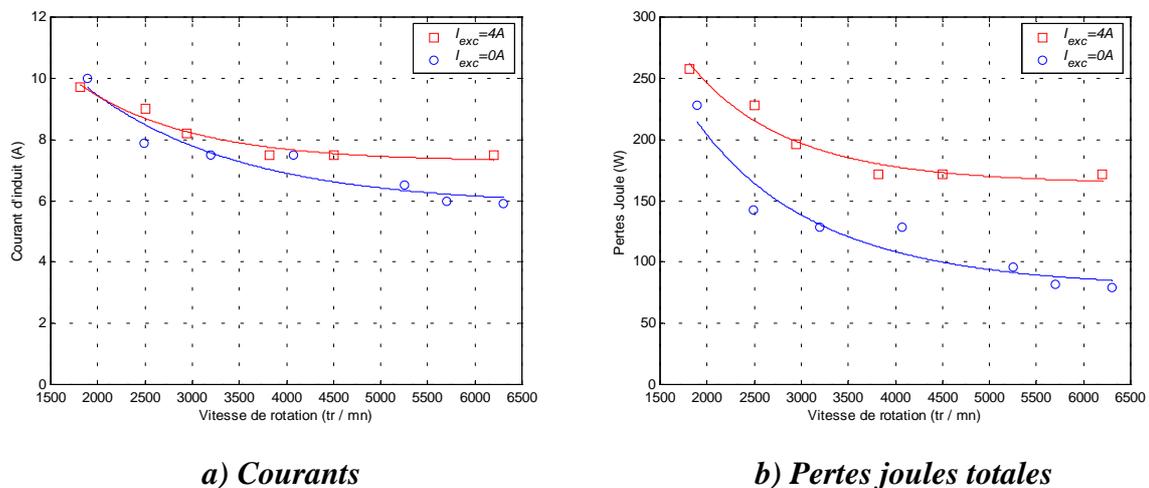


Fig.5.23 – Courants d'induit et pertes joules.

V.4.1.b fonctionnement générateur

Dans les essais en fonctionnement générateur, la machine à double excitation est entraînée par la machine à commutation de flux. La machine à double excitation débite sur un pont à diode, qui est relié à un rhéostat de charge.

Pour une vitesse donnée de 2010 tr/mn, nous avons relevé la tension, le courant, à la sortie du redresseur, et le couple sur la machine à double excitation.

La figure 5.24 montre la tension et la puissance à la sortie du redresseur pour différentes charges. Lorsque le courant de charge augmente, la tension à la sortie du redresseur diminue. La puissance passe par une valeur maximale, puis décroît. Ces observations concordent parfaitement avec la théorie développée dans [R2].

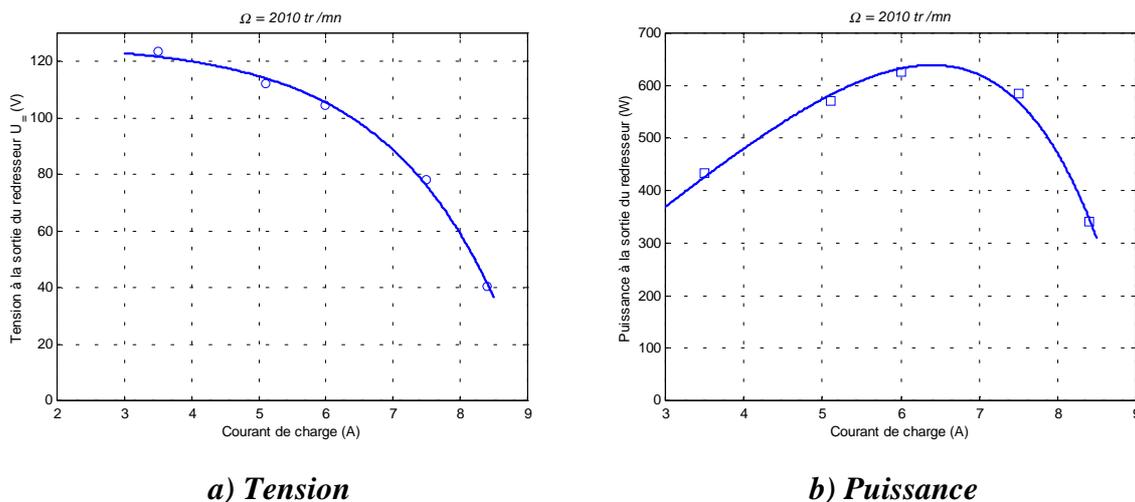


Fig.5.24 – Caractéristiques de la tension et de la puissance.

La figure 5.25.a montre la puissance fournie à la machine à double excitation, et la puissance à la sortie du redresseur. Le rendement de l'ensemble machine-redresseur est le rapport entre ces deux puissances ; il est représenté à la figure 5.25.b.

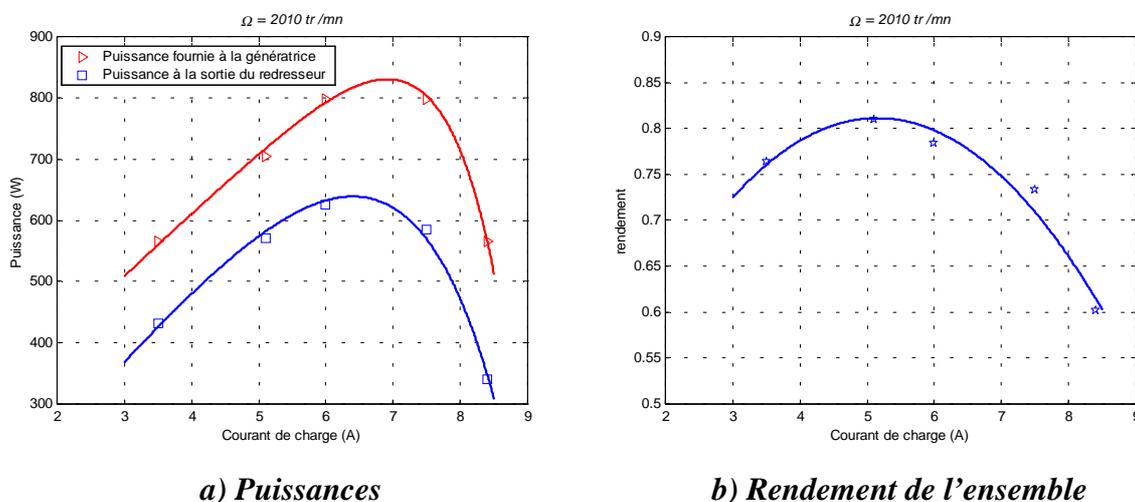
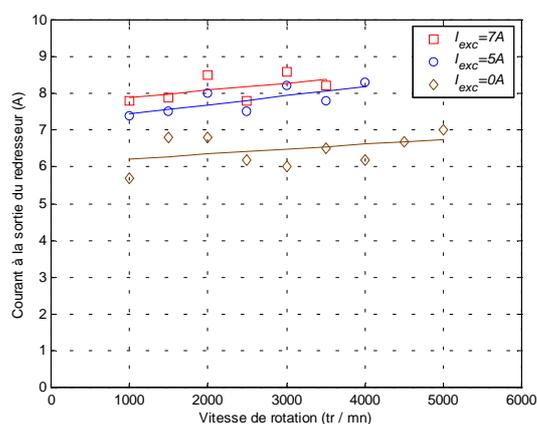
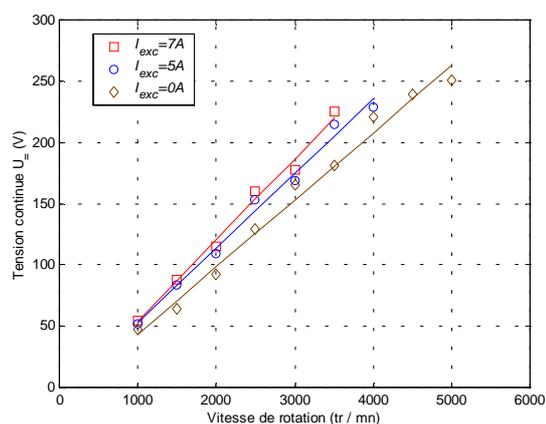


Fig.5.25 – Puissances et rendement de l'ensemble machine-redresseur.

Pour étudier les performances de la machine en fonction de la vitesse, nous avons effectué un bilan des puissances pour différentes vitesses. L'essai consiste à chercher pour chaque vitesse, le courant de charge maximisant la puissance fournie par la machine à double excitation. Cet essai est effectué pour différents courants d'excitation. La figure 5.26 montre les variations du courant et de la tension à la sortie du redresseur.



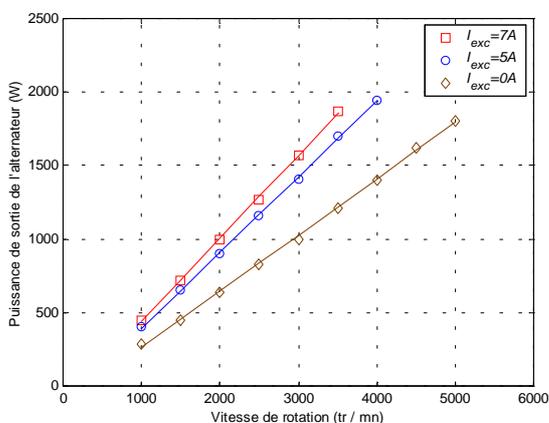
a) Courants



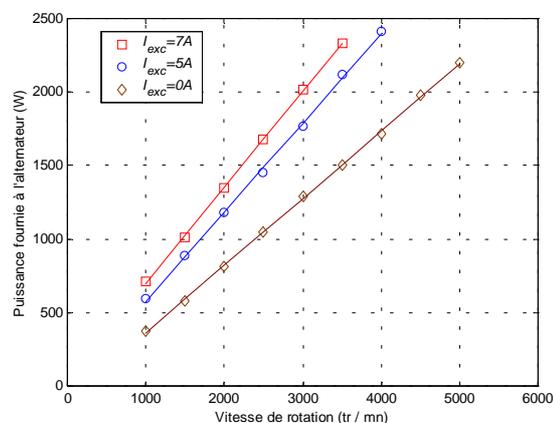
b) Tensions

Fig.5.26 – Caractéristiques électriques à la sortie du redresseur.

On remarque, que pour un courant d'excitation donné, le courant de charge permettant de maximiser la puissance fournie par la machine à double excitation ne varie que légèrement en fonction de la vitesse de rotation (figure 5.26.a). La tension varie, dans ces cas, linéairement en fonction de la vitesse (figure 5.26.b). Pour une vitesse donnée, la tension augmente proportionnellement au courant d'excitation.



a) Puissance à la sortie du générateur



b) Puissance fournie par le moteur

Fig.5.27 – Bilan de puissance.

Il en est de même pour la puissance à la sortie du générateur, et la puissance fournie par le moteur à commutation de flux (figure 5.27). La puissance à la sortie du générateur est mesurée avec un wattmètre numérique à large bande passante [W3]. La puissance fournie au générateur est calculée, à partir de la mesure du couple du moteur à commutation de flux.

La figure 5.28 montre les caractéristiques des pertes et du rendement en fonction de la vitesse de rotation. A l'inverse des puissances et des pertes, le rendement diminue en fonction du courant d'excitation pour une vitesse donnée (figure 5.28.b). Il est le plus élevé pour $I_{exc} = 0$ A, et le plus faible pour $I_{exc} = 7$ A. Ceci est dû au fait que les pertes fer et joules augmentent relativement plus vite en fonction du courant d'excitation que la puissance de sortie du générateur.

L'écart entre les rendements diminue, cependant, quand la vitesse augmente. Cela signifie que la puissance utile augmente relativement plus vite que les pertes en fonction de la vitesse (figure 5.27.a, figure 5.28.a).

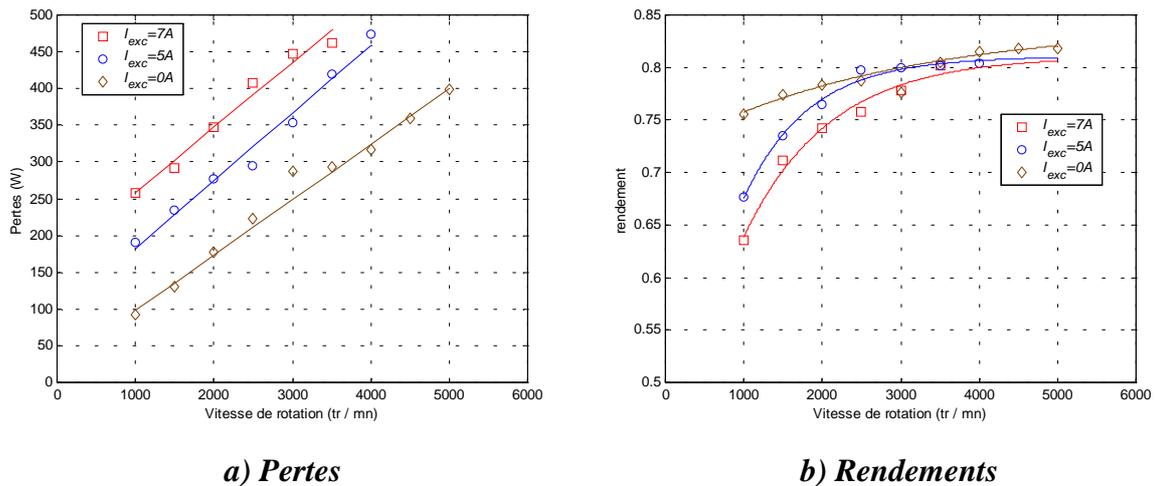


Fig.5.28 – Caractéristiques des pertes et du rendement.

Le dernier essai a consisté à maintenir une tension constante à la sortie du redresseur, pour différentes vitesses, en agissant sur le courant d'excitation. La charge du redresseur est également gardée constante. Le courant de charge est donc constant.

La tension est maintenue constante à partir d'une vitesse de 4000 tr/mn. La puissance mise en jeu n'est alors pas très éloignée de la gamme de puissance en fonctionnement moteur. Cet essai est effectué en partant de deux valeurs du courant d'excitation ($I_{exc0} = 7$ A et 0A).

La figure 5.29 montre les variations des puissances absorbées et fournies par la machine à double excitation pour les deux fonctionnements (fonctionnement 1 : $I_{exc0} = 7$ A, fonctionnement 2 : $I_{exc0} = 0$ A).

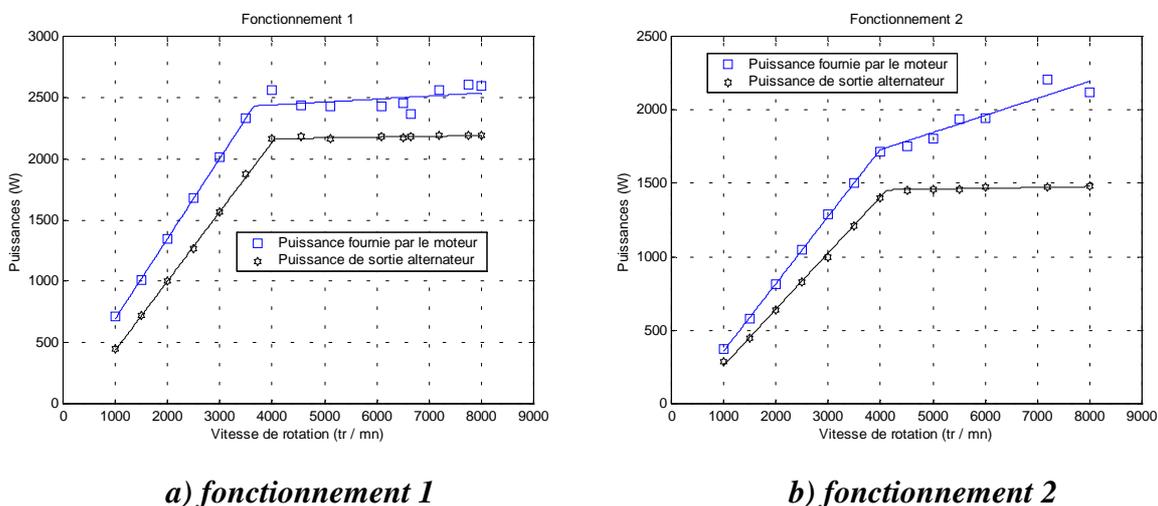


Fig.5.29 – Caractéristiques des puissances.

La puissance mise en jeu pour le premier fonctionnement est plus importante, le courant d'excitation étant plus élevé. La figure 5.30 montre la variation du courant d'excitation et de la tension à la sortie du redresseur.

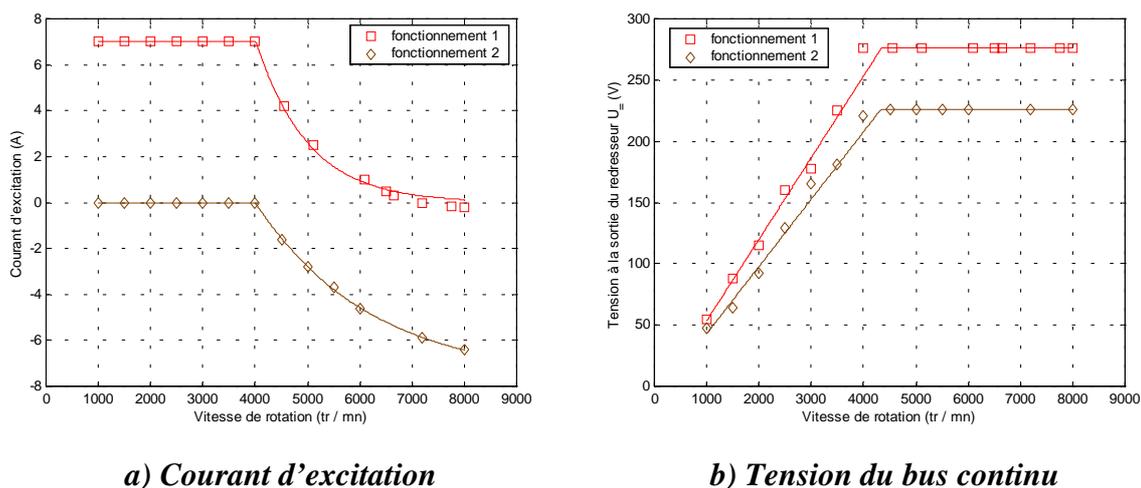
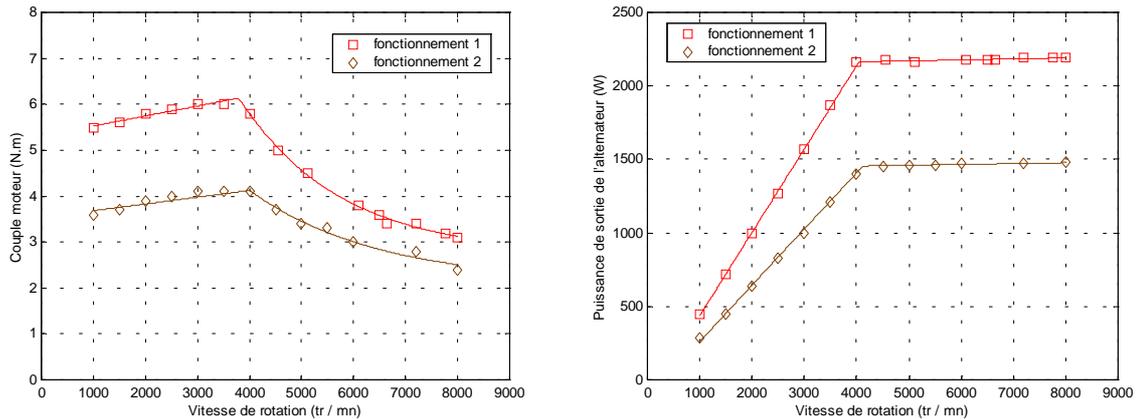


Fig.5.30 – Caractéristiques du courant d'excitation et de la tension du bus continu.

Au-delà de 4000 tr/mn, si on veut maintenir la tension du bus continu constante, il est nécessaire de réduire le flux inducteur (figure 5.30.a). Aux vitesses élevées, la dérivée du courant

d'excitation par rapport à la vitesse est plus faible pour le premier fonctionnement ($I_{exc0} = 7$ A) que pour le deuxième ($I_{exc0} = 0$ A).

La figure 5.31 montre les variations du couple moteur et de la puissance à la sortie du générateur pour les deux fonctionnements. La figure 5.31 montre les variations du rendement en fonction de la vitesse pour les deux fonctionnements.



a) Couple moteur

b) Puissance à la sortie du générateur

Fig.5.31 – Couple moteur et puissance fournie par le générateur.

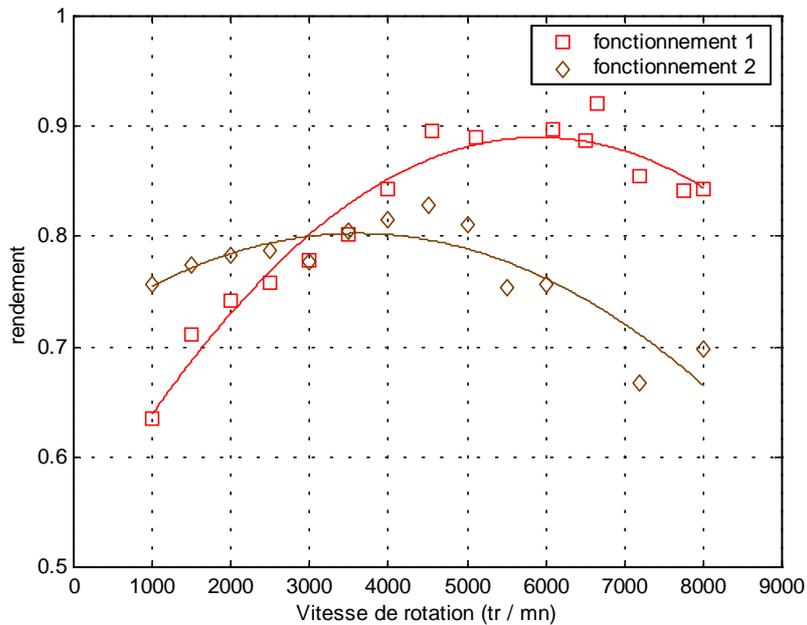


Fig.5.32 – Rendements de la machine à double excitation.

La double excitation a permis de contrôler le flux des aimants, et de maintenir une tension constante à la sortie du redresseur. Le niveau du rendement est de plus très satisfaisant (figure 5.32) ; il n'est pas certain qu'une machine à excitation bobinée puisse avoir un aussi bon rendement. Des recherches dans ce sens devront être menées.

V.5 Conclusion

Trois structures ont été réalisées afin de valider expérimentalement le concept de la double excitation : une structure à double excitation unipolaire et deux structures à rotors modulables. Les rotors modulable peuvent avoir deux configurations :

- une configuration unipolaire ;
- une configuration bipolaire.

L'étude du fonctionnement à vide des différentes structures a permis de valider le principe de la double excitation. Les essais à vide montrent la supériorité de la configuration bipolaire.

L'étude du fonctionnement en charge de ces structures a nécessité la mise en place d'un banc d'essais. L'étude du fonctionnement moteur de la première structure a confirmé l'étude théorique entreprise au troisième chapitre, à savoir que la double excitation n'améliore pas les performances maximales pour les machines où la valeur de L_d^* est supérieure à un. Il s'ensuit qu'il faudra dans la perspective de futures recherches étudier le fonctionnement du troisième rotor, qui possède une inductance normalisée dans l'axe d inférieure à un.

En fonctionnement générateur l'apport de la double excitation est indéniable. Elle permet de réguler la tension à la sortie du redresseur associé à la machine, même si celui-ci n'est pas commandable et donc de réduire les coûts en utilisant des redresseurs à diodes.

ANNEXE A.5.1

Dimensions mécaniques de la première structure à double excitation

A.5.1.1 Dimensions du stator

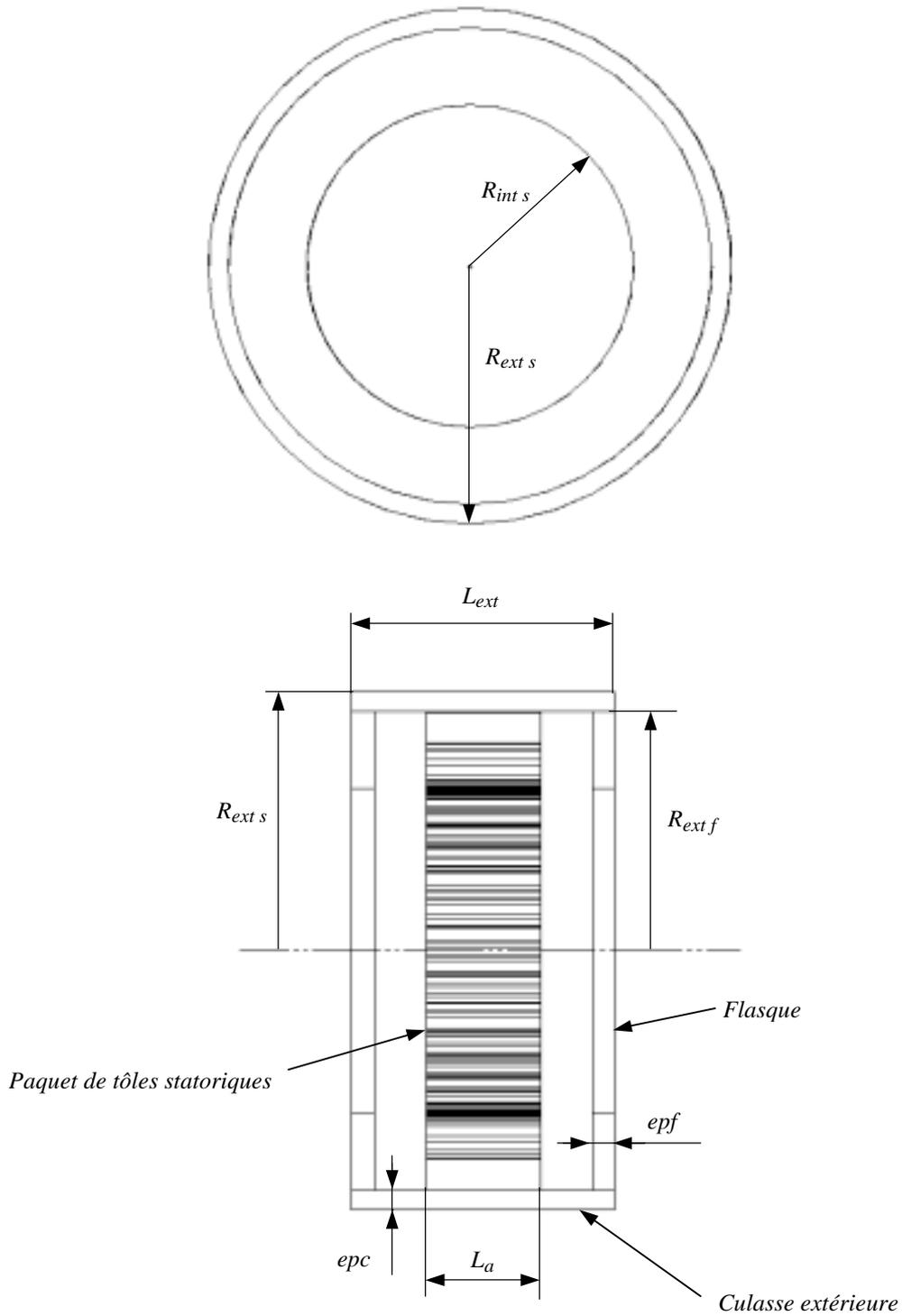


Fig. A.5.1.1 – Stator des machines à double excitation.

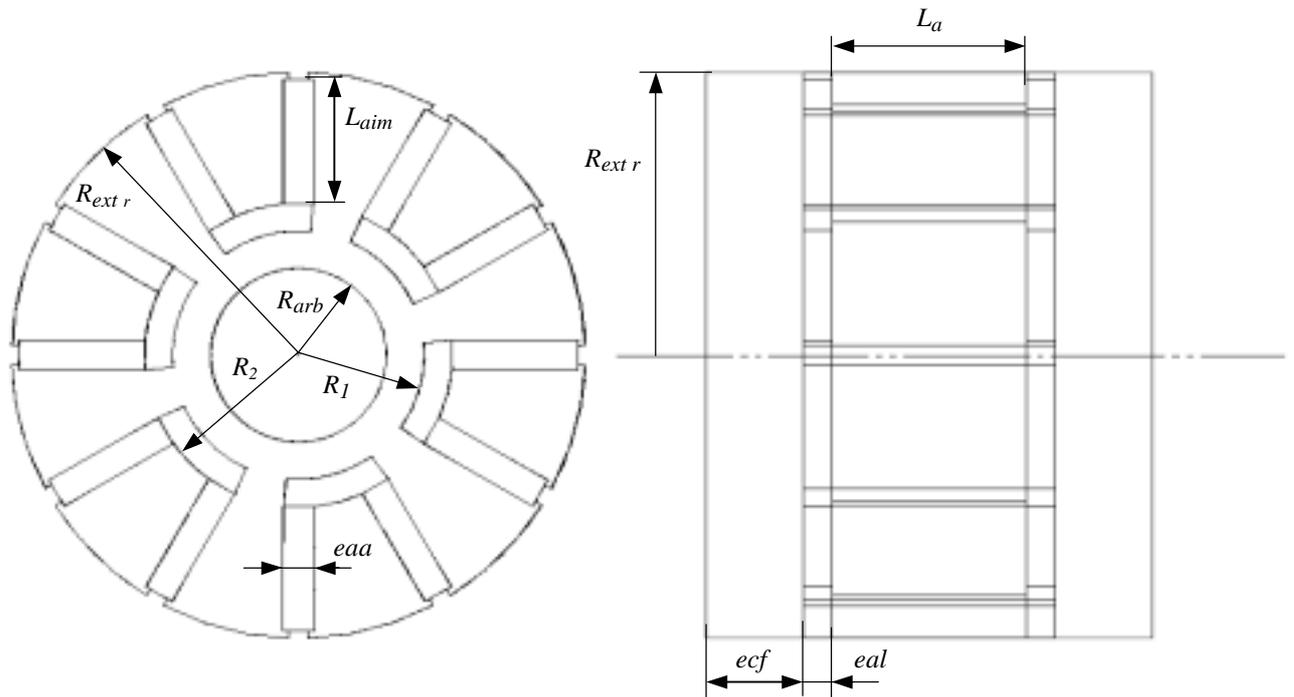


Fig. A.5.1.2 – Premier rotor à double excitation.

$$R_{int s} = 57,5 \text{ mm}$$

$$R_{ext s} = 92 \text{ mm}$$

$$R_{ext f} = 85 \text{ mm}$$

$$L_{ext} = 115 \text{ mm}$$

$$epf = 7 \text{ mm}$$

$$epc = 7 \text{ mm}$$

$$L_a = 40 \text{ mm}$$

$$ecf = 31,5 \text{ mm}$$

$$eal = eaa = 6 \text{ mm}$$

$$R_{ext r} = 57 \text{ mm}$$

$$L_{aim} = 24 \text{ mm}$$

$$R_{arb} = 17,5 \text{ mm}$$

$$R_1 = 25 \text{ mm}$$

$$R_2 = 30 \text{ mm}$$

ANNEXE A.5.2

Programmation de la carte dSPACE

La carte dSPACE est une carte électronique contenant un DSP. Elle s'intègre à un PC et permet de générer tout ou partie des signaux nécessaires à la commande de l'onduleur. Dans notre application nous l'utilisons pour générer les références de courant de deux phases. Pour la troisième phase nous utilisons le fait que la somme des courants des trois phases est nulle.

La programmation de cette carte se fait par le logiciel **MATLAB-Simulink** (figure A.5.2.1).

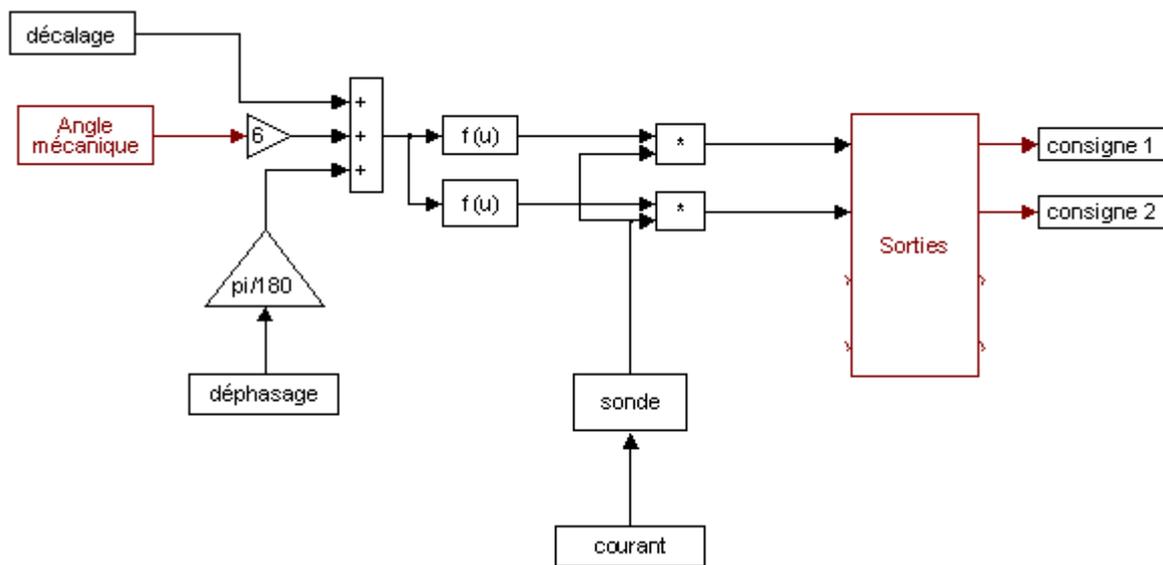


Fig. A.5.2.1 – Programme Simulink pour l'auto-pilotage.

Le courant de référence (**consigne1**) est construit à partir de la mesure de l'angle mécanique. Cette mesure nous permet de calculer l'angle électrique auquel on rajoute un angle de calage et l'angle de déphasage ψ (**déphasage**) ; enfin le courant de référence est obtenu par le produit du sinus (**f(u)**), de la somme de ces angles, et de l'amplitude que l'on désire pour ce courant de référence (**courant**). Le problème consiste à mettre en phase la F.E.M et le courant de référence. Cela est réalisé en agissant sur la valeur du paramètre **décalage**. La deuxième phase est la phase pour laquelle la F.E.M est en phase avec le deuxième courant de référence (**consigne2**) (courant de référence de la phase 2).

Références du Chapitre V

- [B1] C. Bergamann, “Contribution à l’étude de la commande numérique de moteurs synchrones à aimants – Modélisation, réalisation, expérimentation,” Thèse de doctorat, Université de Paris VI, 1986.
- [H1] E. Hoang, M. Gabsi, M. Lecrivain, B. Multon, “Influence of magnetic losses on maximum power limits of synchronous permanent magnet drives in flux-weakening mode,” *IEEE Industry Applications Conference 2000*, conference proceedings, vol. 1, pp. 299–303, Roma, 2000.
- [H2] E. Hoang, “Contribution à la conception d’un moteur à réluctance d’entraînement de broche et de son convertisseur statique,” rapport de stage de DEA, DEA de génie électrique de Paris, LESiR, Juin 1991.
- [L1] J. Lucidarme, M. Gabsi, M. Lecrivain, A. H. Ben Ahmed, “Rotating electric machine with improved double excitation”, International Patent WO0035065, June 15, 2000.
- [L2] J. P. Louis, C. Bergmann, “Commande numérique des machines synchrones,” Techniques de l’Ingénieur, D3644.
- [R1] A. Randrianasimanana, T. Satiramatekul, “Etude d’une machine synchrone auto-pilotée pour une application véhicule hybride,” rapport de stage TER, Université de Paris XI, Mai 2001.
- [R2] M. J. Ryan, R. D. Lorenz, “A Novel Controls-Oriented Model of a PM Generator with Diode Bridge Output,” *EPE’97*, conference proceedings, vol. 1, pp. 324-329, Trondheim, 1997.
- [W1] Site Web : <http://www.semikron.com/products/semiste.html>
- [W2] Site Web : <http://www.heidenhain.com/Products/Rotary/ern400.htm>.
- [W3] Site Web : <http://www.lem-optics.com/LEM/d6000.htm>

Les travaux présentés dans ce mémoire concernent la conception et la commande des machines synchrones à double excitation. Ce concept apparaît viable et améliore les performances des machines synchrones et plus globalement les systèmes d'entraînement où elles s'intègrent.

En effet, le problème du fonctionnement sur de larges plages de vitesses, des machines à aimants permanents est résolu grâce à la double excitation. Toutefois, il faut noter que l'ajout d'un circuit d'excitation bobinée entraîne un surcroît de poids et de volume par rapport aux machines à aimants permanents. Néanmoins, les performances massiques restent honorables. C'est là un point important à prendre en compte dans la perspective de nouvelles recherches. Au quatrième chapitre nous avons initié une étude dans ce sens (§ IV.3.3).

L'état de l'art des machines hybrides, présenté au deuxième chapitre, montre la diversité de leurs conceptions. Nous avons classé ces machines en deux groupes :

- les machines à double excitation série ;
- les machines à double excitation parallèle.

La double excitation parallèle permet un meilleur contrôle du flux inducteur et une réduction du risque de démagnétisation des aimants.

Dans le troisième chapitre, l'étude des lois de commandes des machines à double excitation a montré, au delà de la possibilité d'augmenter la plage de fonctionnement en vitesse, la souplesse offerte par le concept. La double excitation optimise le dimensionnement de l'ensemble convertisseur-machine, et réduit le risque de démagnétisation des aimants. L'étude a montré que l'amélioration est d'autant plus importante que la réaction magnétique d'induit est faible. Le travail présenté dans ce rapport est centré sur l'étude effectuée dans ce chapitre. Cette étude s'inscrit dans la suite de travaux antérieurs de l'équipe actionneur [S1]. Elle répond à des questions fondamentales concernant l'utilisation de la double excitation [L1]. Plusieurs abaques permettant le dimensionnement des machines à aimants permanents et à double excitation ont été définis en fonction des paramètres (L_d^*, ρ) . L'étude sur l'ensemble du plan couple-vitesse met en valeur la souplesse offerte par la double excitation à travers le réglage du taux d'hybridation. Elle permet de définir une machine et sa commande associée d'une manière optimale par rapport à des contraintes essentielles telles que la consommation d'énergie et le coût. En effet, grâce à des simulations, nous avons montré la possibilité d'élargir et de déplacer les zones de rendement maximal. Nous arrivons donc à faire coïncider ces zones avec les zones de fonctionnement les

plus fréquentes du véhicule. S'ensuit une meilleure gestion de l'énergie et une réduction de la quantité d'émissions polluantes.

Au quatrième chapitre, nous avons mis en place une modélisation par éléments finis 3D d'une structure à double excitation. La comparaison entre les calculs, effectués avec ce modèle, et les mesures équivalentes montre une bonne concordance. Cette modélisation constitue un outil performant qui permettra dans de futures recherches d'approfondir notre compréhension du fonctionnement des machines à double excitation.

Dans le dernier chapitre, nous avons étudié trois structures à double excitation. Une de ces structures est conçue sur le principe de la double excitation unipolaire (§ II.5.3.b.6), et les deux autres possèdent des rotors modulables. Ces dernières peuvent fonctionner avec une double excitation unipolaire ou bipolaire. Afin d'étudier le fonctionnement en charge de ces structures un banc d'essais a été réalisé. L'étude expérimentale de ces structures a validé le principe de la double excitation.

A l'issue des travaux effectués, plusieurs perspectives se dégagent. Il reste à étudier plus en détails, le fonctionnement en mode alternatif. En effet, dans un entraînement hybride, la machine électrique est appelée à fonctionner en mode alternatif. L'outil de calcul éléments finis 3D doit être utilisé pour optimiser les structures hybrides étudiées en tenant compte de la saturation magnétique. Le travail de thèse de monsieur Lionel Vido, en cours, poursuit les travaux présentés dans ce mémoire. Il s'agira, entre autres, de réaliser un logiciel de dimensionnement des machines à double excitation.

Références

- [L1] A. Levy, "Quelle motorisation pour les véhicules électriques : synchrone à rotor bobiné ou à aimants ?," C-VELEC'97, pp. 68-74.
- [S2] J. Soulard, "Etude paramétrique des ensemble convertisseur-machine à aimants. Application à une structure électromagnétique monophasée hybride à aimants permanents et à alimentation électronique," Thèse de doctorat, Université de Paris VI, 1998.