



HAL
open science

Conception de Machines Polyphasées à Aimants et Bobinage Concentré à Pas Fractionnaire avec Large Plage de Vitesse

Bassel Aslan

► **To cite this version:**

Bassel Aslan. Conception de Machines Polyphasées à Aimants et Bobinage Concentré à Pas Fractionnaire avec Large Plage de Vitesse. Autre. Ecole nationale supérieure d'arts et métiers - ENSAM, 2013. Français. NNT : 2013ENAM0039 . pastel-00973528

HAL Id: pastel-00973528

<https://pastel.hal.science/pastel-00973528>

Submitted on 4 Apr 2014

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.

École doctorale n° 432 : Sciences des Métiers de l'Ingénieur

Doctorat ParisTech

THÈSE

pour obtenir le grade de docteur délivré par

l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers

Spécialité " Génie Electrique "

présentée et soutenue publiquement par

Bassel ASLAN

le 29 Octobre 2013

Conception de Machines Polyphasées à Aimants et Bobinage Concentré à Pas Fractionnaire avec Large Plage de Vitesse

Directeur de thèse : **Eric SEMAIL**

Co-encadrement de la thèse : **Jerome LEGRANGER**

Jury

M. Christophe ESPANET, Professeur des universités, FEMTO-ST, Université de Franche Comté Belfort
M. Noureddine TAKORABET, Professeur des universités, GREEN, Université de Lorraine ENSEM
M. Jean-Frederic CHARPENTIER, Maître de Conférences HdR, Ecole Navale, Brest
M. Mohammed GABSI, Professeur des universités, SATIE, Ecole Normale Supérieure de Cachan
M. Philippe VIAROUGE, Professeur des universités, LEEPCI, Université Laval au Québec
MME. Juliette SOULARD, Associate Professor, Université KTH à Stockholm
M. Eric SEMAIL, Professeur des universités, L2EP, Arts et Métiers PARISTECH/ ENSAM
M. Jerome LEGRANGER, Docteur Ingenieur, Valeo PowerTrain Systems

Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Président
Examineur
Examineur
Examineur

T
H
È
S
E

Avertissement

Les travaux menés dans la thèse ont été effectués à l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, au sein du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille (L2EP). Ils ont été financés par la société Valeo par thèse CIFRE et l'Agence de l'Environnement et de la Maîtrise de l'Energie (ADEME), dans le cadre du projet MHYGALE (Mild HYbrid GénérALisable).

Je tiens à remercier la société Valeo et l'ADEME en avertissement de ce mémoire pour leur soutien financier.

Remerciements

A la fin de cette thèse qui représente une étape remarquable dans ma vie où j'ai intensément enrichi mon expérience professionnelle et personnelle, je tiens à remercier tous ceux qui ont participé à la réussite de ce travail.

Tout d'abord, mes remerciements s'adressent naturellement à M. Eric Semail le directeur de la thèse qui a eu un rôle principal en menant la thèse à cette fin satisfaisante. En plus de l'encadrement et grâce à ses expériences riches dans le domaine, M. Semail m'a aidé à valoriser et positionner les différentes recherches accomplies dans la thèse par rapport aux travaux effectués dans la littérature.

Eric, il m'est difficile de résumer en quelques mots mon appréciation, de tout ce que j'ai appris de toi, de nos discussions scientifiques qui finissaient souvent en débats économiques ou politiques et qui m'ont permis d'avoir un recul suffisant pour me construire une image globale de la recherche appliquée et ses impacts industriels. A cela, s'ajoute le fait que tu étais toujours prêt et intéressé à discuter des moindres détails de mon travail. Tout ceci m'a vraiment encouragé à explorer des nouveaux horizons.

Ensuite, je tiens à remercier messieurs Christophe Espanet et Nouredine Takorabet, les deux rapporteurs du jury de thèse, pour avoir accepté d'examiner le mémoire final et pour le plaisir que j'ai eu à répondre à leurs questions, qui ont montré leur intérêt pour le sujet et leur profonde analyse.

De plus, merci à madame Juliette Soulard, messieurs Philippe Viarouge, Mohammed Gabsi et Jean-Frederic Charpentier les examinateurs dans le jury, pour avoir accepté d'évaluer mon travail. J'espère vous avoir proposé un débat scientifique à la hauteur de vos attentes.

Ensuite, je tiens à remercier l'ensemble des institutions grâce auxquelles j'ai pu mener la thèse jusqu'à ce point :

Premièrement le Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille (L2EP) qui m'a accueilli en offrant une ambiance chaleureuse de travail. Merci à tous les membres du L2EP qui ont participé à mes travaux, je remercie particulièrement Julien Korecki, Jinlin GONG et Frédéric Gillon pour leur coopération au niveau de la modélisation numérique et de l'optimisation. Merci à Eric Semail, Xavier Kestelyn, Franck Sculler, Alain Bouscayrol, Antoine Bruyere et Fabrice Locment, où je me suis basé sur leurs travaux concernant les machines polyphasées.

Je remercie également Francis Piriou et Betty Semail, respectivement directeur du L2EP et directrice de l'équipe commande du L2EP. En faisant la conception des machines électriques en vue de leur commande, j'espère avoir apporté une contribution favorable au développement du L2EP et de l'équipe commande.

Merci ensuite à la société Valeo et l'Agence de l'Environnement et de la Maîtrise de l'Energie (ADEME) pour le financement de mes travaux, dans le cadre du projet MHYGALE (Mild HYbrid GénérALisable).

Au niveau de Valeo je tiens à remercier Jérôme Legranger pour son encadrement qui m'a apporté une conscience précieuse de certaines contraintes imposées par l'industrie, ce qui a frustré mon enthousiasme au début avant que je puisse (grâce à Jérôme) m'adapter au milieu industriel.

Merci à l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers (ENSAM), en tant qu'établissement d'accueil. Merci surtout à tous les membres de l'école avec qui j'ai été amené à travailler. En particulier, merci à Thimoté Vigier pour son aide dans la simulation par éléments finis, merci également à Luc Bulteau

pour le développement du dispositif expérimental et à Sophie Simonet, Thomas Riviere, Charles Vanhille pour leurs contributions dans la modélisation thermique.

Je n'oublierai jamais les moments chaleureux passés avec les collègues de l'ENSAM, qui est devenu ma deuxième maison et eux sont devenus ma nouvelle famille. Mes remerciements s'adressent, de façon plus personnelle, à chacun de mes collègues, plus précisément à mes chers ami(e)s du labo et de l'ENSAM, dans le désordre: Paul SANDULESCU (même bureau pendant 3 ans, je n'oublierai jamais nos souvenirs ensemble), Karim BEDDEK, Fabien MEINGUET, Pierre RAULT, Laurent GAJNY, Sijun LIU, Ivan Mauricio GARCIA-HERREROS, Xavier KESTELYN, Julien KORECKI, Laure ARBENZ, Ngac NGUYEN, Anne-Sophie ALBERIC, Marouene OUESLATI, Adel OLABI, Franck HERNOUX, Nadim EL HAYEK, Alain VISSIERE, Quang NGUYEN Duc, Claire SCHAYES, Lahoucine IDKHAJINE, Claire CARDON, Li LU, Duy Hung MAC, Rijaniaina Andriamalala, Frédéric COLAS, Caroline BAUDUIN, Hicham FAKHAM, Richard BEAREE, François GRUSON.

Merci à ma famille, mon institut, mes professeurs en Syrie, grâce à qui je peux aujourd'hui écrire ces mots et terminer ce travail. Travail qui les rend tous (je l'espère) fiers de moi.

Enfin, je n'oublierai pas de remercier une personne qui compte beaucoup pour moi, j'ai partagé avec elle des moments de doutes, de stress mais aussi de joie et de succès durant la thèse. Merci Delphine.

Table des Matières

AVERTISSEMENT	II
REMERCIEMENTS	III
TABLE DES MATIERES	V
PRINCIPALES NOTATIONS, ABREVIATIONS ET ACRONYMES	IX
LISTE DES FIGURES	XIII
LISTE DES TABLEAUX	XVII
INTRODUCTION GENERALE	1
1 MACHINES ELECTRIQUES POLYPHASEES A BOBINAGE CONCENTRE AUTOUR DES DENTS POUR HYBRIDATION AUTOMOBILE : ETAT DE L'ART	3
1.1 Contexte général du sujet	3
1.1.1 Intérêts, niveau, défis, et solutions d'hybridation des véhicules	3
1.1.1.1 Intérêts d'hybridation	3
1.1.1.2 Niveau d'hybridation	5
1.1.1.3 Défis d'hybridation.....	5
1.1.1.4 Solutions d'attente rapide ou à coût modéré.....	10
1.1.1.5 Solutions d'avenir	12
1.1.2 Le système Mild-Hybrid du projet MHYGALE (Mild HYbrid GénérALisable).....	12
1.1.2.1 Idée, avantages, et fonctions.....	12
1.1.2.2 Cahier des charges du projet MHYGALE	14
1.1.2.3 Contraintes:	14
1.2 Adéquation des entraînements électriques aux contraintes liées aux applications Mild-hybrid	16
1.2.1 Nombre de phases (3, 5, 6 et 7-phases)	16
1.2.2 Comparaison (Radar) entre plusieurs catégories de structures:	17
1.2.2.1 Au niveau du stator (bobinage)	17
1.2.2.2 Au niveau du rotor	22
1.3 Eléments théoriques sur les bobinages à pas fractionnaire	27
1.3.1 Définition	27
1.3.2 Classification et terminologie de bobinage	28
1.3.3 Paramètres structurels	29
1.3.4 Conditions de faisabilité et de symétrie	31
1.3.5 Facteurs de bobinage et machines polyphasées	32

2 EXAMEN DES STRUCTURES STATORIQUES POLYPHASEES BOBINEES A PAS FRACTIONNAIRE ($Q < 1$) POUR MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

36

2.1 Facteurs de bobinages et exploitation des harmoniques en polyphasé	36
2.1.1 Répartition d'une structure polyphasée entre plusieurs machines fictives	36
2.1.2 Capacité des machines fictives secondaires à fournir du couple	41
2.1.3 Classification des combinaisons Encoches/Pôles avec bobinage concentré de 3, 5, et 7-phases par rapport à la quantité maximale de couple généré	42
2.1.4 Classification des combinaisons Encoches/Pôles de 3, 5, et 7-phases par rapport à la qualité de couple liée à la sélectivité du filtrage de bobinage	47
2.2 Pertes rotoriques et les harmoniques spatiaux de la force magnétomotrice	51
2.2.1 Théorie des pertes rotoriques dans les machines polyphasées et inconvénient du bobinage concentré.....	51
2.2.2 Calcul et classification des harmoniques spatiaux de FMM selon la combinaison Encoches/Pôles considérée et les harmoniques de courant injecté	54
2.2.3 Importance de l'étude des pertes rotoriques en cas de rotor avec aimants permanents	59
2.2.4 Introduction qualitative à l'étude théorique des pertes par courants induits dans les aimants du rotor	60
2.2.5 Modèle analytique des pertes volumiques moyennes par courants induits dans les aimants de rotor	64
2.2.6 Classification de combinaisons Encoches/Pôles de 3, 5 et 7-phases selon le niveau de pertes dans leurs aimants	75
2.2.7 Validation par Eléments Finis du modèle analytique de pertes dans les aimants	77
2.3 Etudes mécaniques.....	80
2.3.1 Forces mécaniques radiales et le bruit magnétique.....	80
2.3.1.1 Particularité de machines avec bobinage à pas fractionnaire concentré autour des dents par rapport au mode de vibration	80
2.3.1.2 Classification de combinaisons Encoches/Pôles de 3, 5 et 7-phases selon le niveau de bruit magnétique généré	81
2.3.2 Couple de détente	84
2.3.3 Validation par Eléments Finis	85
 3 ETUDE DE FAMILLES DE ROTORS A AIMANTS ENTERRES ADEQUATES POUR UN BOBINAGE CONCENTRE AUTOUR DES DENTS	 89
3.1 Choix de combinaisons Encoches/Pôles intéressantes pour applications automobile.....	89
3.2 Impacts de la topologie rotorique sur la performance et intérêt de d'une structure à aimants enterrés radialement	92
3.2.1 Plage de fonctionnement	92
3.2.1.1 Couple réductant	93
3.2.1.2 Effet de réductance magnétique dans l'axe d	98
3.2.2 Tenue en court-circuit	100
3.2.3 Pertes dans les aimants du rotor	101
3.2.3.1 Protection des aimants contre certains harmoniques nocifs de FMM	101
3.2.3.2 Sensibilité des pertes à la segmentation des aimants	103

3.2.3.3	Sensibilité des pertes à l'exploitation de la deuxième machine fictive	106
3.3	Eléments sur le contenu harmonique du champ magnétique fourni par un rotor à aimants enterrés radialement	110
3.3.1	Rotor classique mono-harmonique dominant (p paires de pôles).....	110
3.3.2	Rotor bi-harmonique dominants (p paires de pôles et $3p$ paires de pôles).....	115
3.3.3	Comparaison en grande vitesse entre les deux rotors (mono et bi-harmonique)	121
4	DIMENSIONNEMENT D'UN PROTOTYPE ET VALIDATION EXPERIMENTALE..	127
4.1	Pré-dimensionnement analytique	127
4.2	Diagramme final de dimensionnement.....	127
4.3	Minimisation du volume global de la machine.....	128
4.3.1	Illustration de la problématique.....	128
4.3.2	Pré-dimensionnement optimisé.....	129
4.4	Finalisation du dimensionnement par modélisation «Eléments Finis».....	130
4.4.1	Affiner les dimensions initiales.....	130
4.4.2	Calcul du flux et des inductances.....	130
4.4.3	Détermination du nombre de spires par bobine approprié pour la plage du fonctionnement exigée 133	
4.4.4	Validation des caractéristiques Couple/Vitesse en éléments finis.....	135
4.4.5	Validation des caractéristiques du court-circuit en éléments finis	136
4.5	Caractérisation et validation expérimentale.....	137
4.5.1	Mesure à vide	137
4.5.2	Mesure d'inductances	138
4.5.3	Couple/courant et puissance en basse vitesse.....	139
4.5.4	Court-circuit.....	141
4.5.5	Pertes par courants induits.....	142
	CONCLUSION ET PERSPECTIVES.....	144
	BIBLIOGRAPHIE	146
5	ANNEXES	153
5.1	Cahier des charges MHYGALE	153
5.1.1	Dimensions globales	153
5.1.2	Performance	153
5.2	Exemple d'un diagramme vectoriel de tension dans le cas d'un bobinage à pas diamétral.....	154
5.3	Fonction de bobinage dans la combinaison 7-phases 28/16	154
5.4	Cartographie de la densité de flux	155
5.4.1	Combinaison 5-phases 20/8 avec un rotor classique mono-harmonique.....	155

5.4.2	Combinaison 5-phases 20/14 avec un rotor classique mono-harmonique.....	155
5.4.3	Combinaison 5-phases 20/8 avec un rotor spécial Bi-Harmonique (petits pôles supplémentaires).	156
5.5	Stratégie de défluxage appliquée	156
5.5.1	Basse vitesse.....	156
5.5.2	Grande vitesse.....	157
5.6	Pré-dimensionnement du rotor	157
5.6.1	Détermination des dimensions rotoriques.....	157
5.6.2	Déduction de la géométrie du rotor à aimants	159
5.6.3	Impact du choix des aimants	162
5.6.3.1	Caractéristiques générales des aimants en terres-rares (Néodyme-Fer-Bore et Samarium Cobalt)	162
5.6.3.2	Éléments sur la sensibilité à la température dans les aimants de type Néodyme	163
5.7	Pré-dimensionnement du stator	166
5.7.1	Dimensions liées aux contraintes magnétiques	166
5.7.2	Dimensions liées aux contraintes thermiques.....	168
5.8	Pré-dimensionnement optimisé	169
5.9	Modèle en éléments finis pour le prototype 5-phases 20/14.....	171
5.10	Schéma électrique adopté dans le prototype 5-phases 20/14.....	172
5.11	Transformation de Park généralisée	172
5.12	Arrangement des fils dans l'encoche du prototype 5-phases 20/14.....	173
5.13	Couple moyen calculé en éléments finis	173
5.14	Etudes thermiques de fabrication du prototype	174
5.15	Etudes mécaniques de fabrication du prototype	174
5.16	Plateforme de mesure et schéma du contrôle utilisé.....	177
5.17	Mesure des inductances propres et mutuelles.....	178

Principales notations, abréviations et acronymes

<i>Notation</i>	<i>Transcription</i>
h_{stator}	hauteur du stator (hauteur de paquet des tôles ferromagnétiques)
$R_{externe}$	rayon externe du stator
R_{rotor}	rayon externe du rotor
R_{max}	rayon maximal permis de la machine
F_t	force totale tangentielle appliquée sur le rotor
A	densité linéique de courant
$(B_n)_{rotor}$	densité de flux rotorique radial dans l'entrefer
l	longueur active de la machine (longueur de paquet des tôles ferromagnétiques)
σ_{F_t}	contrainte (stress) tangentielle moyen sur la surface circonférentielle du rotor
C_m et C_{em}	Couple électromagnétique
V_{rotor}	volume du rotor
Q_s	nombre d'encoches statoriques
$S_{encoche}$	surface d'une encoche statorique
$h_{culasse}$	hauteur de culasse du stator
w_{dent}	largeur d'une dent dans le stator
J	densité surfacique de courant dans les encoches statoriques
k_{rempli}	facteur de remplissage de cuivre dans l'encoche statorique
S_{cuivre}	section de cuivre dans une encoche
q	nombre d'encoches par pôle et par phase
p	nombre de paires de pôles
m	nombre de phases
t	périodicité spatiale dans une combinaison Encoches/Pôles liée au nombre de paires de pôles
t_{2p}	périodicité spatiale dans une combinaison Encoches/Pôles liée au nombre de pôles
Q'_s	nombre réduit d'encoches
α_u	angle de déphasage électrique entre deux encoches adjacentes
α_z	angle entre deux vecteurs adjacents dans le diagramme vectoriel de tension de bobinage
α_{ph}	déphasage électrique entre deux phases successives
ξ_d	facteur de bobinage lié à la distribution
ξ_p	facteur de bobinage lié au pas de bobine (Pitch)
ξ_{sq}	facteur de bobinage lié à l'inclinaison (Skew)
$(\xi_w)_\nu$	facteur de bobinage qui correspond à l'harmonique ν (distribution + Pitch)
α_ρ	angle entre le vecteur individuel d'ordre ρ et l'axe de symétrie du groupe de z vecteurs dans le diagramme vectoriel de tension
e_n	force électromotrice de la phase n
E_k	amplitude maximale de l'harmonique k de force électromotrice

φ_k	phase électrique de l'harmonique k de force électromotrice
θ_{mec}	angle mécanique du rotor
$i_{j,h}$	harmonique h de courant injecté dans la phase j
I_h	amplitude maximale de l'harmonique h de courant
φ'_h	phase électrique de l'harmonique h de courant
$i_{j,h}$	harmonique h de courant injecté dans la phase j
P_h	puissance électromagnétique générée par l'harmonique h de courant
C_h	couple électromagnétique maximal généré par l'harmonique h de courant
ϕ_h	harmonique h de flux rotorique capté par une phase
Φ_h	amplitude maximale de l'harmonique h de flux rotorique capté par une phase
ω_{mec}	pulsation du rotor
$(B_{rotor})_h$	amplitude maximale de l'harmonique spatial $h \cdot p$ de densité de flux imposé par le rotor dans l'entrefer
N_{ph}	nombre de spires par phase
$(C_{N-phases})_{max}$	Couple électromagnétique maximal produit par une machine N-phases
$ P_{hv} $	amplitude maximale de puissance pulsatoire générée par l'interaction entre l'harmonique v de FEM et l'harmonique h de courant
$ C_{hv} $	amplitude maximale de couple pulsatoire généré à cause de l'interaction entre l'harmonique v de FEM et l'harmonique h de courant
$(THD)_{couple-h}$	distorsion totale dans le couple produit par l'harmonique h de courant à cause des harmoniques parasites de FEM
ζ_j	fonction de bobinage de la phase j
A_{f_s}	amplitude maximale de l'harmonique de fréquence spatiale f_s de fonction de bobinage
ψ_{f_s}	phase spatiale de l'harmonique de fréquence spatiale f_s de fonction de bobinage
θ	position angulaire dans l'entrefer
θ_j	décalage spatial entre la fonction de bobinage de phase j et la fonction de phase 0
Q_d	décalage d'un nombre entier d'encoches entre les fonctions de bobinage des deux phases successives
λ_v	longueur d'onde de l'harmonique de FMM dont la fréquence spatiale dans l'entrefer est v
w	largeur d'un pôle d'aimant (dimension dans le plan de flux)
a	épaisseur d'un pôle d'aimant
v/p	rang de l'harmonique de FMM dont la fréquence spatiale dans l'entrefer est v
$(B_v)_{ef}$	amplitude maximale du champ magnétique dans l'entrefer résultant de l'harmonique v de FMM
T_e	période électrique des courants statoriques appliqués
$(\omega_v)_{ef}$	vitesse angulaire de propagation du champ magnétique $(B_v(t, \theta))_{ef}$ dans l'entrefer
$(\omega_v)_r$	vitesse angulaire relative de l'onde $(B_v(t, \theta))_{ef}$ par rapport au rotor
$f_{Bv} = 1/T_{Bv}$	fréquence du champ magnétique imposé par l'harmonique v de FMM dans un point du rotor

f_{rotor}	fréquence de rotation du rotor
Φ_e	Flux magnétique capté par une trajectoire élémentaire des courants induits dans un pôle d'aimant
B_ν	amplitude crête de champ magnétique résultant de l'harmonique ν de FMM dans les aimants
ω_ν	pulsation le du champ magnétique imposé par l'harmonique ν de FMM dans les aimants
R_e	résistance électrique d'une trajectoire élémentaire suivie par le courant induit dans l'aimant
ρ	résistivité électrique du matériau d'aimant
dP_e	pertes Joule dans une trajectoire élémentaire de courant induit dans un aimant
α	ratio entre la longueur et la largeur d'un pôle d'aimant
$(P_{vol})_\nu$	pertes volumiques dans les aimants causées par l'harmonique parasite de FMM de la fréquence spatiale ν
P_{vol}	pertes volumiques dans les aimants
$A_{structure}$	constante liée à la structure magnétique de la machine
F_ν	amplitude crête d'harmonique ν dans le spectre spatial de FMM
$F(\theta, t)$	force magnétomotrice dans l'entrefer (FMM)
σ	stress magnétique radial
B_n et B_e	composante radiale de champ magnétique dans l'entrefer
B_t	composante tangentielle de champ magnétique dans l'entrefer
μ_0	perméabilité du vide
$f_{couple-détente}$	fréquence d'ondulations du couple de détente pendant un tour mécanique
C_r	Couple de réluctance
C_c	couple supplémentaire lié au couplage entre les différents espaces propres de la machine
i_{dM_k} et i_{dk}	courant de l'axe d_k dans la machine fictive M_k (M_1 : fondamentale, M_2 : secondaire-1)
i_{qM_k} et i_{qk}	courant de l'axe q dans la machine fictive M_k
L_{dM_k} et L_{dk}	inductance de l'axe d dans la machine fictive M_k
L_{qM_k} et L_{qk}	inductance de l'axe q dans la machine fictive M_k
φ_I	angle de courant dans le plan (i_{dM_1}, i_{qM_1})
R_s	résistance électrique d'une phase
(v_{dM_k}, v_{qM_k})	composantes de tension dans les plans (i_{dM_k}, i_{qM_k})
(V_1, V_3)	amplitude maximale de l'harmonique (1, 3) de la tension disponible par phase
(I_1, I_3)	amplitude maximale de l'harmonique (1, 3) du courant par phase
N_{bobine}	nombre de spires par bobine
C_{parl}	nombre de circuits connectés en parallèle dans une phase
(J_1, J_3)	amplitude maximale du 1 ^{ier} , 3 ^{ème} harmonique de densité surfacique de courant dans les encoches
$J_{efficace}$	valeur efficace de la densité surfacique de courant dans les encoches

$N_{couches}$	nombre de couches électriques (simple 1 ou double 2)
$(P_{joule})_{vol}$	densité volumique de pertes Joule dans les encoches
ρ_{cu}	résistivité électrique du cuivre
(H_e, H_a)	intensité du champ magnétique dans (l'entrefer, l'aimant)
(B_e, B_a)	densité du flux magnétique dans (l'entrefer, l'aimant)
S_a	surface d'un pôle d'aimant traversée par le flux
S_e	surface dans l'entrefer traversée par le flux
B_r	champ magnétique rémanent d'aimant
μ_{ar}	perméabilité magnétique relative d'aimant
$(L_{d1,2})_{spire}$	pour une spire par bobine, l'inductance de l'axe d_1, d_2
$(\Phi_{1,3})_{spire}$	pour une spire par bobine, l'amplitude maximale du 1 ^{ier} , 3 ^{ème} harmonique de flux d'aimants
$(I_{bobine})_{max}$	valeur maximale de courant par bobine
$(I_{ph})_{max}$	valeur maximale de courant par phase
H_c	intensité du champ de coercivité d'aimants (caractéristiques $H - B$)
$(\omega_v)_{ef} 3^{ème}$	vitesse angulaire de propagation dans l'entrefer du champ magnétique résultant de l'harmonique v de FMM suite à l'interaction entre le 3 ^{ème} harmonique de courant et la fonction de bobinage.
$(f_{Bv}) 3^{ème}$	Fréquence et pulsation du champ magnétique en un point du rotor résultant de l'harmonique v de FMM et le 3 ^{ème} harmonique de courant
$(\omega_v) 3^{ème}$	
$I_{efficace}$	valeur efficace de courant par phase
r_{opt}	ratio de distribution optimale de courant entre la machine fictive fondamentale et la machine fictive secondaire-1 dans une machine 5-phases
G_{couple}	gain dans le couple grâce à l'exploitation optimale des machines fictives dans une machine polyphasée
η	ratio entre le diamètre et la longueur du rotor
$(\omega_m)_{base}$	vitesse de base
P_{mec}	puissance mécanique générée
P_{DC}	puissance DC électrique entrée

Liste des Figures

Figure 1-1 consommation versus découvertes mondiales du pétrole [1]	3
Figure 1-2 (a) : la dépendance de carburant dans le secteur des transports (b) : la répartition de la consommation d'énergie entre les différentes moyennes de transport (c) : les émissions mondiales de CO ₂ par secteur [2]	4
Figure 1-3 différents niveaux d'hybridation [source Valeo]	5
Figure 1-4 les dimensions principales d'une machine électrique à flux radial.....	7
Figure 1-5 la contribution liée à l'augmentation de la tension électrique (500→650 V) à l'économie de carburant [15]	10
Figure 1-6 la topologie d'hybridation douce proposée par le projet MHYGALE et les partenaires [17]	13
Figure 1-7 Exemple d'un bobinage croisé réparti	18
Figure 1-8 Exemple d'un bobinage croisé concentré	19
Figure 1-9 Exemples d'un bobinage concentré autour des dents (non-croisé) [32]-[source HONDA]	19
Figure 1-10 Deux techniques du stator à dents séparées pour le bobinage concentré non-croisé.....	20
Figure 1-11 Configurations principales du bobinage concerté autour des dents.....	21
Figure 1-12 Impact de la simplicité de la structure rotorique sur le coût et la difficulté de la commande [40]	24
Figure 1-13 Topologies connues du rotor à aimants dans les machines électriques [42].....	25
Figure 1-14 Saillance magnétique dans les machines à aimants enterrés ($L_d < L_q$)	26
Figure 1-15 Exemple de fuite magnétique dans une machine à aimants enterrés	27
Figure. 1-16 Classification de bobinages suivant leur disposition [47]-[33].....	28
Figure. 1-17 Différence structurelle au niveau d'encoches et de pôles entre le cas du bobinage à pas fractionnaire et entier.....	29
Figure. 1-18 Diagramme vectoriel de tension pour un bobinage 3-phases à pas fractionnaire (30 encoches/8 pôles)	30
Figure. 1-19 Calcul des facteurs de bobinage pour la combinaison 15 Encoches/14 Pôles avec bobines concentrées	34
Figure. 2-1 décomposition d'une machine 5-phases en 3 machines fictives [20].....	37
Figure. 2-2 le spectre spatial de la densité rectangulaire de flux dans l'entrefer.....	42
Figure 2-3 l'effet de la fréquence spatiale $t=gcd(Q_s, p)$ sur la qualité de couple.....	50
Figure 2-4 Comparaison entre le bobinage à pas diamétral et concentré au niveau des harmoniques parasites de FMM.....	53
Figure 2-5 l'effet de la combinaison Encoches/Pôles sur les harmoniques spatiaux de FMM ne comportant qu'un premier harmonique de courant	57
Figure 2-6 les caractéristiques magnétiques typiques d'un aimant terre rare.....	59
Figure 2-7 les harmoniques spatiaux de FMM appliqués sur un pôle dans une machine à aimants	63
Figure 2-8 les configurations différentes de trajectoires prises par les courants induits résultats de l'harmonique ν de FMM selon la longueur d'onde λ_ν et la largeur w d'un pôle d'aimant.....	64
Figure 2-9 Les configurations de courants induits lorsque $\lambda_\nu/w > 2$	66
Figure 2-10 les deux situations symétriques limites pour les trajectoires de courants induits lorsque $2 > \lambda_\nu/w > 1$	69
Figure 2-11 les deux situations symétriques limites pour les trajectoires de courants induits lorsque $1 > \lambda_\nu/w > 2/3$	72

Figure 2-12 Selon le modèle analytique développé, les pertes volumiques normalisées dans les aimants en fonction de λ_v/w dans une structure avec des aimants surfaciques (SPM)	74
Figure 2-13 Structures de modèles construits en éléments finis pour les 5 combinaisons Encoches/Pôles étudiées et leurs spectres spatiaux calculés de FMM	78
Figure 2-14 La comparaison entre les pertes volumiques normalisées dans les aimants résultantes de la simulation en éléments finis et calculées en utilisant le modèle analytique développé	79
Figure 2-15 Les formes de modes de vibration d'ordres différents [35].....	80
Figure 2-16 Exemples du spectre spatial de stress magnétique dans 4 topologies différentes.....	84
Figure 2-17 Les structures de modèles construits en éléments finis pour les 4 combinaisons Encoches/Pôles étudiées.....	86
Figure 2-18 Le couple de détente calculé en éléments finis pour les 4 combinaisons étudiées	86
Figure 2-19 la déformation mécanique instantanée du rotor résultante de forces magnétique dans les 4 combinaisons étudiées.....	87
Figure 3-1 Une comparaison quantitative finale entre 5 combinaisons 5-phases favorites pour l'application en automobile	91
Figure 3-2 Evaluation de plage de fonctionnement pour des machines électrique à aimants en basse et grande vitesse	92
Figure 3-3 Région de fonctionnement dans le plan (i_d, i_q) d'une machine électrique à aimants.....	94
Figure 3-4 Comparaison entre les différentes configurations d'aimants enterrés selon le ratio de concentration de flux	95
Figure 3-5 Effet du champ d'aimants sur les inductances d'une machine électrique, en bleu à droite on ne tient compte que de l'effet de saillance	96
Figure 3-6 l'impact du pas fractionnaire sur l'effet de saillance	97
Figure 3-7 le rôle de la configuration rotorique dans la protection d'aimants contre les harmoniques nocifs de FMM.....	101
Figure 3-8 Validation en éléments finis de la protection d'aimants offerte par la topologie d'enterrement radial dans la combinaison 5-phases 20/12.....	102
Figure 3-9 Impact de la segmentation axiale sur les pertes volumiques d'aimants.....	103
Figure 3-10 Impact de la segmentation dans le plan de flux sur les pertes volumiques d'aimants.....	104
Figure 3-11 Validation en éléments finis pour la sensibilité de pertes d'aimants à la segmentation radiale et circonférentielle dans les combinaisons 5-phases 20/14 et 20/12	105
Figure 3-12 Validation en éléments finis pour l'impact du défluxage de la machine fictive secondaire-1 sur les pertes dans les aimants (combinaison 5-phases 20/14).....	107
Figure 3-13 Impact nocif de l'injection du 3 ^{ème} harmonique de courant sur le spectre spatial de FMM dans la combinaison	108
Figure 3-14 Calcul en éléments finis pour la combinaison 5-phases 20/8 fournie avec un rotor à aimants surfaciques	109
Figure 3-15 Structures avec un rotor classique mono-harmonique pour les combinaisons 20/14 et 20/8	111
Figure 3-16 Flux et fem d'une Phase calculées en éléments finis pour la combinaison 20/8 avec un rotor classique.....	113
Figure 3-17 Couple calculé en éléments finis pour la combinaison 20/8 fournie avec un rotor classique	113
Figure 3-18 Flux et fem d'une Phase calculées en éléments finis pour la combinaison 20/14 avec un rotor classique.....	114
Figure 3-19 Couple calculé en éléments finis pour la combinaison 20/14 fournie avec un rotor classique	114

Figure 3-20 les deux méthodes proposées pour obtenir un rotor bi-harmonique et la nouvelle densité de flux résultante	116
Figure 3-21 Couple maximal normalisé obtenu selon le taux d'ouverture χ_{rotor}	118
Figure 3-22 Flux et FEM calculés en éléments finis pour la combinaison 20/8 avec les deux rotors bi-harmoniques	119
Figure 3-23 Couple calculé en éléments finis pour la combinaison 20/8 fournie avec un rotor bi-harmonique ($\chi_{rotor} = 0.36$)	120
Figure 3-24 Caractéristiques Couple-Puissance/Vitesse tracées pour les deux machines comparées qui correspondent à la combinaison 20/8 fournie avec un rotor classique et un rotor bi-harmonique	124
Figure 3-25 Puissance mécanique calculée en éléments finis pour la structure2 fournie avec un rotor bi-harmonique	125
Figure 3-26 Pertes dans les aimants calculées en éléments finis pour la structure2 fournie avec un rotor bi-harmonique	126
Figure 4-1 Diagramme général de la séquence de dimensionnement d'une machine synchrone à aimants (les grands rectangles représentent les étapes de calcul et les flèches signifient les équations utilisées)	128
Figure 4-2 le double impact de la densité linéique croissante de courant (A) à la fois sur le volume statorique et rotorique.....	129
Figure 4-3 le volume global de la machine par rapport à (η, A)	129
Figure 4-4 Inductances propre est mutuelles du prototype calculées en éléments finis (10 spires par bobine et 2 circuits en parallèle).....	131
Figure 4-5 Inductances d'axes d et q du prototype déduites à partir des inductances propres et mutuelles calculées en éléments finis (10 spires par bobine et 2 circuits en parallèle).....	132
Figure 4-6 Inductances L_{d1} et L_{q1} du prototype calculées en charge en éléments finis pour des différentes amplitudes de courant (10 spires par bobine et 2 circuits en parallèle).....	133
Figure 4-7 Caractéristiques Puissance/Couple-Vitesse calculées analytiquement pour le prototype en utilisant une stratégie de défluxage qui maximise le couple à grande vitesse ($(V_1)_{max} = 30 (V), (I_1)_{max} = \Phi_1 / L_{d1}$)	134
Figure 4-8 Validation des caractéristiques Couple-Vitesses du prototype grâce au modèle en éléments finis.....	135
Figure 4-9 Courant du court-circuit calculé en éléments finis à la vitesse maximale (16000 rpm)	136
Figure 4-10 Examen d'aimants du prototype en cas du court-circuit (16000 rpm et 20°) à l'aide du modèle par éléments finis.....	137
Figure 4-11 Force électromotrice (fem) du prototype à vide et pour une vitesse de 1800 (rpm).....	138
Figure 4-12 Inductances du prototype mesurées en fonction de l'angle électrique	139
Figure 4-13 Caractéristiques du prototype en basse vitesse et température (955 rpm, 40°C)	139
Figure 4-14 Validation expérimentale des caractéristiques du prototype en court-circuit (60°C)	141
Figure 4-15 Pertes totales (prototype+connexions+onduleur) mesurées en fonction de la vitesse.....	143
Figure 5-1 Diagramme vectoriel de tension pour un bobinage classique 3-phases à pas diamétral (24 encoches/8 pôles)	154
Figure 5-2 La fonction de bobinage et son spectre spatial dans l'alternateur 7-phases 28/16 étudié dans une thèse «Valeo» [67].....	154
Figure 5-3 Cartographie de la densité de flux en charge avec un couple maximal (5-phases 20/8 rotor classique).....	155
Figure 5-4 Cartographie de la densité de flux en charge avec un couple maximal (5-phases 20/14 rotor classique).....	155

Figure 5-5 Cartographie de la densité de flux en charge avec un couple maximal (5-phases 20/8 rotor bi-harmonique).....	156
Figure 5-6 Exemple du point optimal de fonctionnement à basse vitesse dans le plan (id, iq).....	156
Figure 5-7 Exemple du point optimal de fonctionnement à grande vitesse dans le plan (id, iq).....	157
Figure 5-8 Calcul de la densité du flux rotorique dans l'entrefer.....	160
Figure 5-9 l'efficacité de la concentration de flux dans les topologies à aimants enterrés	161
Figure 5-10 Effet positif de la sensibilité à la température dans les aimants Néodyme pour réduire le risque de démagnétisation	164
Figure 5-11 le déplacement de point de fonctionnement dans les aimants du prototype 5-phases 20/14 selon la température croissante.....	164
Figure 5-12 Pertes dans les aimants du prototype 20/14 en fonction de la température croissante pendant le fonctionnement en puissance constante ($I_1 = \Phi_1 / L_{d1}$)	165
Figure 5-13 les dimensions statoriques principales dans une machine électrique à flux radial et rotor interne avec des bobines préfabriquées concentrées autour des dents	167
Figure 5-14 le choix du point optimal pour les dimensions sur la courbe de volumes minimaux de la machine	171
Figure 5-15 Modèle 2D construit en éléments finis (Maxwell) pour le prototype 5-phases 20/14.....	171
Figure 5-16 Schéma électrique du prototype 5-phases 20/14 (deux circuits en parallèle dans chaque phase)	172
Figure 5-17 Arrangement optimisé des fils dans l'encoche du prototype 5-phases 20/14 (10 spires par bobine avec deux fils en main connectés en parallèle).....	173
Figure 5-18 Couple moyen du prototype calculé en éléments finis en fonction du déphasage électrique de courant	173
Figure 5-19 Cartographie de la température calculée en éléments finis pour le prototype 5-phases 20/14 (en court-circuit à la vitesse maximale 16000 rpm)	174
Figure 5-20 Etude des contraintes mécaniques dans le rotor en haute vitesse 16000 rpm.....	175
Figure 5-21 photos du prototype 5-phases 20/14 pendant les différentes étapes de fabrication	176
Figure 5-22 Plateforme utilisée pour tester le prototype 5-phases 20/14 avec le schéma du contrôle considéré.....	177
Figure 5-23 le schéma de la méthode utilisée pour mesurer les inductances propres et mutuelles dans le prototype 5-phases 20/14.....	178

Liste des Tableaux

Tableau 1-1 Plages de la densité de courant permis par des différents systèmes de refroidissement dans les machines électriques [3]~(pp. 282-283)	6
Tableau 1-2 Comparaison globale entre les différents systèmes d'hybridation [16].....	11
Tableau 1-3 Comparaison grossière entre les différentes catégories de bobinage	22
Tableau 1-4 Comparaison des machines électriques selon les contraintes d'utilisation dans les véhicules hybrides [41]	25
Tableau 2-1 FEM harmoniques qui influent le couple électromagnétique d'une machine 3-phases	39
Tableau 2-2 FEM harmoniques qui influent le couple électromagnétique d'une machine 5-phases	40
Tableau 2-3 FEM harmoniques qui influent le couple électromagnétique d'une machine 7-phases	40
Tableau 2-4 Expression analytique et valeur numérique du facteur de bobinage pour les combinaisons avec bobinage concentré à pas dentaire 3-phases.....	44
Tableau 2-5 Expression analytique et valeurs numériques des facteurs de bobinage 1 et 3 pour les combinaisons avec bobinage concentré à pas dentaire 5-phases.....	45
Tableau 2-6 Expression analytique et valeurs numériques des facteurs de bobinage pour les combinaisons avec bobinage concentré à pas dentaire 7-phases.....	46
Tableau 2-7 La distorsion de couple $(THD)_{couple-1}$ liée aux harmoniques de FEM dans les différents combinaisons 3-phases avec un rotor classique	49
Tableau 2-8 Les distorsions de couple $(THD)_{couple-1-3}$ liée aux harmoniques de FEM dans les différents combinaisons 5-phases avec un rotor classique	49
Tableau 2-9 Les distorsions de couple $(THD)_{couple-1-3}$ liée aux harmoniques de FEM dans les différents combinaisons 7-phases avec un rotor classique	49
Tableau 2-10 Pertes volumiques dans les aimants calculées en utilisant le modèle analytique développé et normalisées par rapport aux pertes en cas de la combinaison 5-phases 25/10.....	77
Tableau 2-11 Le mode de vibration de l'ordre le plus bas dans les différentes combinaisons	83
Tableau 3-1 Comparaison globale entre les différentes combinaisons Encoches/Pôles en tenant compte de 2 critères principaux (pertes+vibration) et un critère secondaire (qualité de couple).....	90
Tableau 3-2 examen de l'efficacité de protection offerte par des configurations rotoriques pour les aimants avec certaines combinaisons Encoches/Pôles	102
Tableau 3-3 validation par éléments finis de l'influence du 3 ^{ème} harmonique de courant sur les pertes d'aimants dans le prototype 5-phases 20/14.....	106
Tableau 3-4 Comparaison en grande vitesse entre la performance de la combinaison 20/8 avant et après la transformation du rotor en rotor bi-harmonique (en ajoutant des pôles supplémentaires)....	122
Tableau 3-5 Les paramètres électromagnétiques qui permettent de calculer la plage de fonctionnement pour les machines qui correspondent à la combinaison 20/8 fournie avec un rotor classique et un rotor bi-harmonique	123
Tableau 4-1 flux d'aimants calculé à vide en éléments finis utilisant deux méthodes différentes.....	131
Tableau 4-2 paramètres finals du prototype calculées en fonctionnement à grande vitesse	134
Tableau 4-3 Rendement du prototype calculé en éléments finis pour trois points de fonctionnement	135
Tableau 4-4 Pertes dans le prototype calculées en éléments finis pour l'opération en court-circuit à 16000 (rpm) et 20°C	137
Tableau 4-5 Mesure des puissances et des rendements en basse vitesse.....	140
Tableau 4-6 Couples massique et volumique mesurés du prototype.....	140
Tableau 4-7 Estimation des pertes dans le fer et les aimants à partir de la mesure effectuée	142
Tableau 5-1 dimensions globales de la machine électrique du projet MHYGALE [source Valeo]....	153
Tableau 5-2 Caractéristiques Puissance-Vitesse de la machine électrique du projet MHYGALE [source Valeo].....	153

Tableau 5-3 Caractéristiques générales des aimants en terres-rares (Néodyme-Fer-Bore et Samarium Cobalt).....	162
Tableau 5-4 Pertes dans les aimants du prototype 20/14 calculées en éléments finis en court-circuit	166

Introduction Générale

Cette thèse concerne la conception de machines électriques dont la performance est suffisamment attirante pour certaines applications critiques notamment dans l'automobile. La capacité volumique élevée exigée par un tel domaine à la fois pour le couple et la puissance nous amène à étudier les machines à aimants avec un bobinage concentré autour des dents.

Contrairement au bobinage classique réparti à pas entier, la performance du bobinage concentré à pas dentaire varie largement en fonction de la topologie considérée. Par conséquent, le rôle clé du choix optimal de cette topologie avec sa combinaison Encoches/Pôles représente le cœur de la thèse. Le but de cette étude est d'obtenir une machine suffisamment puissante pour fournir un couple satisfaisant, évitant au maximum les phénomènes parasites potentiels associés au bobinage concentré à pas dentaire.

Les études effectuées dans le cadre de cette thèse ne sont pas limitées aux machines triphasées, mais les structures avec 5 et 7 phases sont également concernées. Ce fait ouvre la voie à l'émergence de nouvelles combinaisons Encoches/Pôles, élargissant l'espace des choix potentiellement utiles. Autrement dit, cette thèse nous aide à sortir du cadre des machines triphasées pour lesquelles quelques solutions ont déjà été étudiées et exploitées (1/2 encoche par pôle et par phase dans les sociétés Honda et Toyota Machines).

Etant donné que les pertes dans les aimants sont l'un des effets parasites les plus perturbants dans les machines bobinées à pas fractionnaire, l'origine de ces pertes et leur liaison avec la topologie de bobinage choisie sont profondément traitées dans la thèse. En effet, l'influence des harmoniques spatiaux de la force magnétomotrice (FMM) sur les pertes d'aimants est observée. Cela nous amène à développer un modèle analytique des pertes qui considère l'interaction entre les dimensions d'un pôle d'aimant et les différentes longueurs d'onde des harmoniques de FMM dans l'entrefer. Ce fait est de grande importance dans le cas d'un bobinage à pas fractionnaire où le spectre spatial de FMM peut être riche en harmoniques non-habituels dans le bobinage classique. A l'aide de ce modèle, les pertes d'aimants dans les différentes combinaisons considérées sont précisément comparées.

Ensuite, afin de valoriser encore l'utilisation des machines polyphasées (>3), la capacité de ces machines à produire plus de couple en exploitant les harmoniques non-fondamentaux de la force électromotrice (FEM) est examinée. La thèse analyse les différents facteurs qui influencent l'intérêt de cet usage. Ainsi, elle propose une modification structurelle du rotor pour permettre à une configuration Encoche/Pôle à 5 phases d'améliorer significativement la performance de la machine, à la fois en basse et haute vitesse.

Les différentes études analytiques menées dans la thèse sont étayées par des modèles en éléments finis qui permettent de vérifier la cohérence des résultats trouvés.

Le chapitre 1 commence par illustrer les différents défis liés à l'application Mild-Hybrid. Ensuite le projet « MHYGALE » qui finance la thèse et qui appartient à cette catégorie d'applications est présenté. Les éléments saillants du cahier des charges sont définis: densité volumique de couple et puissance élevée, large plage de vitesse à puissance constante, couple pulsatoire faible. Ensuite, seront analysés différents critères pouvant permettre de respecter ce cahier des charges : nombre de phases, type de bobinage, origine du champ du rotor et topologie rotorique. En dernier lieu, sera approfondi le

critère sur les bobinages par une analyse des éléments théoriques sur les bobinages polyphasés à pas fractionnaire.

Le chapitre 2 aborde la question centrale du choix optimal de la topologie de bobinage au regard des combinaisons Encoches/Pôles possibles. Les configurations sont ainsi comparées en fonction de leur immunité vis-à-vis des effets parasites résultants du bobinage concentré à pas dentaire. Des critères principaux sont considérés pour cette comparaison, comme les facteurs de bobinage et les pertes dans les aimants. Cependant, étant donné les fortes contraintes imposées par le domaine automobile, d'autres critères, considérés habituellement comme secondaires tels l'ondulation de couple et le bruit d'origine magnétique, sont également pris en considération.

Le chapitre 3 concerne l'impact de la topologie du rotor sur la performance d'une machine à pas fractionnaire polyphasée. Plus précisément, sont recherchées des configurations géométriques des aimants qui permettent à la machine de présenter une large plage de vitesse mais en tenant compte également, de la nécessité de protéger ces aimants contre des harmoniques nocifs de FMM. Finalement, afin d'améliorer la performance d'une des combinaisons à 5 phases repérées, une modification structurelle est étudiée afin de créer un rotor bi-harmonique permettant d'exploiter efficacement le 3^{ème} harmonique de FEM. Les caractéristiques Couple-Puissance/Vitesse obtenues grâce à cette modification sont comparées avec celles correspondantes au rotor classique.

L'ensemble des études menées dans la thèse nous a mené à sélectionner une topologie considérée comme la plus adéquate, à la fois au niveau du stator et du rotor, pour l'application MHYGALE. Les différentes étapes menant à notre prototype sont présentées dans le chapitre 4 et détaillées en annexe. D'abord, une procédure de pré-dimensionnement analytique est développée. Ensuite, pour un couple exigé et une densité volumique donnée de pertes Joule, une minimisation du volume global du prototype est effectuée. Enfin, des modèles en éléments finis sont développés pour finaliser le dimensionnement menant à la structure finale qui a été fabriquée en sous-traitance puis validée sur une plateforme de mesure au laboratoire L2EP

1 Machines électriques polyphasées à bobinage concentré autour des dents pour hybridation automobile : état de l'art

1.1 Contexte général du sujet

Plusieurs raisons, liées à l'environnement et aux contraintes stratégiques pour les réserves de pétrole, ont imposé la nécessité d'une nouvelle génération de moyens de transport, dans laquelle des variétés de solutions hybrides et électriques ont été proposées afin de baisser la consommation de carburant et réduire la quantité des gaz rejetés. Ces solutions prennent différentes formes, allant du plus simple, en gardant les structures classiques de l'automobile, au plus complexe qui modifie largement ces structures afin de les adapter pour accueillir les nouveaux composants nécessaires. Par conséquent, les défis auxquels sont confrontés les fabricants d'automobiles varient selon la solution choisie. D'un point de vue global, il n'est pas évident de décider quelle est la meilleure solution car une solution simple peut être mieux commercialisée qu'une solution complexe. Ainsi, tout en étant moins efficace du point de vue individuel qu'une solution complexe, son efficacité sur l'environnement pourra être meilleure du fait de l'effet de masse, rendu possible par un faible coût au niveau du processus industriel. Le but de ce paragraphe est de présenter les différentes solutions hybrides et électriques proposées actuellement par l'industrie automobile. Ensuite, on se focalisera sur la technologie Mild-Hybrid en tant que solution d'hybridation douce en présentant l'exemple du projet MHYGALE (Mild HYbrid GénérALisable).

1.1.1 Intérêts, niveau, défis, et solutions d'hybridation des véhicules

1.1.1.1 Intérêts d'hybridation

La grande problématique mondiale est la peur d'arriver à une date où l'on brûlera la dernière goutte de pétrole. Ceci constitue aujourd'hui un des premiers challenge pour l'humanité. La Figure 1-1 illustre la consommation versus les découvertes mondiales du Pétrole [1].

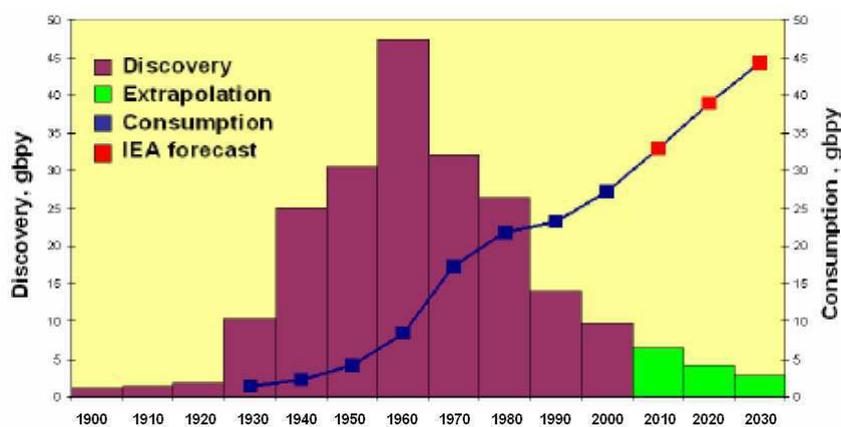


Figure 1-1 consommation versus découvertes mondiales du pétrole [1]

Cette Figure 1-1 montre bien comment dans les 30 prochaines années, on s'attend à la découverte de seulement 134 milliards de barils tandis que la consommation extrapolée s'élève à 1.000 milliards de barils pendant la même période. De ce fait, la plupart des experts considèrent que le pétrole doit être considéré à présent comme une ressource finie pour prédire les évolutions à venir. De plus, cette révolution technologique qui a commencé durant le siècle précédent, cause beaucoup de problèmes climatiques, dont les résultats commencent à être visibles depuis quelques années.

De la Figure 1-2 (a) on constate que le pétrole est la source principale de combustible pour les transports. En outre, le transport routier retient 81% de la consommation totale d'énergie dans le secteur du transport (voir la Figure 1-2 (b)). A cause de cette dépendance aux combustibles fossiles, le transport devient un contributeur majeur de gaz à effet de serre et est l'un des rares secteurs industriels où les émissions sont encore en croissance. La Figure 1-2 (c) montre que le secteur des transports représente 26% des émissions mondiales de CO₂, dont environ les deux tiers proviennent uniquement des 10% des pays les plus riches [2].

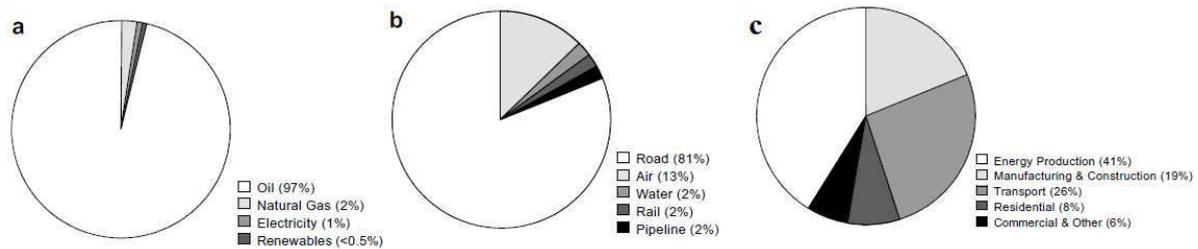


Figure 1-2 (a) : la dépendance de carburant dans le secteur des transports (b) : la répartition de la consommation d'énergie entre les différentes moyennes de transport (c) : les émissions mondiales de CO₂ par secteur [2]

La fabrication des voitures 100% électriques avec zéro émissions était une des solutions proposées afin d'agir contre les chiffres alarmants présentés ci-dessus concernant la dépendance au pétrole, l'impact sur le CO₂ dépendant quant à lui du mode de production de l'électricité. Cependant, cette solution n'a pas attiré beaucoup d'attention à cause des différents verrous qui ont ralenti le développement des systèmes de stockage d'énergie. A poids de batterie donné, l'autonomie faible et la durée importante du temps de recharge sont des problèmes majeurs dans la voiture 100% électrique. Par conséquent, la solution d'une voiture hybride qui fonctionne avec les deux moteurs électrique et thermique est apparue naturellement même si sa complexité est plus grande.

Il y a, bien sûr, des avantages et inconvénients pour chaque type de motorisation : électrique et thermique (à combustion). Le moteur thermique est capable de produire une grande puissance avec une source d'énergie liquide simple et rapide d'approvisionnement (à 1 l/s cela donne approximativement 31 MW comme puissance de recharge à la pompe à essence). Par contre, en plus des émissions de polluants néfastes pour l'environnement, son rendement dépend largement du régime de fonctionnement. En revanche, les émissions de polluants sont nulles en cas d'une motorisation électrique et son rendement dépend beaucoup moins de la charge. Le problème ici, n'est pas lié au moteur mais aux systèmes de stockage, qui ne sont pas suffisamment efficaces pour pouvoir fournir l'autonomie jugée minimale indispensable au véhicule au regard des habitudes prises avec les moteurs thermiques. Le système hybride a été développé pour combiner les avantages de ces deux types de motorisation tout en évitant leurs inconvénients. Le principe général est simple, le moteur thermique et son réservoir d'essence assure l'autonomie satisfaisante puis le moteur électrique intervient partiellement ou totalement, dans les régions et modes de fonctionnement où le rendement du moteur thermique est faible (vitesse basse, régime variable). L'énergie électrique nécessaire pour la phase de traction électrique peut être fournie de trois façons différentes :

- par des éléments de stockage (batterie/supercondensateurs) ou une génératrice électrique entraînée par le moteur thermique aux vitesses où son rendement est élevé ;
- par un freinage récupératif, où la machine électrique fonctionne en mode génératrice en appliquant un couple négatif afin de freiner le véhicule ;
- par un réseau électrique (plug-in hybrid vehicles).

Le résultat est un rendement total du véhicule qui augmente, ce qui permet de baisser la consommation de carburant et par conséquent de réduire les gaz nocifs rejetés.

1.1.1.2 Niveau d'hybridation

Le rapport entre la puissance du moteur électrique intégré et le moteur thermique fixe le niveau d'hybridation dans le véhicule. Lorsque ce rapport augmente (le moteur électrique est plus puissant), le système prend plus de marge de manœuvre pour augmenter l'efficacité totale. Donc, selon ce rapport le gain au niveau de la consommation de carburant et la réduction des émissions locales de CO₂ varie en pourcentage (Figure 1-3). En outre, l'augmentation de ce rapport permet de réduire la taille du moteur thermique sans perdre la performance satisfaisante du véhicule et même dans certains cas cette performance peut être améliorée.

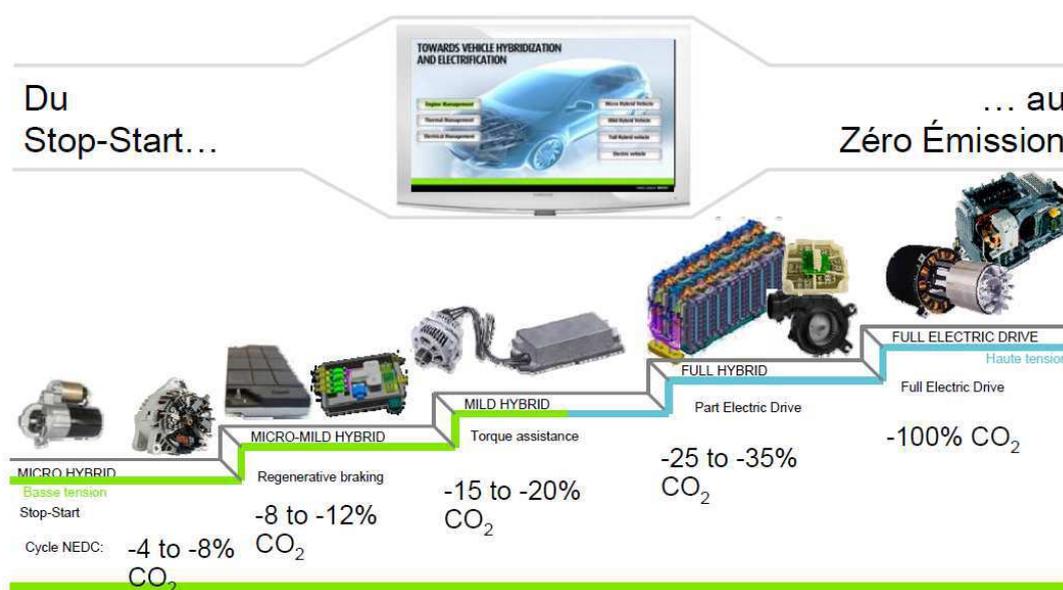


Figure 1-3 différents niveaux d'hybridation [source Valeo]

La Figure 1-3 représente les différents niveaux d'hybridation en montrant les fonctionnalités additionnelles offertes pour chaque pas vers la hausse dans l'escalier d'hybridation. De plus, en montant cet escalier, un volume plus grand de batteries est nécessaire et des modifications majeures dans le véhicule deviennent indispensables. Par conséquent, le coût final du système augmente en induisant des difficultés pour la commercialisation.

1.1.1.3 Défis d'hybridation

Plusieurs types de défis se présentent aux constructeurs Automobile lorsqu'une solution d'hybridation est choisie pour être intégrée dans un véhicule. Premièrement, des difficultés technologiques liées aux systèmes embarqués peuvent apparaître, car cela demande plus de puissance dans un espace et un poids qui sont limités. Ensuite, intégrer une machine électrique avec une puissance plus élevée dans un véhicule implique certains obstacles industriels. Les différentes formes de ces deux types de défis et leurs solutions proposées sont illustrées dans la suite de ce paragraphe.

- **Défis technologiques :**

L'espace limité dans un véhicule est un des problèmes les plus contraignants pour un système d'hybridation. Généralement, dans un tel système deux composants sont concernés principalement par cette limitation en volume :

1. La machine électrique :

Les contraintes imposées sur le volume de la machine électrique intégrée varient selon le niveau d'hybridation du système. En outre, et contrairement à ce que l'on pense, il y a plus de contraintes volumiques imposées sur les machines électriques qui appartiennent au système d'hybridation moyenne que sur les machines dans un système Full-Hybrid ou électrique. La raison en est simple. Le but d'un système d'hybridation moyenne est d'éviter toutes modifications majeures dans le véhicule, autrement dit, la machine électrique doit être intégrée dans l'espace déjà disponible en remplaçant certains composants dont leur fonctionnalité est compensée par la machine (démarreur, alternateur). Cette limitation spatiale peut concerner le diamètre ou la longueur de la machine selon l'architecture du système. Dans une machine électrique à flux radial, un diamètre externe représente une limite pour la surface disponible d'encoches. En effet, ce diamètre avec celui du rotor décide de la hauteur du stator où se trouvent ces encoches et par conséquent il décide de la densité surfacique de courant injecté comme il est montré dans la Figure 1-4 et le Tableau 1-1.

$$h_{stator} \approx R_{externe} - R_{rotor}$$

h_{stator} : la hauteur du stator, $R_{externe}$: le rayon externe du stator, R_{rotor} : le rayon du rotor.

Dans les machines électriques, un système de refroidissement est nécessaire afin d'évacuer la chaleur résultante de différentes pertes générées. Les pertes Joule dans le bobinage sont une partie très importante liées directement à la densité surfacique de courant. En regardant la Figure 1-4, on peut constater que le diamètre externe de la machine doit être suffisamment inférieur au diamètre maximal permis, afin de laisser un espace pour le système de refroidissement accompagnant. Autrement dit, la valeur $R_{max} - R_{externe}$ décide de la taille et du type du système de refroidissement (refroidissement à l'air, à l'eau...), ce qui impose les contraintes thermiques dans la machine et par conséquent, cela décide des limites de la densité surfacique du courant injecté, comme le montre le Tableau 1-1.

Tableau 1-1 Plages de la densité de courant permis par des différents systèmes de refroidissement dans les machines électriques [3]~(pp. 282-283)

	Asynchronous machines	Sailent-pole synchronous machines or PMSMs	Nonsailent-pole synchronous machines			DC machines
			Indirect cooling		Direct water cooling	
			Air	Hydrogen		
A/kA/m	30–65	35–65	30–80	90–110	150–200	25–65
	Stator winding	Armature winding		Armature winding		Armature winding
J/A/mm ²	3–8	4–6.5	3–5	4–6	7–10	4–9
	Copper rotor winding	Field winding:				Pole winding
J/A/mm ²	3–8	2–3.5				2–5.5
	Aluminium rotor winding	Multi-layer		Field winding		Compensating winding
J/A/mm ²	3–6.5	2–4	3–5	3–5	6–12	3–4
		Single-layer	With direct water cooling, in field windings 13–18 A/mm ² and 250–300 kA/m can be reached			

En résumé, le diamètre maximal autorisé pour installer une machine électrique influence le cycle du courant injecté, de manière directe, en déterminant la surface d'encoche puis la densité surfacique de courant, ou indirecte en passant par le système de refroidissement. Or, dans une machine électrique à aimants c'est la valeur maximale des courants statoriques (et donc la densité surfacique) qui permet

de définir la valeur maximale de la puissance (ou du couple). Par conséquent, le cycle extrême de puissance produite qui peut être obtenu de la machine dépend essentiellement de ce diamètre maximal disponible.

En revanche, le couple électromagnétique moyen fourni par une machine électrique est également influencé par l'espace maximum permis. Afin d'examiner l'impact de la géométrie sur le couple produit, la force totale tangentielle appliquée sur le rotor d'une machine à flux radial est calculée [4]~(pp. 23-24):

$$F_t = A \cdot (2\pi \cdot R_{rotor}) \times l \times (B_n)_{rotor}$$

F_t : la force totale tangentielle appliquée sur le rotor, A : la densité linéique de courant, $(B_n)_{rotor}$: densité de flux rotorique radial, l : la longueur efficace de la machine (la longueur de fer).

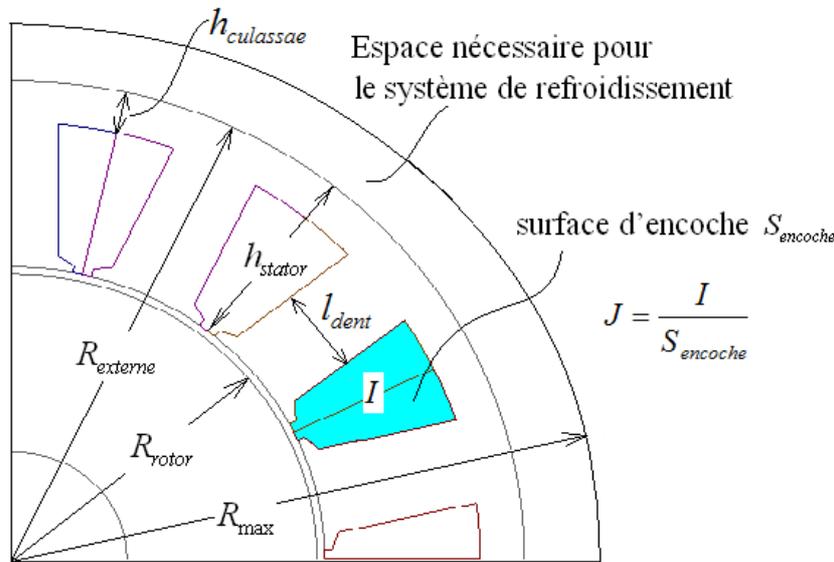


Figure 1-4 les dimensions principales d'une machine électrique à flux radial

L'expression $(2\pi \cdot R_{rotor}) \times l$ représente la surface de rotor sur laquelle cette force tangentielle est appliquée. Ainsi, le produit $A \times (B_n)_{rotor}$ exprime le stress tangential moyen sur la surface du rotor σ_{F_t} . Donc, pour un rotor de rayon R_{rotor} et de longueur l , le couple électromagnétique total obtenu peut être écrit selon [3]~(pp. 284-285)-[4]~(pp. 23-24):

$$C_m = \sigma_{F_t} \times S_{rotor} \times R_{rotor}$$

$$C_m = \sigma_{F_t} \times (2\pi \cdot R_{rotor} \cdot l) \times R_{rotor}$$

$$C_m = 2 \cdot \sigma_{F_t} \times \pi \cdot R_{rotor}^2 \cdot l$$

$$C_m = 2 \cdot \sigma_{F_t} \cdot V_{rotor} \tag{1-1}$$

$\sigma_{F_t} = A \times (B_n)_{rotor}$: le stress tangential moyen sur la surface circonférentielle du rotor, S_{rotor} : la surface circonférentielle du rotor, V_{rotor} : le volume du rotor.

L'équation (1-1) montre bien que le couple produit est proportionnel au volume de rotor. Donc, l'augmentation de ce volume mène à renforcer la capacité de la machine à fournir un couple. Ce qui peut être effectué simplement en allongeant la longueur efficace de la machine (longueur du fer) ou en agrandissant le diamètre du rotor. Cependant, en considérant un diamètre maximal limité, le

changement du diamètre rotorique influence la hauteur du stator comme il est montré dans la Figure 1-4. Donc, l'augmentation de ce diamètre va réduire la densité linéique de courant injecté dans la machine comme le montre le calcul approximatif suivant.

$$A = \frac{I}{\frac{2\pi \cdot R_{rotor}}{Q_s}} = \frac{I \cdot Q_s}{2\pi \cdot R_{rotor}} = \frac{J \cdot S_{encoche} \cdot Q_s}{2\pi \cdot R_{rotor}}$$

$$A = \frac{J \cdot \pi((R_{externe} - h_{culasse})^2 - R_{rotor}^2) - J \cdot Q_s \cdot (R_{externe} - h_{culasse} - R_{rotor}) \cdot w_{dent}}{2\pi \cdot R_{rotor}}$$

$$A = -\frac{J}{2} R_{rotor} + \frac{J \cdot \pi(R_{externe} - h_{culasse})^2 - J \cdot Q_s \cdot (R_{externe} - h_{culasse}) \cdot w_{dent}}{2\pi \cdot R_{rotor}} + \frac{J \cdot Q_s \cdot w_{dent}}{2\pi} \quad (1-2)$$

Q_s : Le nombre d'encoches, $S_{encoche}$: la surface d'une encoche, $h_{culasse}$: la hauteur de culasse du stator, w_{dent} : la largeur d'une dent statorique.

En supposant le cas extrême de fonctionnement (une valeur maximale de A), l'équation (1-2) peut être dérivée par rapport au rayon du rotor R_{rotor} en prenant en compte les deux hypothèses suivantes :

- la densité surfacique maximale du courant injecté (J) est limitée par des contraintes thermiques liées au système de refroidissement ;
- les paramètres $h_{culasse}$, l_{dent} sont imposés par des contraintes magnétiques liées à la saturation de fer statorique.

$$\Delta A = -\left[\frac{J}{2} + \frac{J \cdot \pi(R_{externe} - h_{culasse})^2 - Q_s \cdot (R_{externe} - h_{culasse}) \cdot w_{dent}}{4\pi^2 R_{rotor}^2} \right] \cdot \Delta R_{rotor} \quad (1-3)$$

L'équation (1-3) montre clairement la chute dans la valeur de densité linéique du courant lorsque le diamètre du rotor est augmenté. Donc, en revenant à l'équation (1-1), on peut comprendre pourquoi l'allongement de la longueur du rotor est la solution la plus simple permettant d'augmenter le couple de la machine. En effet, elle augmente le volume rotorique sans influencer le stress tangentiel moyen sur la surface du rotor $\sigma_{F_t} = A \times (B_n)_{rotor}$.

Pour conclure, dans une machine électrique, la valeur crête du couple pour une densité linéique donnée de courant est liée au volume rotorique. Tandis que, les valeurs moyennes de couple et de puissance fournie pendant un cycle extrême de fonctionnement dépendent du volume restant (stator + carcasse + système de refroidissement). En effet pendant le cycle, ce volume décide de la valeur moyenne maximale de densité du courant injecté. Ainsi, l'espace disponible prévu pour installer une machine électrique joue un rôle principal en déterminant la capacité de cette machine à respecter le cahier des charges imposé.

Un développement remarquable a été effectué dans le domaine des machines électriques afin de répondre à l'exigence de la technologie hybride, ce qui a mené vers une nouvelle génération de machines plus puissantes et plus compactes, en se basant sur :

- l'utilisation de matériaux plus performants comme par exemple les aimants terres rares [5]-[6]-[7] ;

- des nouvelles technologies et procédures de fabrication comme les enroulements concentrés autour des dents [8], stator avec des dents séparés [9], et le bobinage avec un fil carré...
- les moyens de calcul

2. les éléments de stockage (batteries) :

La nécessité d'intégrer des éléments de stockage et particulièrement des batteries dans un véhicule hybride ou électrique représente un problème essentiel pour le volume et poids qui sont limités. De ce point de vue, les batteries dans une telle application devraient avoir les caractéristiques suivantes:

- présenter une densité d'énergie volumique suffisante afin d'atteindre l'autonomie minimale requise de fonctionnement dans un volume donné ;
- être les plus légères possible afin de réduire le poids de la charge sur le système d'entraînement.

Le plus grand défi visant à l'augmentation des ventes de véhicules électriques et de véhicules plug-in hybrides est le développement des batteries appropriées. Les technologies Batterie pour ces véhicules diffèrent considérablement, des batteries plomb-acide traditionnelles utilisées dans les véhicules à moteur à combustion aux batteries Nickel-Métal-hydrure (Ni-MH) et Lithium-ion (Li). En les comparant avec d'autres types, les batteries Lithium-ion sont supérieures en termes d'énergie spécifique (la quantité des ressources disponibles d'énergie par unité de masse ou de volume) et en termes de puissance (la puissance fournie par unité de masse ou volume) [10]-[11]-[12]. En conséquence, elles sont considérées comme les batteries les plus prometteuses au niveau automobile avec un niveau haut d'hybridation. Par contre, le coût élevé des batteries Lithium-ion reste encore un véritable obstacle pour la commercialisation de telles solutions d'hybridation lourdes.

Cependant, ce n'est pas uniquement la technologie des batteries qui décide de l'efficacité volumique du système de stockage dans une solution hybride ou électrique. La gestion de l'énergie joue un rôle principal sur cette efficacité [13] puisqu'elle permet de réduire le volume nécessaire des batteries en gardant la même performance désirée. Cette performance résulte d'un compromis entre un bon rendement global et une autonomie satisfaisante.

Finalement, comme dans le cas des machines électriques, le volume nécessaire des batteries dépend essentiellement du niveau d'hybridation choisi. Cela ajoute un autre facteur qui impacte sur le choix du niveau d'hybridation et par la suite impacte sur le compromis satisfaisant entre le prix et la performance. Par exemple, la réduction du volume ou de la qualité des batteries dans un système de niveau moyen d'hybridation (par rapport au système Full-Hybrid), rend ce système encore moins coûteux, sans oublier l'effet positif de la suppression de poids sur la performance.

• Défis industriels :

L'intégration d'une solution hybride ou électrique dans un véhicule crée de nombreux défis industriels pour les fabricants automobiles. De nouvelles technologies liées à l'utilisation des composants électriques doivent être maîtrisées. Cela oblige les fabricants à recruter ou à former de nouvelles équipes de travail et de recherche afin de répondre rapidement aux besoins de cet investissement élevé. En outre, suite à la technologie électrique intégrée, des composants inhabituels dans la procédure de fabrication des véhicules commencent à être largement requis, comme dans le cas des aimants permanents. Ces composants ajoutent un surcoût élevé pour les fabricants et par

conséquent des difficultés de commercialisation, sans parler de problèmes de monopolisation de matières premières (terre rare, cuivre...).

Depuis longtemps la sécurité des passagers a acquis une grande importance dans la conception des véhicules, cela a conduit à beaucoup de recherches et de développement et a également abouti à un grand nombre de normes. L'augmentation de l'électrification des véhicules (hybrides ou électriques) constitue un challenge supplémentaire concernant ces aspects de sécurité, comme des tensions électriques supérieures au traditionnel (12 Vdc), l'apparition de nouveaux produits chimiques (particulièrement dans les batteries), ou les modifications structurelles (déplacement du centre de gravité en raison de la présence des batteries) dans le véhicule suite à l'augmentation du taux d'hybridation. Finalement, ce challenge induit à l'heure actuelle un coût supplémentaire des véhicules hybrides par rapport aux véhicules traditionnels.

1.1.1.4 Solutions d'attente rapide ou à coût modéré

Afin d'intégrer rapidement des solutions d'hybridation dans leur véhicules, les fabricants ont cherché à transférer des technologies électriques bien maîtrisées en milieu industriel au domaine automobile. La technologie des machines électriques qui ont été développées pendant longtemps pour des applications industrielles, est une partie importante de cette connaissance transférée. La considération de telle technologie a permis aux fabricants d'intégrer rapidement des machines électriques puissantes dans leurs différentes générations des véhicules électriques, Plug-In, et Full-Hybrid [14]. De plus, la disponibilité des électroniques de puissance déjà adaptées pour des tensions élevées (200-650 V) a accéléré cette intégration. La Figure 1-5 illustre la contribution d'un boost de tension électrique à l'économie de carburant dans le nouveau véhicule PRIUS (New PRIUS).

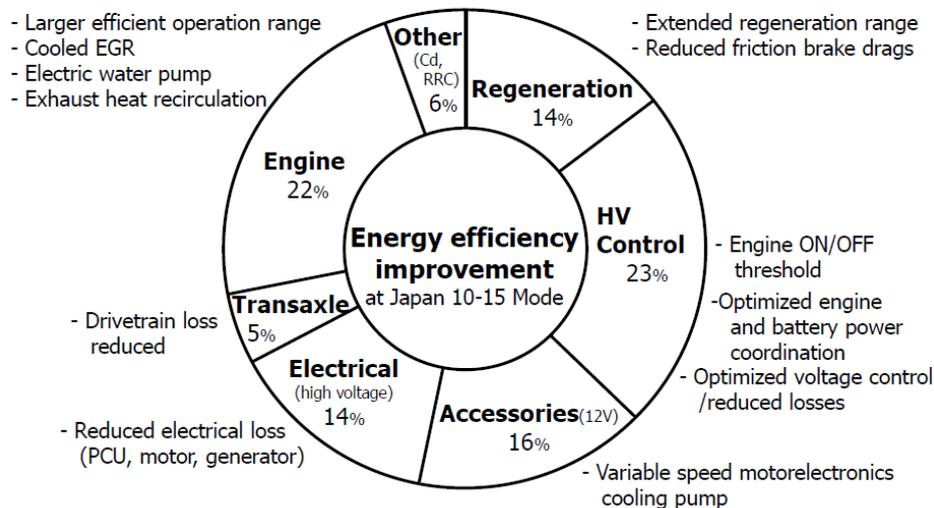


Figure 1-5 la contribution liée à l'augmentation de la tension électrique (500→650 V) à l'économie de carburant [15]

Évidemment, des aspects sécuritaires plus stricts doivent être pris en compte lorsque la solution d'hybridation contient des tensions élevées. Une voiture hybride qui a eu un accident peut être chargée à 200 à 650 V, valeur qui représente un danger réel pour les passagers et les secouristes aussi. Le danger de fils nus signifie qu'il suffit de toucher la voiture accidentée pour recevoir un choc électrique. En effet, les dangers potentiels peuvent être considérés comme des inconvénients majeurs du transfert de technologie haute tension (200-650 V). Des solutions de renforcement des blindages peuvent constituer des solutions mais qui induisent un sur-poids et sur-coût.

Malgré le succès de l'intégration rapide des machines électriques à puissance et tension élevées dans les véhicules Plug-In, Full-Hybrid, et électriques, ces voitures n'ont pas été vendues en grand nombre, alors que, des nouvelles solutions d'hybridation comme les systèmes: Start-Stop, Micro-Hybrid, et Mild-Hybrid devraient être vendus en plus grand nombre [16]. La raison est le coût inabordable lié principalement à des modifications majeures dans la structure du véhicule et à l'utilisation d'une technologie coûteuse pour les batteries (Ni-MH et Li). Un véhicule Plug-IN Hybrid est susceptible de coûter 15.000 dollars de plus qu'un véhicule de taille comparable en utilisant un moteur à combustible standard [16].

Les solutions douces d'hybridation (Micro et Mild Hybrid) se basent sur des modifications légères dans le véhicule. Habituellement, la machine électrique dans ces systèmes hybrides, remplace physiquement et fonctionnellement certaines parties traditionnelles du véhicule, comme l'alternateur, le démarreur, et le volant moteur. Ce fait limite le volume disponible pour la machine électrique et par conséquent il limite sa puissance à 20 kW. Évidemment, ces solutions douces ne sont pas aussi efficaces que les systèmes avec un niveau haut d'hybridation du point de vue climatique et énergétique (voir le Tableau 1-2). Néanmoins, l'importance et le rendement de telles solutions sont reflétés en comparant le rapport : $\frac{\text{économie annuelle de carburant}}{\text{coût de réalisation}}$ entre les niveaux différents d'hybridation.

Le Tableau 1-2 montre clairement l'intérêt des solutions douces d'hybridation où le rapport précédent prend ses valeurs les plus élevées grâce au coût bas. Une des raisons qui justifient ce coût bas des systèmes d'hybridation douce, est que les fabricants préfèrent utiliser des batteries avancées au plomb (lead-acid) dans ce type de systèmes, plutôt que des batteries contenant d'autres produits chimiques plus chers (comme le lithium-ion), car la puissance relativement basse (<20kW) ainsi que l'énergie à stockée n'imposent pas de contraintes fortes au niveau des batteries (voir le Tableau 1-2).

Tableau 1-2 Comparaison globale entre les différents systèmes d'hybridation [16]

	STOP-START	MICRO-HYBRID	MILD-HYBRID	FULL-HYBRID	PLUG-IN HYBRID	ELECTRIC VEHICLE
Idle elimination	✓	✓	✓	✓	✓	✓
Regenerative braking		✓	✓	✓	✓	✓
Acceleration boost			✓	✓	✓	✓
Electric-only drive				✓	✓	✓
Electric motor power			10-20 kW	30 kW	50 kW	90 kW
Preferred Battery	Pb	Pb	Pb/NIMH	NIMH	Li+	Li+
Annual gasoline savings	20 gallons	40 gallons	100 gallons	160 gallons	320 gallons	400 gallons
Annual CO2 abatement	212 kg	424 kg	1,059 kg	1,694 kg	2,072 kg	2,480 kg
Implementation cost	\$500	\$1,000	\$1,500*-\$2,000	\$4,000	\$15,000	\$18,000

D'ailleurs, cette puissance modérée dans les solutions Micro et Mild Hybrid permet de faire fonctionner le système en basse tension électrique. Autrement dit, pour une puissance inférieure à 20 kW et une tension de 48-60 V (la norme qui assure la sécurité humaine), la valeur des courants dans le système ne dépasse pas la limite maximale gérable par technologie électronique de puissance disponible moyennant adaptation par le nombre de phases. De plus, les pertes liées à ces courants ne menacent pas la stabilité thermique du système et elles n'impactent pas radicalement son rendement.

Le besoin de respecter la norme de sécurité humaine en baissant la tension des systèmes d'hybridation douce, impose le développement d'une nouvelle technologie basse tension pour la conception des machines et des électroniques de puissance convenables. La puissance volumique élevée dans de telle technologie exige un dimensionnement beaucoup plus délicat pour la machine électrique comparé à la technologie industrielle. Autrement dit, afin d'éviter le surdimensionnement, ce n'est plus le régime permanent qui dimensionne la machine mais plutôt le cycle global de fonctionnement. D'autres défis peuvent apparaître du fait de l'utilisation de la technologie basse tension :

- Des courants élevés qui contraignent : l'électronique de puissance et les connexions électriques.
- Contraintes de réalisation du bobinage liées au : nombre de spires faible (car la tension est basse), une section importante de fil (pour tenir le courant élevé), et un facteur de remplissage potentiellement moins important (parce que la section du fil est plus important).

1.1.1.5 Solutions d'avenir

Comme le montre le paragraphe précédent, la nouvelle technologie sécuritaire basse tension dédiée aux solutions douces d'hybridation est très prometteuse, ce qui ouvre la voie à de larges perspectives.

Tout d'abord, parce que le dimensionnement est basé sur des cycles de fonctionnement qui sont variables, une grande démarche d'optimisation peut être effectuée afin d'affiner : les dimensions de la machine, les contraintes d'électroniques de puissance accompagnées, le volume des batteries, et finalement la gestion d'énergie dans le système.

Ensuite, des aspects liés à la production en grande série, influencent largement cette technologie, ce qui oblige les designers à adapter la durée de vie et la recyclabilité des différents composants (machine électrique, batteries...) à celle de l'automobile. De plus, diminuer le coût financier en réduisant la quantité des matières premières utilisées (par exemple en réduisant le volume de cuivre dans la machine électrique) sera bien apprécié par les fabricants.

1.1.2 Le système Mild-Hybrid du projet MHYGALE (Mild HYbrid GénérALisable)

1.1.2.1 Idée, avantages, et fonctions

L'objectif du projet MHYGALE supporté par Valeo est de développer une solution d'hybridation douce (Mild hybride) abordable pour le plus grand nombre avec un impact significatif sur les émissions de CO₂ au niveau mondial.

Ce projet permettra d'augmenter la quantité des véhicules capables de satisfaire à la réglementation européenne de 120g CO₂ /km en 2012 et de 95g CO₂ /km en 2020. Cette solution, basée sur une machine électrique de forte puissance à entraînement par courroie, offrira les fonctions de Stop/Start, de freinage récupératif et d'assistance de couple. Cet appoint de couple permettra aux moteurs thermiques fortement «downsized» de conserver des performances équivalentes à celles des motorisations actuelles, rendant ainsi possible leur généralisation avec un surcoût acceptable.

Afin de mener à bien les sauts technologiques et les objectifs ambitieux poursuivis, le partenariat est constitué de trois groupes internationaux (Valeo, PSA et Freescale), de deux PME toulousaines ALTER et CEITECS et de cinq laboratoires publics.

La Figure 1-6 illustre la topologie de la solution adoptée par le projet MHYGALE, On peut remarquer la simplicité d'intégration de cette solution dans n'importe quelle voiture, en remplaçant l'alternateur classique par une machine électrique suffisamment puissante pour pouvoir offrir les fonctions Mild-Hybrid en basse tension. Donc, en conservant la structure de base du véhicule, la topologie MHYGALE assure une économie substantielle pour une solution d'hybridation moyenne. Les logos des différents partenaires du projet MHYGALE sont également illustrés dans la Figure 1-6.



Figure 1-6 la topologie d'hybridation douce proposée par le projet MHYGALE et les partenaires [17]

Les trois fonctions principales qui doivent être assurées par le système MHYGALE sont :

- Start-Stop afin d'arrêter le moteur thermique quand la voiture est arrêtée (au feu ou bouchon) et le redémarrer rapidement lorsque le conducteur veut faire bouger le véhicule ;
- Freinage récupératif qui se sert de l'énergie cinétique en phase de décélération pour recharger les batteries (ici la machine électrique fonctionne en génératrice) ;
- Boost où le moteur électrique fournit un couple complémentaire afin de renforcer le couple du véhicule, particulièrement en basse vitesse lorsque l'efficacité du moteur thermique est faible.

1.1.2.2 Cahier des charges du projet MHYGALE

L'objectif du cahier des charges est de décrire les exigences pour la machine électrique dédiée à la solution Mild-Hybrid du projet MHYGALE. Cette machine doit fournir une fonction de conversion électromécanique qui comprend les modes suivants:

- moteur: fournir de l'énergie mécanique au véhicule afin de démarrer le moteur thermique et de l'assister (mode Boost) ;
- génératrice: produire de l'énergie électrique en convertissant l'énergie mécanique du moteur thermique en énergie électrique à la fois en régime permanent (génératrice) et en mode transitoire (freinage récupératif).

Les spécifications suivantes de cette machine sont considérées pour le mode en pleine performance :

➤ Dimensions globales

L'espace limité disponible pour la machine électrique lié au fait de l'entraînement par courroie avec le moteur thermique, impose les dimensions globales illustrées dans l'Annexe 5.1.1.

➤ Spécifications électriques, thermiques, et acoustique

La machine doit fournir sa pleine performance avec :

- une tension électrique continue (DC bus) qui ne dépasse pas 60V ;
- une température ambiante compatible avec le milieu automobile ;
- un niveau bas du bruit audible.

➤ Pleine performance exigée

L'Annexe 5.1.2 représente les caractéristiques de la pleine performance attendue de la machine, afin de rendre la fonctionnalité du projet MHYGALE satisfaisante. Dans le domaine automobile, les caractéristiques transitoires de la machine électrique intégrée dépendent du cycle de fonctionnement, qui est lié au cycle de conduite. Par conséquent, il n'est pas évident d'identifier la capacité nécessaire de la machine dans le régime transitoire. Néanmoins, les valeurs transitoires indiquées dans le Tableau 5-2 sont certainement associées aux périodes spécifiques de fonctionnement imposées par le cycle de conduite.

➤ Tenue en court-circuit

La machine électrique doit tenir en permanence le fonctionnement en court-circuit à la vitesse maximale de 16000 rpm.

1.1.2.3 Contraintes:

La présence d'un entraînement par courroie dans le système proposé par MHYGALE, implique une plage de vitesse bien plus grande que celle observée dans les moteurs électriques pour des applications électriques ou Full-hybrid (plage de vitesse trois fois plus grande $\approx [0, 16000]$ rpm). Cela impose notamment des contraintes mécaniques plus grandes du fait de forces centrifuges plus élevées. Cette spécificité doit être prise en compte lors du choix de la structure de la machine électrique. Ainsi une structure à aimants déposés en surface du rotor par collage sera difficilement utilisable. Il en est de même pour une structure rotorique à aimants enterrés où les « ponts » de fer ne sont pas suffisamment épais pour tenir les contraintes mécaniques élevées liées à la grande vitesse.

De même, pour un nombre donné de paires de pôles, l'extension de la plage de vitesse implique une augmentation de la plage de fréquence du champ magnétique. Cela baisse le rendement de la machine en augmentant le niveau des pertes liées à la variation du champ magnétique (hystérésis, courants induits). En outre, ces pertes élevées augmentent le risque d'une panne totale suite à la surchauffe des composants sensibles à la température comme les aimants ou le bobinage. Par conséquent, dans une telle application haute vitesse, il est important d'éviter un nombre élevé de paires de pôles pour la machine électrique (<18 pôles).

Par ailleurs, une deuxième contrainte fondamentale du projet est le niveau de la tension du bus DC limitée à 60V. Cela privilégie l'utilisation de la technologie transistor MOSFET qui ne présentent pas de tension de seuil contrairement aux transistors IGBT, facilite l'équilibrage des éléments de stockage électrochimiques et diminue les contraintes liées à la sécurité électrique. Par contre, au niveau de la machine, une faible tension de bus DC implique des niveaux de courants élevés en triphasé, on a alors des contraintes plus fortes au niveau des composants de puissance et de connectique (câbles et réalisation des bobinages). De ce fait, une répartition sur un nombre plus élevé de phases permet de réduire ces contraintes. On rappelle que les machines industrielles classiques dans cette gamme de puissance sont triphasées et fonctionnent avec une tension de bus continu entre 500 et 600V, soit un facteur 10 au niveau de la tension.

La troisième contrainte est celle de devoir remplacer dans un véhicule thermique l'alternateur classique. Cela implique une valeur maximale du diamètre de la machine candidate. Ce fait ne pose pas de problème pour les systèmes Start-Stop à basse puissance. Par contre, en cas d'un système Mild-Hybrid, l'augmentation de la puissance à 10-20 kW avec un diamètre maximal limité, impose soit une augmentation de la longueur de la machine soit une augmentation du couple volumique soit une combinaison des deux.

Enfin, une dernière contrainte délicate imposée dans le cahier des charges du projet MHYGALE sur la machine électrique est la tenue en court-circuit en permanence à la vitesse maximale de 16000 rpm. Cette contrainte est liée aux aspects de sécurité, où l'on considère qu'une machine est mise en court-circuit en cas de problème afin de protéger les passagers de tensions élevées potentielles à grande vitesse. En général, en grande vitesse, l'état thermique de la machine lié aux pertes générées en court-circuit, est équivalente à l'état de la machine lorsqu'elle fonctionne en défluxage, avec une puissance maximale constante. En effet, dans les deux cas on a la même amplitude de courant [18]-[19]. Cela justifie pourquoi la tenue en court-circuit est aussi délicate. Les deux points importants à prendre en compte concernant cette contrainte sont :

- le niveau de pertes générées dans la machine à ce point critique de fonctionnement et la capacité de la machine à supporter la chaleur liée à ces pertes grâce au système de refroidissement ;
- dans le cas de machines à aimants, le courant de court-circuit peut causer une démagnétisation immédiate d'aimant si son amplitude dépasse instantanément une limite maximale qui dépend généralement de la température. Ce fait est très important car il peut mener à une panne globale dans la machine électrique.

1.2 Adéquation des entraînements électriques aux contraintes liées aux applications Mild-hybrid

Les différentes contraintes liées aux applications Mild-Hybrid ont été précisées dans le paragraphe précédent. Ce paragraphe concerne la comparaison entre des catégories générales des machines électriques, afin d'en favoriser une qui serait convenable pour une telle application. Les critères pour définir cette catégorie privilégiée comprennent le nombre de phases, le type de bobinage, l'origine du flux rotorique, et finalement la topologie du rotor. Les contraintes dimensionnelles de la machine et particulièrement le diamètre externe limité mènent vers le choix d'une structure conventionnelle à flux radial avec un rotor interne. Cependant, la comparaison effectuée dans les paragraphes suivants reste valable pour d'autres configurations : à flux axial, avec un rotor externe...

1.2.1 Nombre de phases (3, 5, 6 et 7-phases)

Comme la technologie électrique intégrée dans les véhicules hybrides ou électriques est importée de l'industrie, beaucoup de machines triphasées se trouvent dans ce domaine. Un choix d'un nombre de phases supérieur à trois attire néanmoins l'attention des fabricants, car il peut influencer la fonctionnalité à la fois de la machine électrique et de l'électronique de puissance.

En augmentant le nombre de phases (>3), une variété d'avantages peut être obtenue à plusieurs niveaux selon la valeur choisie pour ce nombre:

- Réduire le courant par phase, et donc par bras d'onduleur, en distribuant la même puissance prévue sur un nombre plus élevé de phases. Cela permet de renforcer la fiabilité des électroniques de puissance associées, en évitant le branchement en parallèle des composants électroniques (transistors, diodes) prévu pour tenir un courant élevé [20]-[21]. Cet avantage revêt une importance particulière dans les applications automobile basse tension (Mild-Hybrid), où les courants des phases sont relativement élevés. La mise en parallèle de composants pour atteindre les courants requis génère des contraintes d'appariement des composants (de puissance et de commande) pour éviter des problèmes de dispersion menant à une gestion plus délicate pour la tenue dans le temps des performances. Bien évidemment des solutions par des coefficients de sécurité adéquats peuvent être obtenus mais au prix d'un « surdimensionnement »
- Ajouter des degrés de liberté supplémentaires pour la commande en permettant l'injection des harmoniques de courant différents de l'harmonique fondamental, comme les harmoniques 3 et 5 dans le cas d'une machine à 5 ou 7 phases [22]-[23]. Ces degrés de liberté peuvent être intéressants en les utilisant dans les façons suivantes :
 - ✓ L'injection du troisième harmonique afin de réduire la valeur maximale du courant d'une phase [24]. Cela réduit les contraintes imposées sur les électroniques de puissance associées.
 - ✓ L'exploitation optimale des harmoniques du courant afin de renforcer le couple et la puissance volumique de la machine électrique [25].
- Améliorer la tolérance aux pannes, car un nombre plus élevé de phases peut assurer la conservation partielle de la fonctionnalité [22]-[26] même en cas de mort d'un composant de puissance. Cette tolérance aux pannes pourrait être exploitée dans une réduction des coefficients de sécurité qui sont nécessaires pour permettre un taux de défaillance acceptable pour une structure triphasée. En effet, les structures triphasées, par principe, ne supportent pas

la défaillance d'un bras d'onduleur, la panne induite par une défaillance d'interrupteur devenant alors totale;

- Affaiblir les effets secondaires parasites dans la machine électrique, ce qui revêt un intérêt principal dans les applications automobile. Comme l'alternateur Valeo 6-phases qui permet de réduire le niveau de bruit acoustique [27]. Grâce au nombre de phases plus élevé, l'ondulation du couple peut également être réduite [28].

Néanmoins, certains inconvénients accompagnent un système avec un nombre élevé de phases. Par exemple dans les machines 5 et 7-phases, les harmoniques non-fondamentaux du courant, qui ne sont pas pris en compte par la commande, peuvent créer de sérieux problèmes comme une dégradation de la plage de fonctionnement, de bruit acoustique, et de pertes élevées. La considération de telles harmoniques indépendantes impose des contraintes additionnelles sur le système de contrôle. La fréquence élevée du courant représente une des contraintes, car le rang de ces harmoniques est un multiple du rang fondamental ($2k+1 : k \in \mathbb{N}$).

En dernier lieu, un système polyphasé (>3 phases) exige une certaine complexité au niveau de l'électronique de puissance et de la commande. Le degré de cette complexité augmente avec le nombre de phases ajoutées, car :

- ✓ plus de bras d'onduleur et de signaux de contrôle sont nécessaires
- ✓ plus d'harmoniques non-fondamentaux du courant doivent être considérés par la commande (harmonique 3 en 5-phases, harmoniques 3 et 5 en 7-phases).

Enfin, l'augmentation du nombre de phases pourrait finalement rendre la totalité du système moins fiable structurellement (augmentation de la probabilité d'une panne) du fait d'une complexité accrue mais plus tolérant aux pannes (meilleure fiabilité fonctionnelle).

Afin d'obtenir les avantages liés au système polyphasé (>3 phases) sans imposer trop de contraintes et de complexité, un compromis du nombre de phases peut être choisi. Cinq est le nombre minimal de phases qui permet de garder tous les avantages mentionnés au-dessus, en particulier l'addition d'un seul degré de liberté, représenté par l'harmonique 3 du courant. De là, le choix des machines électriques polyphasées à 5 phases semble être intéressant pour les applications Mild-hybrid basse tension, y compris le projet MHYGALE.

1.2.2 Comparaison (Radar) entre plusieurs catégories de structures:

Dans ce paragraphe les différentes catégories structurelles des machines électriques sont étudiées et comparées. Les structures étudiées concernent à la fois le rotor et le stator. Les critères de la comparaison comprennent : la performance de la machine, le coût, la fiabilité, et l'adéquation aux contraintes de qualité pour le cycle de vie (réparation et recyclage). On ne prendra pas en compte les structures comportant au stator deux types d'excitation (bobines et aimants).

1.2.2.1 Au niveau du stator (bobinage)

Une catégorie statorique est basée essentiellement sur le type du bobinage inséré dans les encoches du stator. Dans la suite, les configurations connues du bobinage des machines électriques sont illustrées et comparées.

- Bobinage croisé réparti

Pendant longtemps les bobinages polyphasés répartis (habituellement 3 phases) ont été largement utilisés dans l'industrie pour les machines électriques conventionnelles. Le mot réparti signifie le fait que chaque pôle statorique (c'est-à-dire l'ensemble de bobines dédiées à capter le flux d'un pôle rotorique) est réparti entre plusieurs encoches (supérieures à 2). Cette répartition bien connue dans le domaine industriel, permet de réduire les effets parasites dans la machine comme le bruit, les pertes, et l'ondulation de couple et de tension. Dans la Figure 1-7, on trouve l'illustration graphique d'un bobinage 3-phases croisé réparti, où le pôle statorique est réparti sur 4 encoches. Une photo d'un stator bobiné est également montrée comme exemple dans cette figure.

En général, le bobinage réparti comprend des bobines où chacune est installée dans deux encoches non-adjacentes, afin de couvrir un pôle rotorique entier (voir la Figure 1-7). Ce fait impose le croisement entre les différentes bobines donnant le nom bobinage croisé à ce type du bobinage.

Un compromis doit être appliqué par rapport au nombre d'encoches sur lesquelles un bobinage croisé est réparti. Car, une répartition sur un nombre élevé d'encoches, afin d'assurer la suppression des effets parasites dans la machine, réduit le couple fourni en baissant le facteur de bobinage. De plus, du point de vue des fabricants, plus le bobinage croisé est réparti et plus il est compliqué à installer, réparer, et recycler, comme on peut le voir clairement dans la Figure 1-7.



Figure 1-7 Exemple d'un bobinage croisé réparti

- Bobinage croisé concentré

Le bobinage croisé peut être également concentré (non-réparti), lorsque les bobines qui appartiennent au pôle statorique sont installées uniquement entre deux encoches non-adjacentes. Grâce à son facteur de bobinage plus élevé, ce type du bobinage permet d'obtenir des machines plus compactes avec plus de couple volumique que dans le cas du bobinage réparti. Pourtant, il y a plus d'effets nocifs qui accompagnent les machines fournies avec un tel bobinage concentré. La Figure 1-8 représente l'illustration graphique d'un bobinage 3-phases croisé concentré et une photo comme exemple de ce type du bobinage.

Cependant, le fait que chaque bobine dans la configuration du bobinage conventionnel croisé soit installée entre deux encoches non-adjacentes, conduit à deux inconvénients principaux:

- ✓ Les têtes des bobines inutiles (sauf pour reboucler le circuit), sont longues, prenant plus d'espace et ajoutant plus des pertes Joule, ce qui réduit le couple et l'efficacité volumique de la machine.
- ✓ La procédure complexe de fabrication, d'entretien, et de recyclage, car le croisement des bobines reste toujours une contrainte majeure pour de telles procédures.

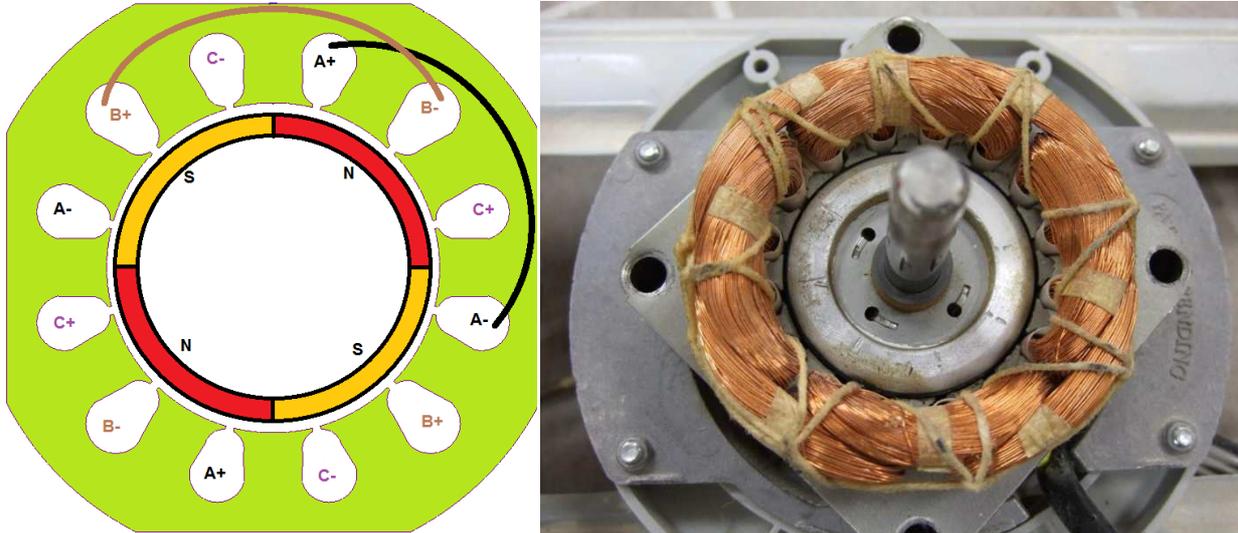


Figure 1-8 Exemple d'un bobinage croisé concentré

- Bobinage concentré autour des dents (non-croisé)

Dans le bobinage concentré autour des dents, toutes les bobines sont installées entre deux encoches adjacentes, ce qui mène vers une structure simple sans croisement. Grâce aux nombreux avantages offerts par ce type du bobinage, il a fait l'objet de beaucoup d'intérêt au cours des dernières années [29]-[30]-[31]-[8]. Un des avantages les plus remarquables dans le bobinage concentré autour des dents est le fait que les têtes des bobines sont courtes, comme le montrent les exemples dans la Figure 1-9. Cette propriété permet aux machines fournies avec tel bobinage d'obtenir :

- ✓ Un couple volumique plus élevé, grâce à la structure plus compacte ;
- ✓ Un rendement plus élevé lié aux pertes Joule moins importantes dans les têtes des bobines ;
- ✓ Un coût de fabrication moins élevé, dû à la suppression d'une quantité inutile de cuivre et une aptitude à la réparation et au recyclage plus élevée.

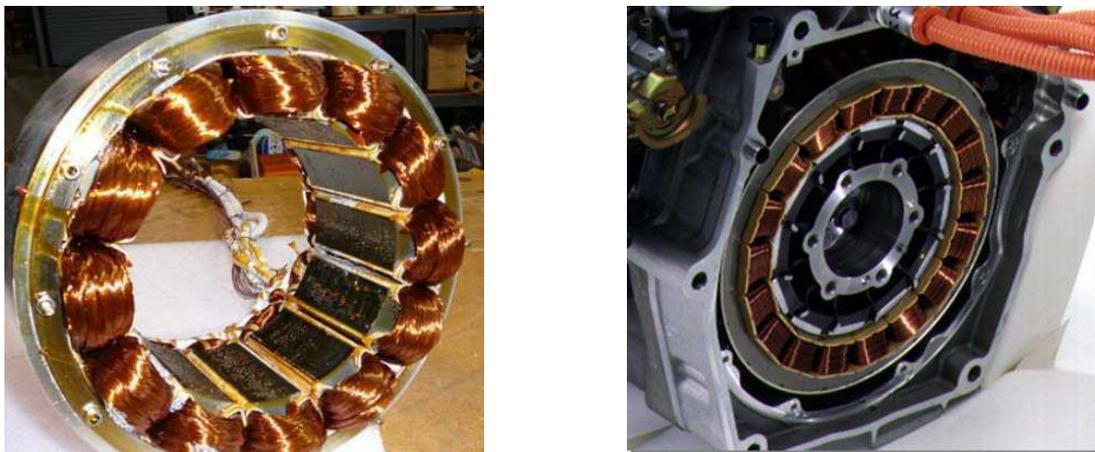


Figure 1-9 Exemples d'un bobinage concentré autour des dents (non-croisé) [32]-[source HONDA]

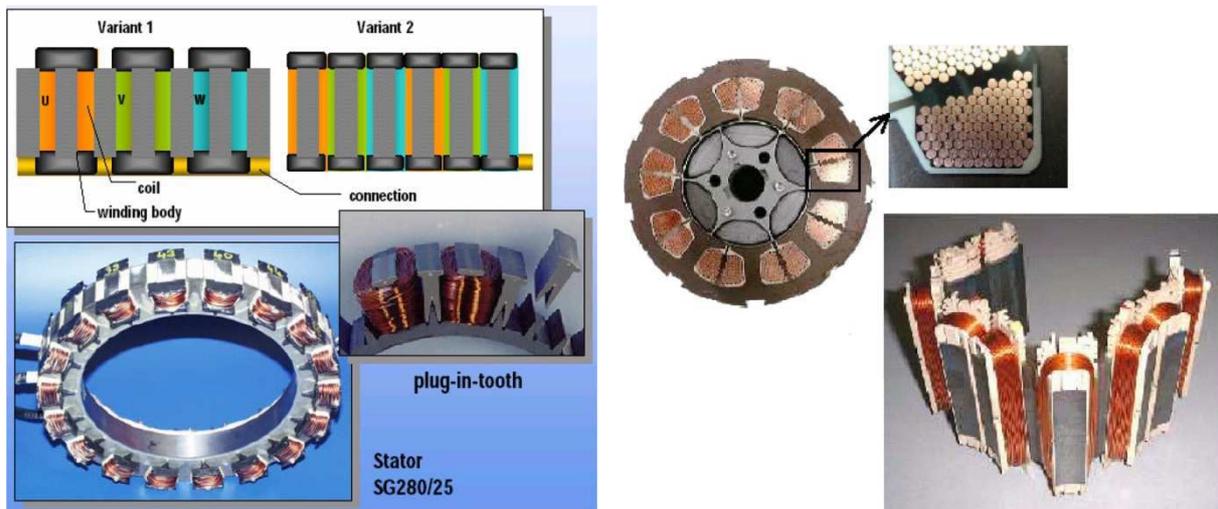
Par ailleurs, si le bobinage concentré autour des dents est associé avec une structure statorique à dents séparées, des valeurs significativement plus élevées pour le facteur de remplissage de cuivre dans l'encoche peuvent être atteintes (en comparaison avec le bobinage conventionnel) [9]-[33]. La raison est que, ces dents peuvent être bobinées avant que le stator ne soit assemblé, ce qui permet de bien remplir l'encoche en particulier si les enroulements sont pressés. L'équation suivante montre comment le facteur de remplissage peut être défini :

$$k_{rempli} = \frac{S_{cuivre}}{S_{encoche}} \quad (1-4)$$

k_{rempli} : le facteur de remplissage de cuivre dans l'encoche, S_{cuivre} : la section de cuivre dans une encoche, $S_{encoche}$: la surface totale d'une encoche

Le facteur de remplissage influence significativement la puissance volumique de la machine. En effet, contrairement aux têtes des bobines, une quantité de cuivre plus élevée dans les encoches est très utile, car elle permet de faire passer plus de courant par encoche sans augmenter la densité surfacique de courant. Par conséquent, une densité linéique plus importante peut être injectée afin de renforcer le couple sans produire des pertes supplémentaires (voir l'équation (1-1)).

Plusieurs méthodes ont été proposées afin de réaliser un stator segmenté avec un bobinage concentré autour des dents séparées. Deux techniques différentes sont illustrées dans la Figure 1-10 (a) et (b), où une valeur de 75% se trouve pour le facteur de remplissage en utilisant la technique joint-lapped stator [9].



(a) Technique plug-in dent [34] (b) Technique joint-lapped stator [9]
 Figure 1-10 Deux techniques du stator à dents séparées pour le bobinage concentré non-croisé

Enfin, le bobinage concentré autour des dents peut largement réduire la complexité de fabrication, même avec un stator non-segmenté. Cela diminue le coût et permet de réparer et entretenir facilement les machines électriques, ce qui est d'une grande importance dans le domaine automobile. Bien entendu, le bobinage concentré autour des dents peut aussi générer des contraintes de réalisation comme la nécessité pour le bobinage de supporter des rayons de courbure élevé sans dégradation des isolants lors du process de fabrication.

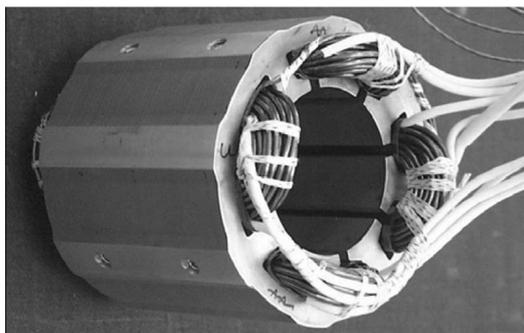
Si malgré tous ces avantages les machines avec ce type de bobinage ne se sont pas développées c'est que des machines triphasées de ce type qui seraient directement couplées au réseau électrique

présenteraient de nombreux défauts tels que bruit, vibration, déséquilibre magnétique, pertes par courants induits. De fait, c'est l'utilisation de ces machines en vitesse/couple variable avec alimentation et contrôle par des dispositifs d'électronique de puissance qui permet leur développement. En effet, par la commande certains phénomènes parasites peuvent être contrôlés par la gestion des harmoniques.

Par ailleurs, le fait que ce soient des phénomènes secondaires au sens de la fonctionnalité principale d'une machine électrique, à savoir la conversion de l'énergie, qui constituent les inconvénients avec les autres machines électriques, on comprendra qu'il ait fallu attendre la maturité des logiciels de simulation par Éléments finis tant électromagnétique, thermique que mécanique pour se permettre d'envisager ce type de machine sans avoir à aller jusqu'à la phase de prototypage coûteux pour accepter ou exclure une structure. Ces considérations sont importantes car pour les concepteurs des machines électriques intégrées dans un véhicule, les effets parasites tels que le bruit, les vibrations (dus aux forces magnétiques déséquilibrées et aux ondulations de couple), sont une source réelle de préoccupation puisque fondamental pour le client. Comme ces effets parasites peuvent être potentiellement plus importants dans les machines fournies avec un bobinage concentré autour des dents en raison du contenu supplémentaire des harmoniques [35]-[36]-[37], des études approfondies doivent être opérées. Afin de profiter des avantages nombreux offerts par le bobinage non-croisé dans les applications des véhicules hybrides, c'est le choix de combinaisons intéressantes (Encoches/Pôles) où l'impact de ces phénomènes parasites est petit qui constitue un élément clé. Cet aspect sera traité en détail dans le chapitre 2.

Enfin, deux configurations principales se trouvent pour les structures avec bobinage concentré autour des dents :

- ✓ Bobinage à simple couche : lorsqu'une seule bobine se trouve dans une encoche, ou autrement dit lorsque les dents sont bobinées en alternance (une dent sur deux), comme on peut le constater dans la Figure 1-11 (a);
- ✓ Bobinage à double couche : lorsque deux bobines différentes se trouvent dans une même encoche. Dans ce cas, toutes les dents sont bobinées comme le montre la Figure 1-11 (b).



(a) Bobinage à simple couche [38]



(b) Bobinage à double couche

Figure 1-11 Configurations principales du bobinage concerté autour des dents

Plusieurs comparaisons structurelles et fonctionnelles ont été faites entre les deux configurations précédentes de bobinage. Le résultat favorise le bobinage à simple couche du point de vue de fabrication et de la fonctionnalité. Tandis qu'un bobinage à double couche est préférable lorsqu'un niveau bas des phénomènes parasites accompagnés est indispensable. Ce fait est dû au spectre spatial de force magnétomotrice (FMM) qui est moins riche en harmoniques nocifs [33]-[39]. Pour cette raison, l'arrangement de bobinage à double couche attire plus l'attention dans le domaine automobile. Toutefois, la séparation physique entre les phases dans l'arrangement à simple couche peut être

également un point fort pour les applications en automobile, car il permet d'améliorer la tolérance aux pannes d'origine thermique.

Tableau 1-3 Comparaison grossière entre les différentes catégories de bobinage

+ : valeur élevée _ : valeur basse	Bobinage croisé réparti	Bobinage croisé concentré	Bobinage concentré autour des dents (non-croisé)	
			Bobinage à simple couche	Bobinage à double couche
Inductance mutuelle entre phases	++ croisement des bobines	++ croisement des bobines	-	+ fuite d'encoche mutuelle
Têtes des bobines	Longue	Longue	Courte	Très courte
Inductance propre	+	++	+ inductance propre de fuite élevée	- inductance propre de fuite moins élevée
Pertes dans le rotor	++ spectre spatial de FMM ne contient pas d'harmoniques nocifs	+ spectre spatial de FMM ne contient pas beaucoup d'harmoniques nocifs	-- spectre spatial de FMM potentiellement riche en harmoniques nocifs	- spectre spatial de FMM moins riche en harmoniques nocifs
Bruit	++	+	--	-
Nombre de combinaisons (Encoches/Pôles) qui peuvent accueillir le bobinage	--	--	+	++
Facilité de fabrication	--	-	++	+
Facteur de bobinage	+	++	(++)*	(+)*
Force électromotrice sinusoïdale (FEM)	++	+	-	(++)*

()* : en choisissant la bonne combinaison Encoche/Pôle

Enfin, le tableau présenté dans [33] qui compare les arrangements de bobinage non-croisé à simple couche et à double couche, est élargi afin d'obtenir dans le Tableau 1-3 une comparaison grossière entre toutes les catégories de bobinage décrites ci-dessus.

1.2.2.2 Au niveau du rotor

Le rotor est le composant qui impose le mode de fonctionnement d'une machine électrique. Si le rotor est passif (ne produit pas son propre champ magnétique), une machine asynchrone ou à réluctance variable se concrétise en fonction de la structure rotorique. Par contre, un rotor actif qui produit son propre champ magnétique donne une machine synchrone. En outre, en cas de rotor actif, la fonctionnalité de la machine sera largement influencée par deux facteurs :

- ✓ L'origine du champ rotorique (aimants permanents, bobines).
- ✓ La topologie du rotor

Dans la suite, différents types et topologies rotoriques seront examinées avec leur impact sur la performance de la machine:

- **Rotor passif**

Les deux genres des machines électriques liés à ce type de rotor sont asynchrone (MAS) et à réluctance variable (MRV). La simplicité de la structure rotorique représente l'avantage majeur de ces machines car cette simplicité avec l'absence des composants actifs de type aimants permanents ou fils de cuivre :

- ✓ réduit le coût et facilite la procédure de fabrication, l'entretien et le recyclage ;
- ✓ enlève les contraintes imposées sur la température du rotor, parce que les aimants et l'isolant de bobinage sont généralement sensibles à la chaleur ;
- ✓ enlève la limite imposée sur la vitesse maximale du rotor, parce qu'il ne contient pas des composants qui risquent d'être centrifugés (aimants, enroulements de cuivre).

Malgré ces avantages appréciables au niveau de rotor, les machines asynchrone ou à réluctance variable n'ont pas une puissance volumique suffisante pour les applications Mild-Hybrid du fait du manque de place sous le capot. La Figure 1-12 illustre les deux effets opposés d'une structure simple du rotor sur le coût et la commande, et présente ensuite les applications adaptées. Dans cette figure la machine à courant continu (MCC) représente la structure rotorique la plus complexe car elle contient en plus des composants actifs (bobinage) un système pour alterner le courant (collecteurs+bagues). Il ne faudrait pas oublier, en cas de choix d'une structure à rotor passif, d'examiner l'impact sur le dimensionnement (et le cout) des interrupteurs de puissance, de la nécessité de magnétiser la machine en injectant des courants statoriques.

- **Rotor actif**

Comme le mode de fonctionnement synchrone est lié à ce type de rotor, les machines à courant continu et les machines synchrones se trouvent dans cette catégorie de rotor. Plusieurs inconvénients accompagnent les machines à courant continu à cause de la complexité du rotor (le coût élevé, le rendement faible, le besoin d'entretenir...).

Par contre, les machines synchrones et plus particulièrement les machines à aimants permanents (MSAP) ont attiré beaucoup d'attention dans l'industrie des véhicules hybrides. La raison est leur puissance volumique élevée en comparaison aux autres genres des machines. Cet avantage majeur est lié essentiellement à l'utilisation des aimants puissants à base de terres rares dans le rotor. Cependant, deux inconvénients apparaissent lorsque ces machines sont utilisées:

- ✓ Un coût élevé des aimants permanents de terres rares qui après avoir baissé pendant de nombreuses années a cru très rapidement ces deux dernières années;
- ✓ Une difficulté à monter en grande vitesse lorsqu'une tension limitée et un couple volumique fort sont exigés. En effet, un couple volumique élevé impose un champ magnétique plus fort ce qui augmente le courant nécessaire pour la procédure de défluxage.

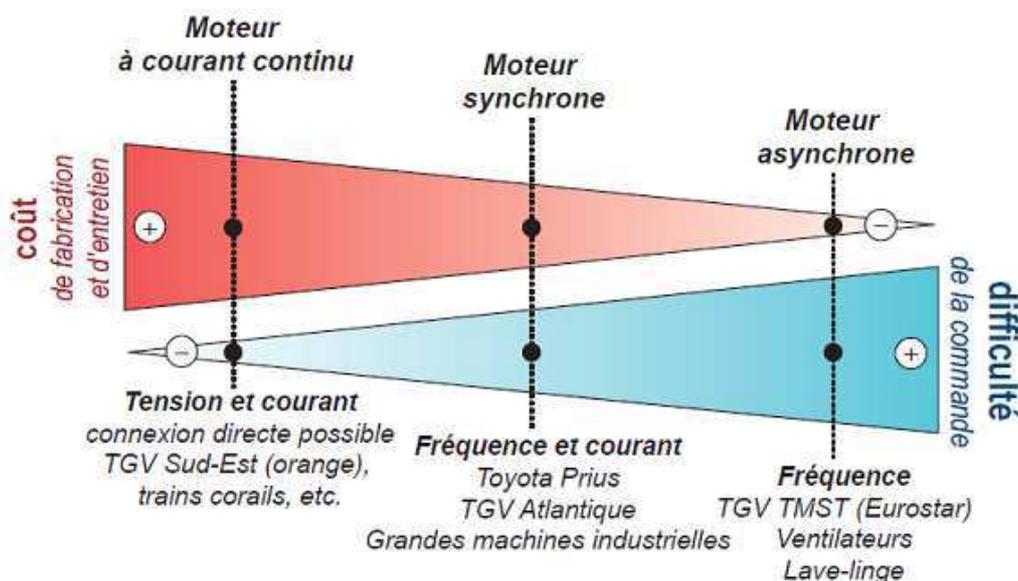


Figure 1-12 Impact de la simplicité de la structure rotorique sur le coût et la difficulté de la commande [40]

Dans les machines synchrones à aimants permanents, la problématique de défluxage et la limite de vitesse dépendent de la structure magnétique. Dans les machines synchrones à rotor bobiné (MSRB), le contrôle de courant rotorique ajoute un degré de liberté ce qui facilite la procédure de défluxage avec par contre, un couple volumique plus faible. Afin d'avoir une plage de vitesse satisfaisante, la solution à aimants permanents impose une contrainte liée au choix de la structure magnétique et plus particulièrement la topologie du rotor, comme le montre la suite de ce paragraphe. Enfin, le Tableau 1-4 résume les points forts et faibles des différents genres de machines électriques dédiées aux applications hybrides.

- **Topologie de rotor à aimants permanents**

Il existe de nombreuses configurations pour l'installation des aimants sur ou dans le rotor, comme le montre la Figure 1-13. Ces configurations peuvent être divisées en deux topologies principales :

- ✓ Rotor à aimants surfaciques (SPM)

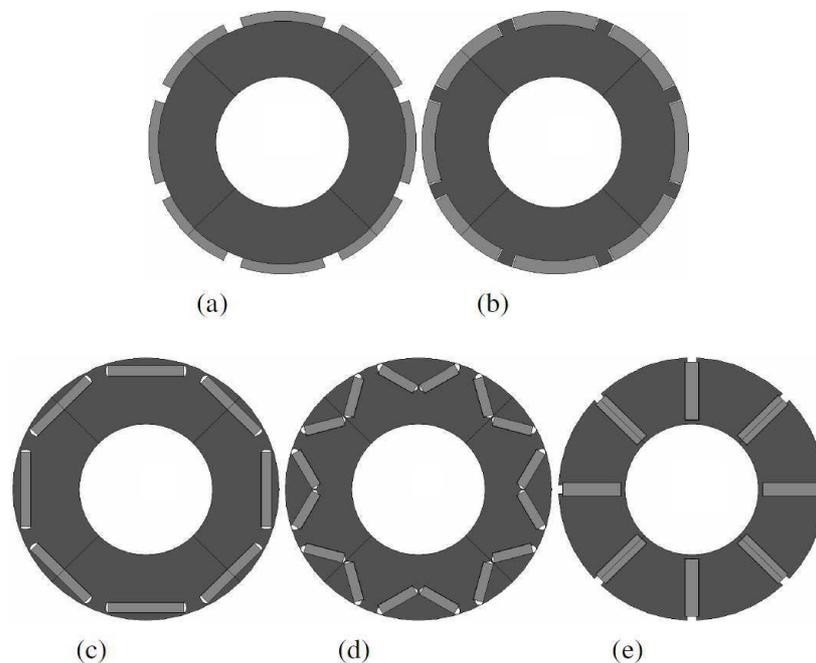
En comparaison avec les autres topologies, le rotor à aimants surfacique est largement utilisé du fait de : sa structure simple, facile à fabriquer, et des méthodologies de conception rapides et bien maîtrisées [43]. De plus, l'absence de saillance magnétique et l'effet réduit des dents minimise l'oscillation de couple et facilite grandement la commande.

L'inconvénient principal de cette topologie est sa structure magnétique inadéquate pour atteindre un défluxage efficace. Autrement dit, la région de fonctionnement de la machine en puissance constante est largement limitée avec une topologie à aimants surfaciques [43]-[44].

En outre, en grande vitesse, certains dangers liés au fait que les aimants soient fixés sur la surface de rotor (habituellement avec une colle) se produisent, comme une faible robustesse mécanique de la machine et un risque élevé de démagnétiser les aimants en cas d'une grande exigence de défluxage, les aimants en surface n'étant pas magnétiquement protégés par le fer.

Tableau 1-4 Comparaison des machines électriques selon les contraintes d'utilisation dans les véhicules hybrides [41]

Critère	MCC	MAS	MSRB	MSAP	MRV
Couple	+	-	-	++	+
Rendement	-	-	+/-	++	+
Possibilité de vitesse élevée	-	+/-	-	+/-	+
Facilité du refroidissement	-	-	+/-	+	+
Facilité du défluxage	+	+	+	+/-	+/-
Robustesse	-	+	-	+	+
Coût	+	+	-	-	+



(a) Surfaciques, (b) insérés surfaciques, (c) enterrés tangentiellement, (d) enterrés V, (e) enterrés radialement

Figure 1-13 Topologies connues du rotor à aimants dans les machines électriques [42]

✓ Rotor à aimants enterrés (IPM)

Dans ce cas, les aimants sont enterrés dans le rotor et ainsi donc bien protégés mécaniquement et magnétiquement. Cette topologie est utilisée de plus en plus dans les nouveaux véhicules hybrides grâce à ses avantages bien connus [45]-[46].

Le fait de placer les aimants à l'intérieur du rotor permet d'utiliser des aimants de forme rectangulaire simple, au lieu de la forme courbée qui est difficile et coûteuse à fabriquer, sans oublier le coût de colle ou d'autres techniques de fixation qui ne sont plus nécessaires en cas de IPM. En outre, certaines configurations des aimants enterrés (radialement et V) permettent de renforcer le champ magnétique dans l'entrefer en profitant de l'effet de concentration du flux. Cela booste le

couple volumique de la machine du fait d'un effet concentration de flux sans que les dimensions du rotor ne soient augmentées.

En général, les machines fournies avec une topologie d'aimants enterrés montrent une aptitude plus importante à fonctionner en puissance constante sur une plage large de vitesse. Cette qualité qui est bien appréciée dans le domaine automobile doit son origine à deux facteurs :

- premier est la saillance magnétique résultante de la configuration des aimants enterrés, où une différence entre la réluctance de l'axe d et de l'axe q se produit, car un chemin de flux dans le rotor sans traverser les aimants est créé. La Figure 1-14 illustre l'origine de saillance dans les machines à aimants enterrés. L'effet de saillance permet d'avoir un couple supplémentaire (couple de réluctance) qui s'ajoute au couple électromagnétique (lié aux aimants) afin d'améliorer la plage de fonctionnement de la machine.

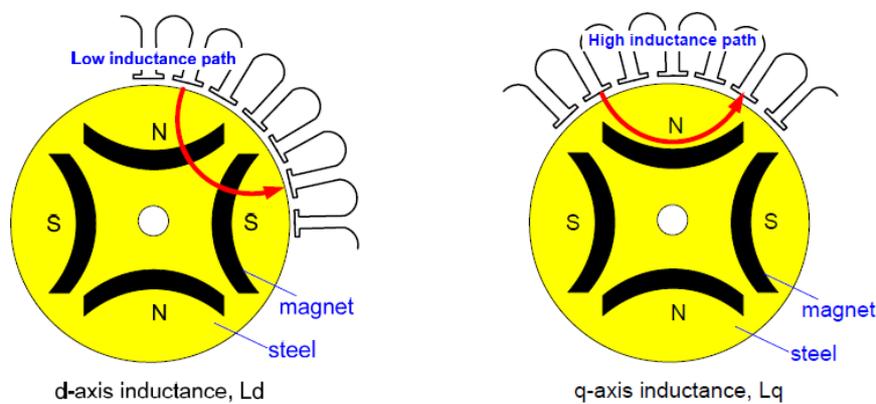


Figure 1-14 Saillance magnétique dans les machines à aimants enterrés ($L_d < L_q$)

- Le deuxième facteur est la concentration de la densité du flux magnétique qui assure un champ puissant dans l'entrefer sans augmenter l'épaisseur des aimants. Cela permet de garder une valeur relativement élevée pour l'inductance de l'axe d , ce qui influence positivement la plage de fonctionnement en grande vitesse, en baissant le courant nécessaire pour un défluxage efficace. Ce fait sera étudié plus profondément dans le chapitre 3.

Néanmoins, l'enterrement des aimants dans le rotor génère une somme de fuite magnétique aux deux bords de chaque pôle, comme le montre la Figure 1-15. Ainsi, un volume d'aimants plus important est nécessaire afin de compenser cette fuite inévitable.

Pour conclure, la topologie de rotor à aimant enterrés est la solution la plus convenable pour les applications Mild-hybrid où une machine compacte qui fournit une plage large de fonctionnement en puissance constante est indispensable. Cependant, les avantages offerts par la topologie du rotor à aimants enterrés dépendent de la configuration d'aimants dans le rotor. Autrement dit, certaines configurations d'aimants enterrés peuvent être plus adaptées aux solutions Mild-Hybrid que d'autres, en particulier lorsqu'une structure statorique polyphasée à bobinage concentré non-croisé est choisie. Cet aspect sera traité en détail dans le chapitre 3.

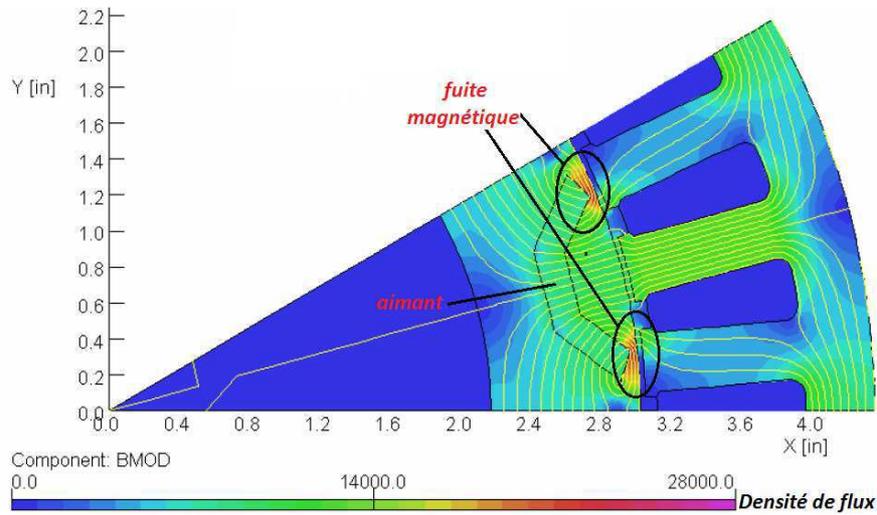


Figure 1-15 Exemple de fuite magnétique dans une machine à aimants enterrés

1.3 Eléments théoriques sur les bobinages à pas fractionnaire

Généralement la fonction classique d'un bobinage pour machine triphasée est la création d'un champ tournant de forme sinusoïdale et d'amplitude élevée. Les bobines bien distribuées dans les encoches sont habituellement la solution la plus simple pour obtenir une force magnétomotrice sinusoïdale afin de réduire les effets parasites (comme des pertes dans le rotor) dus à la présence d'harmoniques d'espace induits par les courants statoriques. De plus, cette distribution permet aussi de filtrer le champ créé par le rotor et de générer ainsi une force électromotrice sinusoïdale permettant d'assurer la qualité de couple dans le cadre d'une alimentation sinusoïdale en courant. Pour conserver un facteur de bobinage élevé ce type de bobines distribuées est en général réalisé avec un pas égal ou proche du pas diamétral pour lequel, on le rappelle, l'ouverture de chaque spire est égale à l'ouverture d'un pôle rotorique.

En cas de bobinage à pas fractionnaire, il apparaîtra que les angles d'ouverture d'une spire et d'un pôle rotorique ne sont plus égaux. Ce degré de liberté supplémentaire par rapport aux distributions classiques des bobines permet d'augmenter la sélectivité du filtre de bobinage pour améliorer la qualité de couple et de force électromotrice. Malheureusement, les différentes ouvertures entraînent également une diminution de l'amplitude du facteur de bobinage associé au premier harmonique spatial (fondamental). L'effet est une réduction du couple moyen à courant donné par comparaison au cas d'une distribution classique. Par ailleurs, cet avantage obtenu au niveau de la force électromotrice et de la qualité de couple, peut devenir un inconvénient pour les pertes rotoriques au niveau de la force magnétomotrice qui n'est plus sinusoïdale, comme il est expliqué dans 2.2.2.

Du point de vue des fabricants, les structures avec bobinage concentré autour des dents sont suffisamment efficaces et attirantes concernant notamment les procédés de fabrication pour être à l'origine de nombreuses recherches concernant le choix de certaines topologies où les phénomènes parasites seront réduits.

1.3.1 Définition

Si le nombre d'encoches par pôle et par phase n'est pas entier, le bobinage construit sur cette combinaison Encoches/Pôles s'appelle bobinage à pas fractionnaire [3].

$$q = \frac{Q_s}{2 \times p \times m} = \frac{z}{n} \quad (1-5)$$

q : nombre d'encoches par pôle et par phase ; Q_s : nombre d'encoches ; p : nombre de paires de pôles ; m : nombre de phases ; z, n : les plus petits entiers possibles.

Dans les machines classiques bobinées à pas diamétral, plus les bobines sont distribuées, plus les harmoniques parasites dans les forces électro et magnétomotrice sont supprimés, ce qui impose une valeur entière élevée de q et donc au final un nombre élevé d'encoches. Cette condition (q valeur entière) n'est pas nécessaire dans le cas de bobinage à pas fractionnaire. Par conséquent, si le nombre d'encoches est prédéterminé (pour raisons techniques), la plage de choix de nombre de pôles est plus large dans le cas de bobinage à pas fractionnaire.

1.3.2 Classification et terminologie de bobinage

Les catégories de bobinages classifiées dans 1.2.2.1 selon des critères liés à la fabrication des bobinages (notamment la complexité des têtes de bobines : bobinages croisés ou bobinages concentrés autour des dents) peuvent être retréées suivant le critère du nombre d'encoche par pôle et par phase q .

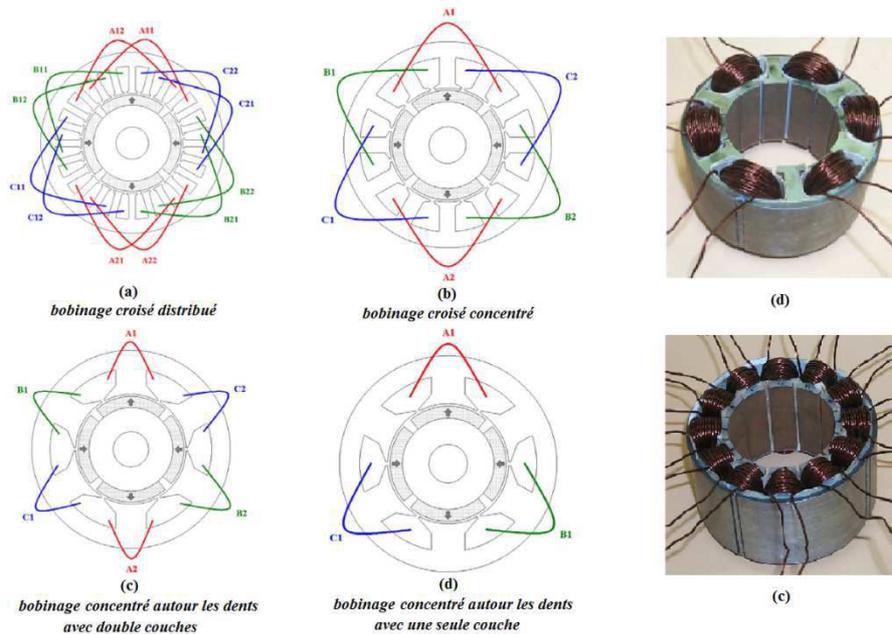


Figure. 1-16 Classification de bobinages suivant leur disposition [47]-[33]

- Pour les Bobinages dits croisés, qu'ils soient concentré ou distribué : chaque bobine est installée dans deux encoches non-adjacentes (Figure. 1-16 (a), (b)). Il est donc aisé d'allonger le pas de bobine afin de le rendre égal au pas de pôle rotorique. Dans ce cas, il est donc possible de travailler avec q entier. Ce qui justifie pourquoi les machines classiques à pas diamétral (q valeur entière) sont généralement de type bobinage croisé.
- Pour les bobinages concentrés autour des dents : chaque bobine est alors installée dans deux encoches adjacentes (Figure. 1-16 (c), (d)) ce qui réduit radicalement le pas de bobine. Ainsi, un arrangement efficace de bobinage concentré autour des dents (où l'ouverture d'une spire n'est pas très inférieur à l'ouverture d'un pôle rotorique) impose une structure à pas fractionnaire avec $q < 1$. Le bobinage concentré autour des dents est donc un bobinage à pas fractionnaire.

Enfin, il n'y pas de relation directe entre q et le critère du nombre de couches électriques (Figure. 1-16 (c), (d)). Par contre, certaines combinaisons doivent être réalisées avec double couche électrique

car une simple couche ne les rend pas symétriques, comme il est montré dans 2.1.4. Généralement, même si la structure à simple couche est symétrique, les bobinages à double couche sont préférés grâce à leur fonctionnalité moins influencée par les phénomènes parasites associés, comme il est montré plus tard dans le chapitre 2.

1.3.3 Paramètres structurels

Une structure de bobinage à pas fractionnaire peut être caractérisée par quelques paramètres essentiels. Contrairement au bobinage à pas entier, la périodicité spatiale t de la combinaison Encoches/Pôles dans le cas du bobinage à pas fractionnaire, n'est pas toujours égale au nombre de paires de pôles p . La Figure. 1-17 montre comment dans le bobinage à pas diamétral, chaque pôle rotorique voit exactement le même motif d'encoches statoriques, ce qui n'est pas le cas dans le bobinage à pas fractionnaire où il faut traverser une distance correspondant à un certain nombre de pôles avant de revenir sur la même position relative entre les encoches et le champ magnétique créé par le rotor.

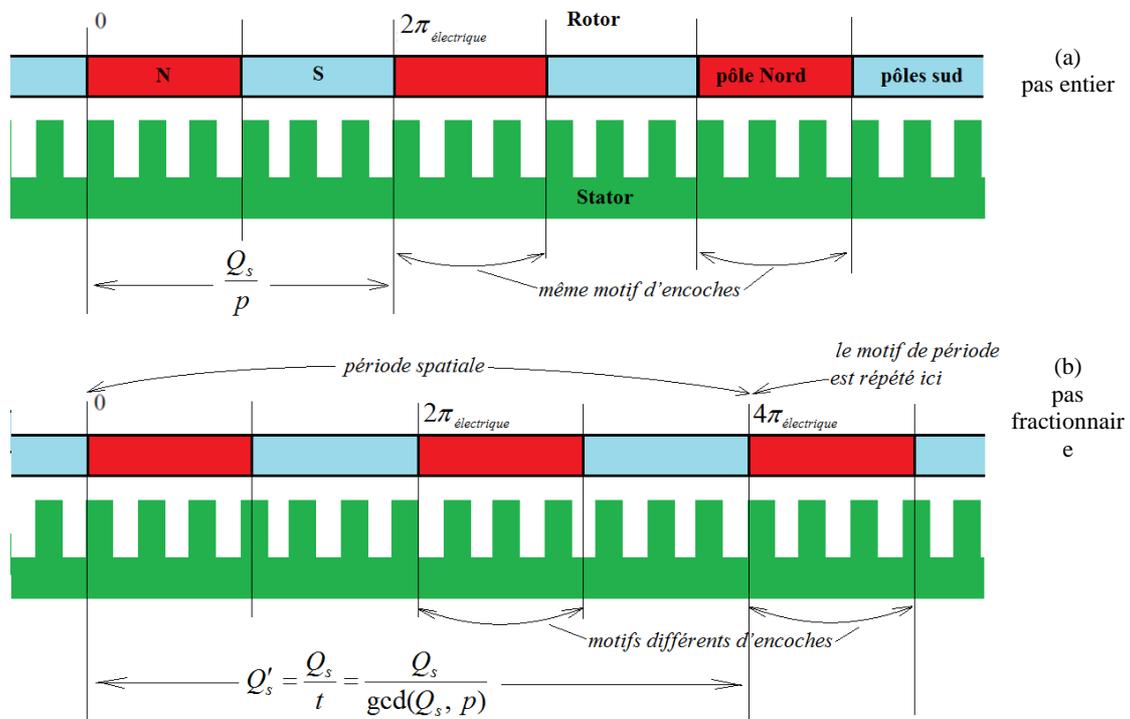


Figure. 1-17 Différence structurelle au niveau d'encoches et de pôles entre le cas du bobinage à pas fractionnaire et entier

Cette périodicité spatiale t différente de p dans les machines bobinées à pas fractionnaire peut être calculée en utilisant l'équation (1-6) [3].

$$t = \text{gcd}(Q_s, p) \quad (1-6)$$

A cette périodicité spatiale on peut associer un autre paramètre structurel plus concret intéressant pour la construction du bobinage : le nombre réduit d'encoches Q'_s qui est le nombre d'encoches qu'il faut parcourir avant de revenir à la même situation spatiale relative encoche-pôle [48]-[49].

$$Q'_s = \frac{Q_s}{t} = \frac{Q_s}{\text{gcd}(Q_s, p)} \quad (1-7)$$

La mise en évidence de deux fréquences spatiales t et p au lieu d'une seule permet de comprendre que, pour un bobinage fractionnaire, la connaissance de la configuration spatiale du bobinage sous une paire de pôles ne suffit pas à en déduire les tensions induites aux bornes d'une phase. La synthèse d'un bobinage à pas fractionnaire est donc de ce fait plus complexe. Il est alors important d'utiliser des outils graphiques permettant d'avoir une vue synthétique. Nous avons choisi d'utiliser un outil graphique qui s'appelle le diagramme vectoriel de tension [50]-[3]-[49]-[51]-[52]-[53]-[54] afin de visualiser la contribution des conducteurs de chaque encoche à la tension totale induite dans une phase (la force électromotrice FEM). L'idée de cet outil est d'associer à chaque encoche un vecteur (numéroté) dont la direction est liée à la position angulaire de l'encoche dans la machine. Cette association se base sur la constatation que les grandeurs tension obtenues pour une phase sont les sommes de tensions obtenues aux bornes de chaque conducteur d'encoche. Or à chaque instant ces tensions sont déphasées d'un angle lié au déphasage spatial entre les encoches au sein desquelles ils sont insérés. Pour maximiser la force électromotrice (FEM) qui pourra être obtenue il est intéressant d'avoir visuellement une représentation de ces déphasages. Il sera ainsi optimum par exemple pour obtenir une amplitude maximale de connecter entre eux les conducteurs d'encoche dont les vecteurs se situent sur une même direction et sens. Etant donné que l'on s'intéresse à des grandeurs électriques, la direction des vecteurs associés aux encoches n'est pas représentée par l'angle mécanique mais l'angle électrique. On construit alors un diagramme vectoriel (exemple en Figure. 1-18) à partir uniquement de la connaissance d'un angle α_u , qualifié d'angle de déphasage électrique entre deux encoches adjacentes, défini par :

$$\alpha_u = \frac{2\pi}{Q_s} \times p \tag{1-8}$$

Pour construire le diagramme, on place arbitrairement la position angulaire du vecteur associé à l'encoche n°1, puis on incrémente de α_u (48° sur la Figure. 1-18) pour placer le vecteur associé à l'encoche n°2 et ainsi de suite. Lorsque les vecteurs associés à deux encoches différentes se situent à la même position angulaire, on superpose les deux vecteurs. Par exemple dans la Figure. 1-18 le premier vecteur de ce cas est celui associé à l'encoche 16 se situant au même endroit que celui de l'encoche 1.

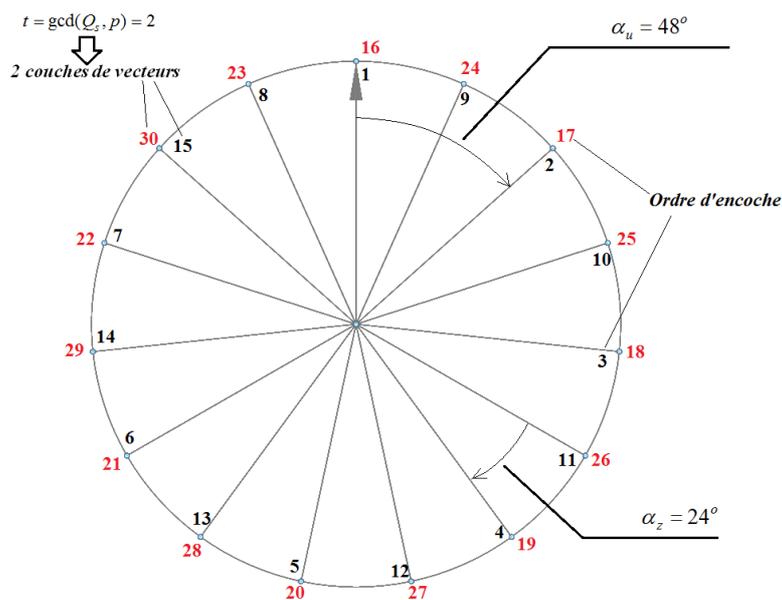


Figure. 1-18 Diagramme vectoriel de tension pour un bobinage 3-phases à pas fractionnaire (30 encoches/8 pôles)

Ce diagramme fait apparaître graphiquement plusieurs paramètres structurels du bobinage. L'angle α_z est le premier paramètre à être distingué dans la Figure. 1-18. Il correspond à l'angle entre deux vecteurs adjacents et peut être obtenu également en considérant la périodicité spatiale introduite par l'équation (1-6).

$$\alpha_z = \frac{2\pi}{Q_s'} = \frac{2\pi}{Q_s/t} = \frac{2\pi}{Q_s} \times t \quad (1-9)$$

De plus, la périodicité spatiale ($t=gcd(30,4)=2$) est l'autre paramètre structurel qui est représenté dans le diagramme par le nombre de couches des vecteurs superposés. La deuxième couche des vecteurs (rouges) commence au 16^{ème} encoche, c'est à dire lorsque la première période spatiale Q_s' est finie. Plus les vecteurs sont superposés (t élevée) moins l'espace électrique est divisée (α_z élevé), ce qui a deux effets contradictoires : négatif pour la quantité et la qualité de couple et positif au niveau des effets parasites accompagnés, comme il est montré plus tard dans le chapitre 2.

Ainsi, dans la Figure. 1-18, lorsqu'on arrive à la 9^{ème} encoche, un tour électrique complet a été opéré sans pour autant être revenu à la même position angulaire électrique initiale de la première encoche. Par conséquent, dans l'espace électrique, une sous-division plus petite que la division imposée par les encoches est créée. Cette sous-division représentée par l'angle α_z peut avoir un effet remarquable sur la maximisation du facteur de bobinage et de la qualité de couple (expliqué dans 2.2.1).

On constate donc que le diagramme vectoriel, outil graphique d'analyse, contient en lui-même tous les paramètres structurels nécessaires à caractériser un bobinage à pas fractionnaire (et donc aussi à pas entier). Son usage essentiel ne sera pas seulement de générer des pistes pour de nouveaux bobinages mais aussi de pouvoir comparer rapidement des bobinages entre eux tant pour l'obtention de bons facteurs de bobinage (maximiser certains harmoniques) que pour la fonctionnalité de filtre spatial (minimiser certains harmoniques) qui est associée à tout bobinage.

Finalement, un exemple du diagramme vectoriel pour une combinaison Encoches/Pôles à pas diamétral est tracé dans l'Annexe 5.2, afin de bien montrer la différence par rapport au cas fractionnaire.

1.3.4 Conditions de faisabilité et de symétrie

Le fait de s'autoriser l'utilisation d'un bobinage à pas fractionnaire a élargi l'étendue de choix des combinaisons Encoches/Pôles en enlevant la contrainte sur la valeur entière de q . Mais parmi les combinaisons à pas fractionnaire, seulement certaines configurations sont faisables. Autrement dit, il faut que le bobinage de cette combinaison soit faisable et contienne des bobines symétriques pour créer un champ magnétique tournant en utilisant l'alimentation classique par des courants identiques déphasés régulièrement entre eux.

La faisabilité d'un bobinage impose que, chaque phase soit composée d'un nombre entier de bobines où 2 encoches sont nécessaires pour installer chaque bobine (en cas de double couche de bobinage seulement une simple encoche est nécessaire car chaque encoche est partagée par deux bobines). De cette constatation, on peut en déduire la condition de faisabilité.

$$\frac{Q_s}{2 \times m} \in N \text{ (Bobinage simple couche)}, \frac{Q_s}{m} \in N \text{ (Bobinage double couche)} \quad (1-10)$$

La condition de symétrie est liée au fait que les phases sont spatialement consécutives. Cela veut dire que le déphasage électrique α_{ph} entre deux phases doit être égal à un multiple entier de l'angle α_z .

$$\frac{\alpha_{ph}}{\alpha_z} \in N \quad \text{soit encore} \quad \frac{\alpha_{ph}}{\alpha_z} = \frac{Q_s}{m \times t} \in N \quad (1-11)$$

Les deux conditions précédentes pour un bobinage à pas fractionnaire peuvent être réécrites en utilisant les équations (1-5), (1-10) et (1-11) [3]:

$$\frac{P}{n} \in N \text{ (une simple couche de bobinage), } \frac{2 \times P}{n} \in N \text{ (Double couche de bobinage) et } \frac{n}{m} \notin N \quad (1-12)$$

En regardant l'équation (1-10) on peut constater que toutes les combinaisons où le bobinage est faisable en simple couche est aussi faisable en double couche. Tandis que, l'inverse n'est pas vrai. C'est pourquoi les configurations faisables en double couche sont plus nombreuses.

1.3.5 Facteurs de bobinage et machines polyphasées

Une topologie de bobinage peut être considérée comme un filtre du champ rotorique. Cela nous permet de considérer les facteurs de bobinage pour les différents harmoniques comme un spectre spatial de la topologie étudiée. La sélectivité de ce spectre déterminera de la quantité et de la qualité du couple généré.

Usuellement pour une machine triphasée couplée en étoile ou triangle, il faudrait idéalement un facteur de bobinage égal à 1 pour le premier harmonique et un facteur de bobinage nul pour les autres harmoniques. Cela permet en effet en considérant la machine diphasée équivalente d'avoir une force électromotrice sinusoïdale. L'obtention d'un couple constant s'obtient alors facilement par imposition également de courants sinusoïdaux. Dans le cas d'une machine polyphasée cette règle simple peut se généraliser (expliqué dans 2.2.1). Ainsi une machine à 7 phases couplée en étoile est équivalente à un ensemble de trois machines diphasées, qualifiée de « fictives », fournissant chacune une fraction du couple total [55]-[56]-[57]. Or chaque machine fictive est associée à une famille d'harmoniques. La généralisation du cas triphasé consiste à imposer que chaque machine diphasée ne comporte qu'un seul harmonique de force électromotrice. Par conséquent, si on cherche à exploiter chaque machine fictive pour fournir du couple il faut que le facteur de bobinage associé au premier harmonique de cette machine fictive soit égal à 1 et les autres égaux à zéro. Ainsi pour une machine à 5 phases, ce sont les facteurs de bobinage liés aux harmoniques de rang 1 (associé à la machine diphasée fictive 1) et de rang 3 (associé à la machine diphasée fictive 2) qui devraient être égaux à 1. Pour une machine à 7 phases ce sont les harmoniques 1, 3 et 5.

Afin d'être capable de réaliser cette synthèse optimale de plusieurs facteurs de bobinages simultanément, il est nécessaire de reprendre puis de développer la notion de facteur de bobinage.

Habituellement, le facteur de bobinage ξ est considéré comme le résultat de la multiplication de trois facteurs différents [58]-[3].

$$\xi = \xi_d \cdot \xi_p \cdot \xi_{sq} \quad (1-13)$$

ξ_d : facteur de distribution, ξ_p : facteur de pas de bobine (Pitch), ξ_{sq} : facteur d'inclinaison (Skew).

Le facteur ξ_{sq} est lié à la structure magnétique rotor-stator qui peut être inclinée pour améliorer la forme de FEM et pour réduire le couple de détente. Les deux coefficients restants représentent un seul facteur lié au bobinage ($\xi_w = \xi_d \times \xi_p$). Dans les bobinages classiques à pas entier, il n'y a que ξ_d qui intervient à cause de la distribution de bobines, alors que ξ_p est égal à 1 grâce aux pas angulaires identiques d'un pôle et d'une bobine. Par contre, en cas de bobinage à pas fractionnaire, les deux coefficients (ξ_d et ξ_p) déterminent ensemble le facteur final ξ_w . En utilisant le diagramme vectoriel de tension, le facteur ξ_w peut être calculé directement.

On peut écrire une relation générale pour déduire le facteur de bobinage (qui correspond à l'harmonique ν) à partir d'un diagramme vectoriel de tension [3]:

$$(\xi_w)_\nu = \frac{\sin(\nu \cdot \frac{\pi}{2})}{Z} \sum_{\rho=1}^Z \cos(\alpha_\rho) \quad (1-14)$$

Dans cette équation, z est le nombre total de vecteurs dans le diagramme qui représentent les enroulements positifs et négatifs d'une seule phase, ρ est le nombre ordinal de chaque vecteur (qui représente l'encoche numéro ρ), ν est le nombre ordinal d'harmonique examiné, et le coefficient $\sin(\nu \cdot \pi/2)$ n'influence que le signe du facteur suivant l'harmonique. L'angle α_ρ peut être récupéré du diagramme vectoriel de tension tracé pour l'harmonique spécifique ν . En effet, α_ρ est l'angle entre le vecteur individuel d'ordre ρ et l'axe de symétrie du groupe de z vecteurs qui représentent une seule phase.

Les encoches dans un diagramme vectoriel tracé pour l'harmonique ν sont représentées dans l'espace de déphasage électrique qui correspond à la fréquence $\nu \times p$, comme si le nombre de pôles devenait $\nu \times p$. Par conséquent, les équations (1-6), (1-8), et (1-9) restent correctes en remplaçant p par $\nu \times p$. Un exemple de topologie de bobinage concentré pour une machine 5-phases (15 Encoches/ 14 Pôles) est illustré dans la Figure. 1-19 (a).

L'équation (1-6) donne les fréquences spatiales de cette combinaison ($t_{\nu=1} = 1, t_{\nu=3} = 3$) et les angles (α_z, α_u) sont calculés en utilisant les équations (1-8) et (1-9). Le diagramme vectoriel de tension est tracé pour l'harmonique fondamental et le troisième harmonique, puis les vecteurs qui correspondent aux encoches où se trouvent les enroulements de phase A, sont marqués en rouge comme on peut voir dans la Figure. 1-19 (b), (c).

Grâce à la topologie avec double couche présentée dans la Figure. 1-19 (a), deux enroulements venant de bobines différentes mais d'une même phase, peuvent être installés dans une simple encoche, ce qui justifie l'existence de deux vecteurs superposés (+A+A ou -A -A) en représentant la même encoche dans la Figure. 1-19 (b), (c).

En observant le diagramme vectoriel fondamental, on comprend que cette topologie de bobines est faite pour minimiser le déphasage électrique entre les vecteurs de phase A et par conséquent maximiser le facteur de bobinage. De plus, l'inversion des vecteurs négatifs a mené vers une sous-division encore plus fine dans l'espace électrique ($\alpha_z/2 = 12^\circ$).

Dans le diagramme tracé pour le troisième harmonique, trois couches de vecteurs superposés liées à la périodicité spatiale ($\text{gcd}(15, 3 \times 7) = 3$) peuvent être remarquées. Ainsi, l'espace de déphasage électrique est largement moins divisé ($\alpha_z/2 = 36^\circ$) ce qui fait baisser le facteur de bobinage pour le troisième harmonique.

En appliquant l'équation (1-14) sur le diagramme vectoriel fondamental, on trouve pour la topologie examinée, le facteur de bobinage suivant:

$$(\xi_w)_1 = \frac{1}{6} \times [\cos(\alpha_1) + 2 \times \cos(\alpha_2) + 2 \times \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_1)] = \frac{1}{3} \times [\cos(\alpha_1) + 2 \times \cos(\alpha_2)]$$

$$(\xi_w)_1 = \frac{1}{3} \times \left[\cos\left(\frac{3}{2} \times \frac{\alpha_z}{2}\right) + 2 \times \cos\left(\frac{1}{2} \times \frac{\alpha_z}{2}\right) \right] = 0.98$$

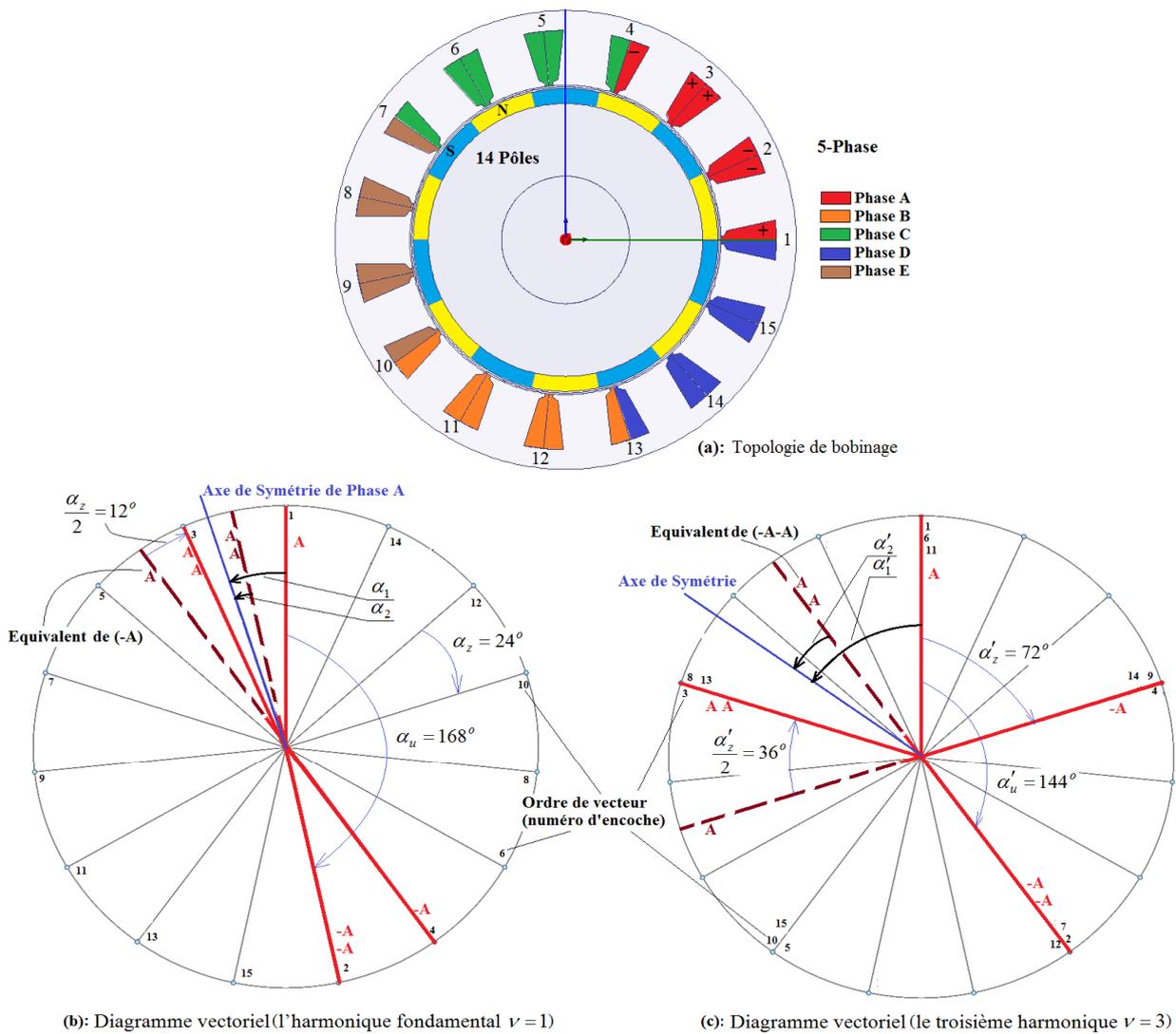


Figure. 1-19 Calcul des facteurs de bobinage pour la combinaison 15 Encoches/14 Pôles avec bobines concentrées

De la même façon, le facteur de bobinage pour le troisième harmonique peut être calculé en utilisant le diagramme vectoriel correspondant.

$$(\xi_w)_3 = \frac{1}{3} \times [\cos(\alpha'_1) + 2 \times \cos(\alpha'_2)] = \frac{1}{3} \times \left[\cos\left(\frac{3}{2} \times \frac{\alpha'_z}{2}\right) + 2 \times \cos\left(\frac{1}{2} \times \frac{\alpha'_z}{2}\right) \right]$$

$$(\alpha'_1 = 3 \times \alpha_1 \text{ et } \alpha'_2 = 3 \times \alpha_2) \Rightarrow (\xi_w)_3 = \frac{1}{3} \times [\cos(3 \times \alpha_1) + 2 \times \cos(3 \times \alpha_2)] = 0.83$$

Dans le diagramme tracé pour le troisième harmonique, le déphasage entre tous les vecteurs est multiplié par 3. Par conséquent, l'arrangement des vecteurs d'une phase dans ce diagramme ressemble au diagramme fondamental mais avec des angles entre eux qui sont multipliés par 3. Ce résultat nous permet de généraliser le dernier calcul de $(\xi_w)_3$.

$$(\xi_w)_1 = f(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots) \Rightarrow (\xi_w)_v = f(v \times \alpha_1, v \times \alpha_2, v \times \alpha_3, \dots) \quad (1-15)$$

La méthode exposée dans ce paragraphe, sera adoptée pour calculer les facteurs de bobinage qui correspondent aux harmoniques différents, et appliquée sur plusieurs topologies dans le prochain chapitre.

2 Examen des structures statoriques polyphasées bobinées à pas fractionnaire ($q < 1$) pour machines synchrones à aimants permanents

La structure simple avec une tête de bobine courte peut être considérée comme l'élément distinctif le plus intéressant des bobinages à pas fractionnaire et particulièrement du bobinage concentré autour des dents. Cependant, de nombreux effets parasites peuvent accompagner certaines configurations de bobinage à pas fractionnaire. Par conséquent, une comparaison entre les différentes topologies de bobinage doit être faite par rapport à leur utilité et l'importance des phénomènes parasites générés. De ce fait, ce chapitre concernera le rôle clé du choix Encoches/Pôles dans les machines polyphasées. Pour cela, la classification et la comparaison des différentes configurations liées aux combinaisons Encoches/Pôles sont effectuées.

Après avoir présenté l'intérêt des machines bobinées à pas fractionnaire et plus particulièrement celles avec enroulements concentrés autour des dents, et après l'étude de ce type de bobinage en tenant compte notamment de spécificité induite par une augmentation du nombre de phases, ce chapitre sera consacré au choix critique de la combinaison Encoches/Pôles permettant de répondre aux contraintes du cahier des charges.

Pour choisir une topologie de bobinages qui sera implantée dans une machine, la première étape consiste à choisir une combinaison Encoches/Pôles. Du choix de cette combinaison découlera la valeur du pas minimal de déphasage électrique (α_z), duquel dépendront les facteurs de bobinage pour les différents harmoniques. Ces facteurs ne déterminent pas seulement la valeur moyenne du couple mais aussi la qualité de ce dernier ainsi que l'importance des effets parasites générés. Certaines combinaisons ne permettent pas d'installer une topologie utile qui fournit un facteur fondamental de bobinage élevé. Cependant, les combinaisons qui portent des topologies utiles peuvent aussi provoquer des phénomènes parasites. L'effet de ces phénomènes varie : certains peuvent devenir critiques comme les pertes dans les aimants lorsque la vitesse devient élevée ; d'autres, comme les vibrations mécaniques et le couple de détente, tout en permettant d'assurer la fonctionnalité de la machine, peuvent induire une baisse de qualité pouvant être considérée comme rédhitoire pour une application automobile.

2.1 Facteurs de bobinages et exploitation des harmoniques en polyphasé

2.1.1 Répartition d'une structure polyphasée entre plusieurs machines fictives

Dans les machines électriques la matrice d'inductance représente le lien entre les différents flux statoriques générés par les phases et les courants de ces phases. La topologie symétrique et circulaire de la matrice inductance dans une structure polyphasée (N phases) permet de diagonaliser la matrice d'inductance utilisant la transformation généralisée de Concordia [59]. Grâce à cette transformation les paramètres électriques et magnétiques de la machine peuvent être répartis entre $(N+1)/2$ espaces propres orthogonaux entre eux [20]:

- Le premier espace E_{s_0} (homopolaire) est lié à la valeur propre λ_0 et il est représenté par une droite vectorielle.
- Les autres espaces propres E_{s_g} sont liés aux valeurs propres λ_g et chacun est représenté par un plan vectoriel.

La projection des équations de tension écrites pour chaque phase dans les différents espaces propres permet d'obtenir des relations qui sont magnétiquement indépendantes, sachant que les valeurs propres représentent les inductances cycliques correspondant [20]-[60]-[57].

$$\left(\begin{array}{c} \vec{v}_0 = R_s \vec{i}_0 + \lambda_0 \frac{d\vec{i}_0}{dt} + \vec{e}_0 \\ \dots \\ \vec{v}_g = R_s \vec{i}_g + \lambda_g \frac{d\vec{i}_g}{dt} + \vec{e}_g \end{array} \right) \downarrow \frac{m+1}{2} \quad (2-1)$$

$(\vec{v}_0, \vec{i}_0, \vec{e}_0)$: Tension, courant et FEM projetés dans E_{λ_0} , $(\vec{v}_g, \vec{i}_g, \vec{e}_g)$: Tension, courant, et FEM projetés dans E_{λ_g} ; R_s : résistance d'une phase ; m : le nombre de phases de la machine.

Parce que les espaces propres sont orthogonaux, la somme de puissances P_g distribuées et calculées dans chaque espace propre est égale à la puissance totale P [20]-[61].

$$P = \vec{v} \cdot \vec{i} = \sum_{g=1}^{(m+1)/2} \vec{v}_g \cdot \vec{i}_g = \sum_{g=1}^{(m+1)/2} P_g \quad (2-2)$$

En injectant (2-1) dans (2-2) le couple électromagnétique T peut être distribué entre les espaces propres [20]-[60].

$$T = \frac{1}{\omega} (\vec{e} \cdot \vec{i}) = \frac{1}{\omega} \sum_{g=1}^{(m+1)/2} \vec{e}_g \cdot \vec{i}_g = \frac{1}{\omega} \sum_{g=1}^{(m+1)/2} T_g \quad (2-3)$$

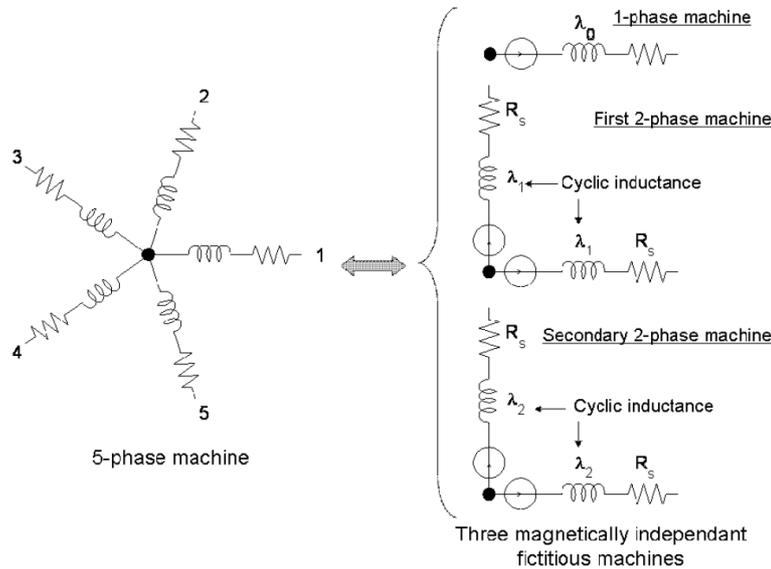


Figure. 2-1 décomposition d'une machine 5-phases en 3 machines fictives [20]

La répartition de puissance et de couple présentée dans les équations (2-2) et (2-3) nous permet de considérer que la machine polyphasée est composée de plusieurs machines fictives liées aux espaces propres. Le couple total est la somme des couples fictifs comme si les machines considérées étaient mécaniquement couplées [59].

Un exemple de la décomposition d'une machine 5-phases à pôles lisses en 3 machines fictives est illustré dans la Figure. 2-1, où on peut voir que le nombre de phases dans chaque machine fictive est égal à la dimension d'espace propre associé [20].

Le couple final de la machine est le résultat d'interaction entre les harmoniques de courant et de la force électromotrice. Or, lorsque la projection sur les espaces propres est faite, les harmoniques de la force électromotrice sont distribués entre les machines fictives. Chaque harmonique se retrouve dans une seule machine fictive. Par conséquent, chaque machine fictive est capable de produire un couple lorsqu'elle est alimentée par les harmoniques de courants correspondant à ceux présents de force électromotrice.

Dans les machines électriques polyphasées (m phases), la force électromotrice générée par la phase j peut être écrite utilisant les séries de Fourier:

$$e_j = \sum_{k=0}^{\infty} E_{2k+1} \cdot \cos \left[(2k+1) \times (p \cdot \theta_{mec} - \frac{2\pi}{m} \cdot j) + \varphi_{2k+1} \right] \quad (2-4)$$

e_n : force électromotrice de la phase n ; E_{2k+1} : l'amplitude maximale de l'harmonique $2k + 1$ de force électromotrice ; θ_{mec} : l'angle mécanique de rotor ; φ_{2k+1} : la phase électrique de l'harmonique $2k + 1$ de force électromotrice ; j : l'ordre de phase correspondant.

En injectant l'harmonique h de courant dans une machine polyphasée, la puissance électromagnétique générée grâce à cet harmonique peut être déduite:

$$\begin{aligned} P_h &= \sum_{j=0}^{m-1} e_j \times i_{j,h} \\ P_h &= \sum_{j=0}^{m-1} \left(\sum_{k=0}^{\infty} E_{2k+1} \cdot \cos \left[(2k+1) \times (p \cdot \theta_{mec} - \frac{2\pi}{m} \cdot j) + \varphi_{2k+1} \right] \right) \times \left(I_h \cdot \cos \left[h \times (p \cdot \theta_{mec} - \frac{2\pi}{m} \cdot j) + \varphi'_h \right] \right) \\ P_h &= \sum_{j=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{\infty} E_{2k+1} \cdot I_h \cdot \cos \left[(2k+1) \times (p \cdot \theta_{mec} - \frac{2\pi}{m} \cdot j) + \varphi_{2k+1} \right] \times \cos \left[h \times (p \cdot \theta_{mec} - \frac{2\pi}{m} \cdot j) + \varphi'_h \right] \\ P_h &= \sum_{j=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{E_{2k+1} \cdot I_h}{2} \cdot \left[\cos \left((2k+1-h) \times (p \cdot \theta_{mec} - \frac{2\pi}{m} \cdot j) + \varphi_{2k+1} - \varphi'_h \right) \right. \\ &\quad \left. + \cos \left((2k+1+h) \times (p \cdot \theta_{mec} - \frac{2\pi}{m} \cdot j) + \varphi_{2k+1} + \varphi'_h \right) \right] \\ P_h &= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{E_{2k+1} \cdot I_h}{2} \cdot \left[\sum_{j=0}^{m-1} \cos \left((2k+1-h) \times (p \cdot \theta_{mec} - \frac{2\pi}{m} \cdot j) + \varphi_{2k+1} - \varphi'_h \right) + \right. \\ &\quad \left. \sum_{j=0}^{m-1} \cos \left((2k+1+h) \times (p \cdot \theta_{mec} - \frac{2\pi}{m} \cdot j) + \varphi_{2k+1} + \varphi'_h \right) \right] \quad (2-5) \end{aligned}$$

$i_{j,h}$: l'harmonique h de courant injecté dans la phase j ; I_h : l'amplitude maximale de l'harmonique h de courant ; φ'_h : la phase électrique de la harmonique h de courant.

En observant l'équation (2-5) on peut extraire les harmoniques dont la somme des puissances n'est pas nulle. Il suffit pour cela que le déphasage soit invariant modulo 2π :

$$\left(\begin{array}{l} 2k+1-h=c \times m : c \in \mathbb{N} \\ 2k+1+h=c \times m : c \in \mathbb{N} \end{array} \right) \Rightarrow \left(\begin{array}{l} 2k+1=c \times m+h \\ 2k+1=c \times m-h \end{array} \right) \quad (2-6)$$

Tous les harmoniques qui correspondent à $c = 0$ peuvent générer une puissance constante et par conséquent un couple constant, sauf dans le cas homopolaire ($2k+1=h=m$) qui génère une puissance sinusoïdale de moyenne non nulle. Les autres harmoniques génèrent une puissance de moyenne nulle en produisant des ondulations de couple.

En utilisant (2-6) et considérant le cas d'une machine 3-phases alimentée par trois harmoniques différents de courant (fondamental $h = 1$, homopolaire $h = 3$, et $h = 5$), on trouve les harmoniques de la force électromotrice qui ont un effet sur le couple électromagnétique de la machine. Ces harmoniques sont calculés et présentés dans le Tableau 2-1 où on peut noter aussi la répartition des harmoniques entre les différentes machines fictives.

Tableau 2-1 FEM harmoniques qui influent le couple électromagnétique d'une machine 3-phases

Harmonique de courant injecté	FEM harmoniques qui ont un effet sur le couple électromagnétique
$h = 3$ (Machine fictive homopolaire)	3, 9, 15, 21, 27, 33... $(2k+1) = 3 \cdot c \pm 3 = 3 \cdot c' : c' \in \mathbb{N}$
$h = 1$ (Machine fictive fondamentale)	1 , 5, 7, 11, 13, 17, 19... $(2k+1) = 3 \cdot c \pm 1$
$h = 5$	1, 5 , 7, 11, 13, 17, 19, 23... $(2k+1) = 3 \cdot c \pm 5$

harmonique encadré: fournit couple constant - non-encadré: fournit couple pulsatoire de moyenne nulle

Pour chaque harmonique de courant injecté, les harmoniques qui sont encadrés dans le Tableau 2-1 ont la capacité de générer un couple électromagnétique constant ($c = 0$), alors que les autres harmoniques produisent une perturbation de couple. Si les phases de la machine sont couplées en étoile, l'alimentation par l'harmonique homopolaire de courant ($h = m$) devient impossible, ce qui rend la machine fictive homopolaire inactive.

On remarque qu'il est donc possible de produire un couple constant en injectant d'autres harmoniques de courant que le premier harmonique, comme le 5^{ème} ($h = 5$) qui agit avec le 5^{ème} harmonique de FEM en réalisant $c = 0$. Le problème est que, le cinquième harmonique de FEM étant habituellement plus petit que le fondamental (avec un rotor classique), le coefficient de couple associé sera faible. De plus, le fondamental de FEM devient un harmonique perturbant dès que le couple constant est généré utilisant le cinquième harmonique de courant (ligne 3 du Tableau 2-1). Par conséquent, le couple constant généré sera perturbé par un couple pulsatoire d'amplitude plus importante et une valeur moyenne nulle. En résumé, dans une machine 3-phases couplée en étoile, en considérant qu'on se limite à imposer quelques harmoniques de courant, alors seul l'harmonique fondamental de FEM lié au facteur fondamental de bobinage permet de produire efficacement un couple utile sans couple pulsatoire.

De même façon, à l'aide de l'équation (2-6) le Tableau 2-2 représente les harmoniques de la force électromotrice qui influencent le couple électromagnétique d'une machine 5-phases alimentée par trois harmoniques différents de courant (fondamental, homopolaire, et 3^{ème}).

Ce tableau montre clairement l'avantage offert par la structure 5-phases où on peut produire un couple constant en injectant en plus du premier harmonique un 3^{ème} harmonique de courant sans avoir de perturbation liée au fondamental (ligne 3 au Tableau 2-2).

Tableau 2-2 FEM harmoniques qui influent le couple électromagnétique d'une machine 5-phases

Harmonique de courant injecté	FEM harmoniques qui ont un effet sur le couple électromagnétique
$h = 5$ (Machine fictive homopolaire)	5, 15, 25, 35, 45, 55, 65.... $(2k + 1) = 5 \cdot c'$
$h = 1$ (Machine fictive fondamentale)	1 , 9, 11, 19, 21, 29, 31, 39.... $(2k + 1) = 5 \cdot c \pm 1$
$h = 3$ (Machine fictive secondaire)	3 , 7, 13, 17, 23, 27, 33, 37.... $(2k + 1) = 5 \cdot c \pm 3$
$h = 7$	3, 7 , 13, 17, 23, 27, 33, 37, 47.... $(2k + 1) = 5 \cdot c \pm 7$

harmonique encadré: fournit couple constant - non-encadré: fournit couple pulsatoire de moyenne nulle

Ce degré de liberté ajouté peut être exprimé comme une deuxième machine fictive qui peut par exemple servir à booster la machine fondamentale. Les autres harmoniques de courant (comme $h = 7$ dans le Tableau 2-2) ne peuvent pas générer un couple constant sans être perturbé par les harmoniques de FEM de rang inférieur (le 3^{ème}), qui ont généralement des amplitudes plus importantes ($E_3 > E_7$). Donc, dans le cas d'une machine 5-phases deux facteurs de bobinage peuvent contrôler la quantité de couple utile produite, le facteur fondamental et le facteur du 3^{ème} harmonique qui représente la machine fictive secondaire.

Finalement, le cas d'une structure 7-phases est aussi traité et présenté dans le Tableau 2-3. Ici deux degrés de liberté sont ajoutés où le 3^{ème} et le 5^{ème} harmonique peuvent créer des couples constants sans perturbation liée aux harmoniques de FEM de rang inférieur. Ainsi, le couple final dépend de trois facteurs de bobinage (fondamental, 3^{ème}, et 5^{ème}) qui représentent les trois machines fictives correspondantes.

Tableau 2-3 FEM harmoniques qui influent le couple électromagnétique d'une machine 7-phases

Harmonique de courant injecté	FEM harmoniques qui ont un effet sur le couple électromagnétique
$h = 7$ (Machine fictive homopolaire)	7, 21, 35, 49, 63, 77, 91.... $(2k + 1) = 7 \cdot c'$
$h = 1$ (Machine fictive fondamentale)	1 , 13, 15, 27, 29, 41, 43, 55.... $(2k + 1) = 7 \cdot c \pm 1$
$h = 3$ (Machine fictive secondaire 1)	3 , 11, 17, 25, 31, 39, 45, 53.... $(2k + 1) = 7 \cdot c \pm 3$
$h = 5$ (Machine fictive secondaire 2)	5 , 9, 19, 23, 33, 37, 47, 51, 61.... $(2k + 1) = 7 \cdot c \pm 5$
$h = 9$	5, 9 , 19, 23, 33, 37, 51, 47, 61, 65.... $(2k + 1) = 7 \cdot c \pm 9$

harmonique encadré: fournit couple constant - non-encadré: fournit couple pulsatoire de moyenne nulle

Dans l'équation (2-5), la puissance électromagnétique constante produite par l'harmonique h de courant qui agit avec l'harmonique de même rang dans la FEM peut être écrite :

$$P_h = \frac{E_h \cdot I_h}{2} \times m \times \cos(\varphi_h - \varphi'_h)$$

En choisissant un déphasage nul entre le courant et la FEM on trouve le couple maximal généré:

$$(P_h)_{\max} = \frac{m}{2} \cdot E_h \cdot I_h = \frac{m}{2} \cdot I_h \left| \frac{d\phi_h}{dt} \right| = \frac{m}{2} \cdot I_h \cdot p \cdot h \cdot \omega_{mec} \cdot \Phi_h$$

$$(C_h)_{\max} = \frac{m}{2} \cdot I_h \cdot p \cdot h \cdot \Phi_h \tag{2-7}$$

$(C_h)_{\max}$: Le couple électromagnétique maximal généré par l'harmonique h de courant ; ϕ_h :

l'harmonique h de flux rotorique capté par une phase ; Φ_h : l'amplitude maximale de ϕ_h ; ω_{mec} : la vitesse de rotor.

Les harmoniques de flux captés par une phase dépendent du spectre spatial de densité de flux imposé par le rotor dans l'entrefer et des facteurs de bobinage. En considérant une seule harmonique spatiale de rang $p \cdot h$ de densité de flux rotorique dans l'entrefer, on peut calculer le flux capté par une phase grâce à cet harmonique.

$$\Phi_h = (\xi_w)_h \cdot l \cdot N_{ph} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{h \cdot p}} (B_{rotor})_h \cdot \sin(h \cdot p \cdot \theta) \cdot R_{rotor} \cdot d\theta$$

$$\Phi_h = \frac{(\xi_w)_h \cdot (B_{rotor})_h}{h \cdot p} \times 2 \cdot N_{ph} \cdot R_{rotor} \cdot l$$

l : La longueur de rotor ; $(B_{rotor})_h$: l'amplitude maximale de l'harmonique spatial $h \cdot p$ de densité de flux imposé par le rotor dans l'entrefer ; N_{ph} : le nombre de spires par phase ; R_{rotor} : le rayon de rotor.

L'équation précédente est composée de deux parties, la première liée au rang de l'harmonique, alors que l'autre est constante car elle dépend de la structure.

$$\Phi_h = G \times \frac{(\xi_w)_h \cdot (B_{rotor})_h}{p \cdot h} ; \quad G = 2 \cdot N_{ph} \cdot R_{rotor} \cdot l \quad (2-8)$$

En revenant à l'équation (2-7) le couple maximal généré par l'harmonique h de courant dans une machine polyphasée peut être réécrit :

$$(C_h)_{\max} = G \cdot \frac{m}{2} \cdot I_h \cdot (\xi_w)_h \cdot (B_{rotor})_h \quad (2-9)$$

Maintenant, selon les résultats des Tableau 2-1, Tableau 2-2, et Tableau 2-3 le couple maximal produit par une machine N-phases peut être déduit utilisant l'équation (2-9):

$$(C_{3-phases})_{\max} = G \cdot \frac{3}{2} \cdot I_1 \cdot (\xi_w)_1 \cdot (B_{rotor})_1 : \text{ Machine fictive fondamentale} \quad (2-10)$$

$$(C_{5-phases})_{\max} = G \cdot \frac{5}{2} \times [I_1 \cdot (\xi_w)_1 \cdot (B_{rotor})_1 + I_3 \cdot (\xi_w)_3 \cdot (B_{rotor})_3] \quad (2-11)$$

: [Machine fictive fondamental + Machine fictive secondaire]

$$(C_{7-phases})_{\max} = G \cdot \frac{7}{2} \times [I_1 \cdot (\xi_w)_1 \cdot (B_{rotor})_1 + I_3 \cdot (\xi_w)_3 \cdot (B_{rotor})_3 + I_5 \cdot (\xi_w)_5 \cdot (B_{rotor})_5] \quad (2-12)$$

: [Machine fictive fondamental + secondaire 1 + secondaire 2]

2.1.2 Capacité des machines fictives secondaires à fournir du couple

Précédemment, on a prouvé comment le couple fondamental d'une machine polyphasée peut être boosté par les machines fictives liées aux différents harmoniques. Cependant, les équations (2-10), (2-11), et (2-12) montrent que la fraction de couple ajouté est proportionnelle au spectre spatial de densité de flux rotorique qui est filtré par les bobines (multiplié par les facteurs de bobinage). Ce qui signifie un faible couple ajouté si l'un des deux derniers éléments est faible.

Si on considère une structure classique de rotor avec aimants permanents enterrés ou surfaciques, la distribution de densité de flux rotorique dans l'entrefer va habituellement prendre une des deux formes périodiques suivantes (en négligeant la perturbation imposée par les encoches statoriques):

- Rectangulaire ou trapézoïdale avec une épaisseur constante pour l'entrefer et les aimants
- Proche d'une sinusoïde lorsque l'épaisseur d'entrefer ou des aimants est modifiée

Les formes périodiques précédentes (de fréquence spatiale p) ne contiennent pas d'harmoniques spatiales secondaires (3 et 5) d'amplitude élevée. Cela rend les machines fictives secondaires faibles par rapport à la machine fondamentale. En considérant la forme rectangulaire qui est la plus riche en harmoniques secondaires parmi les formes précédentes, les harmoniques 3 et 5 de densité de flux rotorique peuvent être déduits (voir la Figure. 2-2).

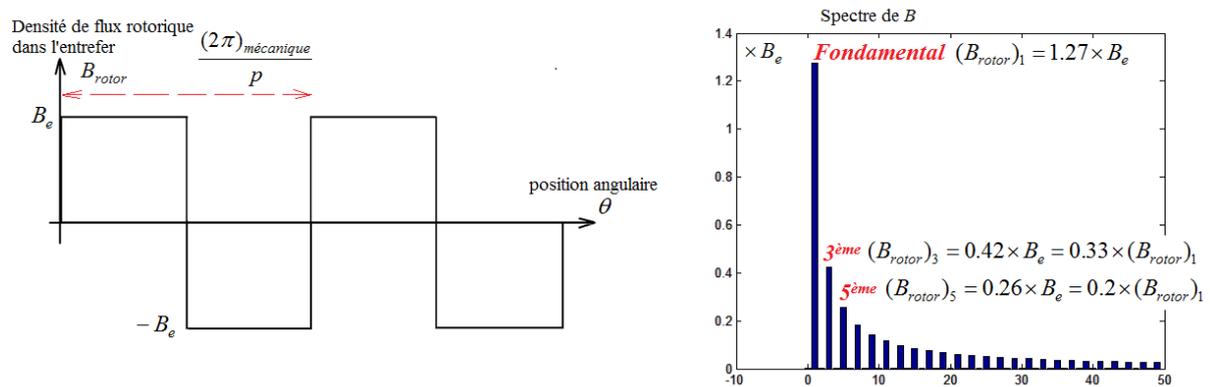


Figure. 2-2 le spectre spatial de la densité rectangulaire de flux dans l'entrefer

En prenant en compte le spectre spatial dans la Figure. 2-2 et les équations (2-11), (2-12), on trouve que le couple généré par les harmoniques secondaires (3^{ème}, 5^{ème}) est faible par rapport au couple fondamental, même si les facteurs de bobinage pour les 3^{ème} et 5^{ème} harmoniques ($(\xi_w)_3$, $(\xi_w)_5$) sont aussi élevés que le facteur fondamental.

En résumé, la structure classique de rotor à aimants rend les machines fictives secondaires faibles par rapport à la machine fondamentale. Par conséquent, la majorité de la valeur efficace de courant doit être injectée dans la machine fondamentale, afin de maximiser le couple final. Néanmoins, une étude présentée dans le chapitre 3 concerne une structure rotorique modifiée afin de permettre de booster le couple des machines fictives secondaires.

2.1.3 Classification des combinaisons Encoches/Pôles avec bobinage concentré de 3, 5, et 7-phases par rapport à la quantité maximale de couple généré

Comme il est montré dans les équations (2-10, 11, 12) les facteurs de bobinage ($(\xi_w)_1$, $(\xi_w)_3$, $(\xi_w)_5$) jouent un rôle important en déterminant la valeur maximale de couple généré par les machines de 3, 5, et 7-phases. Dans le paragraphe précédent, on remarque comment la machine fictive qui correspond au 5^{ème} harmonique (structure 7-phases) est encore plus faible que ce qui correspond au 3^{ème} harmonique si on considère un rotor classique. Ainsi, ce paragraphe se concentre sur le facteur fondamental $(\xi_w)_1$ pour les combinaisons (Encoches/Pôles) de 3 phases et sur les facteurs $(\xi_w)_1$, $(\xi_w)_3$ en cas de 5 et 7 phases.

Généralement, lorsque les machines ne sont pas censées fonctionner seulement aux faibles vitesses, le nombre de pôles est limité ($p < 10$) afin de limiter la fréquence des courants injectés et alors diminuer les contraintes sur les tôles ferromagnétiques, la commande et l'électronique de puissance associées. Par conséquent, dans ce paragraphe le nombre de pôles maximum pour les combinaisons étudiées est limité à 18. Cela implique dans le cas d'une machine pouvant tourner jusqu'à 14 000 tr/min de se limiter à des fréquences statoriques de 2100 Hz.

Quelques remarques importantes concernant le bobinage des combinaisons étudiées doivent être énoncées :

1. Certaines combinaisons ne sont pas étudiées, car elles ne permettent pas d'installer un bobinage symétrique de N phases ;
2. Du fait de leurs avantages structurels, seulement des bobinages concentrés autour de dents sont considérés ;
3. Parmi les diverses topologies de bobinages concentrés autour de dents qui peuvent être accueillies par une combinaison Encoches/Pôles, la topologie qui maximise le facteur de bobinage fondamental est considérée ;
4. Les combinaisons dont leur facteur fondamental de bobinage est inférieur à 0.5 sont négligées ;
5. Le cas des combinaisons qui peuvent accueillir une topologie avec une simple couche est aussi discuté, à condition que cette topologie permette d'obtenir un facteur de bobinage plus élevé que dans le cas de double couche.

Avec la même méthode que celle utilisée dans le paragraphe 1.3.5 et considérant l'équation générale (1-15), l'expression analytique de facteur de bobinage de l'harmonique ν est déduite pour la topologie accueillie par chaque combinaison (Encoches/Pôles). Ce calcul est fait pour les topologies de 3, 5, et 7 phases et les résultats sont illustrés dans les tableaux : Tableau 2-4, Tableau 2-5, et Tableau 2-6 respectivement.

L'expression analytique du facteur de bobinage est écrite par rapport à :

- Le rang ν de l'harmonique correspondant
- L'angle α_z qui dépend de la combinaison Encoches/Pôles (équation (1-9))

Ensuite, la valeur du facteur de bobinage fondamental ($\nu = 1$) est calculée pour les combinaisons de 3 phases, alors que les deux facteurs, fondamental et 3^{ème} harmonique, ($\nu=1, \nu=3$) sont calculés en cas de 5 et 7 phases.

Si le nombre d'encoches est proche du nombre de pôles, le déphasage électrique (α_u) entre les enroulements situés dans deux encoches adjacentes devient proche de 180° (équation 2-4). Ce qui permet dans le diagramme vectoriel de tension de maximiser la somme des deux vecteurs qui représentent une bobine autour d'une dent (voir la Figure. 1-19).

Tableau 2-4 Expression analytique et valeur numérique du facteur de bobinage pour les combinaisons avec bobinage concentré à pas dentaire 3-phases

Pôles Encoches	4	6	8	10	12	14	16
6	$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ <i>0.866</i>		$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ <i>0.866</i>	$\cos(v \cdot \alpha_z)$ <i>0.5</i>	<i>Pas faisable</i>	$\cos(v \cdot \alpha_z)$ <i>0.5</i>	$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ <i>0.866</i>
9		$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ <i>0.866</i>	$\frac{2 \cdot \cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})}{3} + \frac{\cos(v \cdot \frac{3}{4} \alpha_z)}{3}$ <i>0.9452</i>	$\frac{2 \cdot \cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})}{3} + \frac{\cos(v \cdot \frac{3}{4} \alpha_z)}{3}$ <i>0.9452</i>	$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ <i>0.866</i>		
12			$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ <i>0.866</i>	$\sum_{j=0}^1 \frac{\cos(j \cdot v \cdot \alpha_z)}{2}$ <i>0.933</i> $\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{2})$ <i>0.966</i>	<i>Pas faisable</i>	$\sum_{j=0}^1 \frac{\cos(j \cdot v \cdot \alpha_z)}{2}$ <i>0.933</i> $\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{2})$ <i>0.966</i>	$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ <i>0.866</i>
15				$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ <i>0.866</i>	<i>Pas faisable</i>	$\sum_{j=0}^1 \frac{2 \cos(v \cdot \frac{2j+1}{4} \alpha_z)}{5} + \frac{\cos(v \cdot \frac{5}{4} \alpha_z)}{5}$ <i>0.9514</i>	$\sum_{j=0}^1 \frac{2 \cos(v \cdot \frac{2j+1}{4} \alpha_z)}{5} + \frac{\cos(v \cdot \frac{5}{4} \alpha_z)}{5}$ <i>0.9514</i>
18					$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ <i>0.866</i>	$\sum_{j=0}^2 \frac{\cos(j \cdot v \cdot \alpha_z)}{3}$ <i>0.902</i>	$\frac{2 \cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})}{3} + \frac{\cos(v \cdot \frac{3}{4} \alpha_z)}{3}$ <i>0.9452</i>
21						$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ <i>0.866</i>	$\frac{2 \cdot \cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})}{7} + \sum_{j=1}^5 \frac{\cos(v \cdot \frac{2j+1}{4} \alpha_z)}{7}$ <i>0.8897</i>
24							$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ <i>0.866</i>
	Expression analytique $(\xi_w)_v$ <i>fondamentale</i> $(\xi_w)_1$			<i>Bobinage simple couche</i>		<i>Bobinage double couche</i>	

Tableau 2-5 Expression analytique et valeurs numériques des facteurs de bobinage 1 et 3 pour les combinaisons avec bobinage concentré à pas dentaire 5-phases

Pôles Encoches	2	4	6	8	10	12	14	16	18
5	$\cos(v \cdot \frac{3}{4} \alpha_z)$ 0.588 0.951	$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ 0.951 0.588	$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ 0.951 0.588	$\cos(v \cdot \frac{3}{4} \alpha_z)$ 0.588 0.951	<i>Pas faisable</i>	$\cos(v \cdot \frac{3}{4} \alpha_z)$ 0.588 0.951	$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ 0.951 0.588	$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ 0.951 0.588	$\cos(v \cdot \frac{3}{4} \alpha_z)$ 0.588 0.951
10		$\cos(v \cdot \frac{3}{4} \alpha_z)$ 0.588 0.951	$\cos(v \cdot \alpha_z)$ 0.809 0.309	$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ 0.951 0.588	<i>Pas faisable</i>	$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ 0.951 0.588	$\cos(v \cdot \alpha_z)$ 0.809 0.309	$\cos(v \cdot \frac{3}{4} \alpha_z)$ 0.588 0.951	
15			$\cos(v \cdot \frac{3}{4} \alpha_z)$ 0.588 0.951	$\frac{1}{3} \cdot \sum_{j=2}^4 T_j(\alpha_z)$ 0.7323 0.5129	<i>Pas faisable</i>	$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ 0.951 0.588	$\frac{2 \cdot \cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})}{3} + \frac{\cos(v \cdot \frac{3}{4} \alpha_z)}{3}$ 0.98 0.83	$\frac{2 \cdot \cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})}{3} + \frac{\cos(v \cdot \frac{3}{4} \alpha_z)}{3}$ 0.98 0.83	$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ 0.951 0.588
20				$\cos(v \cdot \frac{3}{4} \alpha_z)$ 0.588 0.951	<i>Pas faisable</i>	$\cos(v \cdot \alpha_z)$ 0.809 0.309	$\sum_{j=1}^2 \frac{\cos(j \cdot v \cdot \alpha_z)}{2}$ 0.88 0.139	$\cos(v \cdot \frac{\alpha_z}{4})$ 0.951 0.588	$\frac{1}{2} + \frac{\cos(v \cdot \alpha_z)}{2}$ 0.9755 0.7939
25					$\cos(v \cdot \frac{3}{4} \alpha_z)$ 0.588 0.951	$\frac{1}{5} \cdot \sum_{j=4}^8 T_j(\alpha_z)$ 0.6738 0.6653	$\frac{1}{5} \cdot \sum_{j=3}^7 T_j(\alpha_z)$ 0.7584 0.4160	$\frac{1}{5} \cdot \sum_{j=2}^6 T_j(\alpha_z)$ 0.8311 0.1082	$\frac{1}{5} \cdot \sum_{j=1}^5 T_j(\alpha_z)$ 0.8906 0.2147
$T_j(\alpha_z) = \cos\left[v \cdot \frac{(2j+1)\alpha_z}{4}\right]$			Expression analytique $(\xi_w)_v$			Bobinage simple couche		Bobinage double couche	
			fondamentale $(\xi_w)_1$						
			3ème harmonique $(\xi_w)_3$						

Par voie de conséquence, le facteur fondamental de bobinage atteint sa valeur maximale lorsque le nombre d'encoches est proche du nombre de pôles [29]-[62], comme on peut l'observer dans les tableaux suivants. Le premier constat résultant de cette situation est la nécessité de nombre de pôles élevé lorsque le nombre d'encoches augmente afin de garder un bon facteur fondamental de bobinage. Donc, avec un nombre maximal de pôles, le nombre d'encoches sera automatiquement limité car le pic du facteur de bobinage fondamental ne peut plus être atteint, comme il est montré dans les tableaux : Tableau 2-4, Tableau 2-5, et Tableau 2-6.

En observant les tableaux suivants, on peut noter que les valeurs les plus élevées des facteurs fondamentaux de bobinage correspondent aux combinaisons dont la périodicité spatiale égale à 1 ($t=gcd(Q_s, p)=1$). Cet avantage est obtenu grâce à la division dense de l'espace électrique (petit α_z dans le diagramme vectoriel de tension). Parmi les combinaisons des tableaux étudiés trois familles principales sont distinguées selon leur capacité à fournir un couple, alors que les autres combinaisons non-classifiées ne sont pas capables de fournir une quantité de couple intéressante.

- **Famille rouge:** une quantité de couple intéressante est produite par la machine fictive fondamentale grâce à son facteur de bobinage élevé. Par ailleurs, dans certaines combinaisons où le facteur de 3^{ème} harmonique est aussi élevé (20/18 5-phases) le couple fondamental peut être boosté par la machine fictive secondaire, légèrement en cas de rotor classique ou significativement avec un rotor modifié.
- **Famille bleue:** à cause du facteur fondamental moins important que dans la famille rouge, une quantité de couple moins élevée mais toujours intéressante est produite par la machine fictive fondamentale.
- **Famille verte:** à cause du facteur fondamental faible, une quantité non-satisfaisante de couple est générée par la machine fondamentale. Ce qui impose la nécessité de booster ce couple par la machine secondaire en profitant de son facteur (3^{ème} harmonique) élevé. Or l'utilisation d'un rotor classique (expliqué dans 2.2.1.2) limite la possibilité de booster le couple, donc une modification rotorique (tel que proposée dans le chapitre 3) devient indispensable afin de rendre cette famille de combinaisons intéressante.

Tableau 2-6 Expression analytique et valeurs numériques des facteurs de bobinage pour les combinaisons avec bobinage concentré à pas dentaire 7-phases

Pôles Encoches	4	6	8	10	12	16	18
7	$\cos(v \frac{3}{4} \alpha_z)$ 0.7818 0.4339	$\cos(v \frac{\alpha_z}{4})$ 0.9749 0.7818	$\cos(v \frac{\alpha_z}{4})$ 0.9749 0.7818	$\cos(v \frac{3}{4} \alpha_z)$ 0.7818 0.4339			$\cos(v \frac{3}{4} \alpha_z)$ 0.7818 0.4339
14		$\cos(2 \cdot v \cdot \alpha_z)$ 0.623 0.901	$\cos(v \frac{3}{4} \alpha_z)$ 0.7818 0.4339	$\cos(v \cdot \alpha_z)$ 0.901 0.223	$\cos(v \frac{\alpha_z}{4})$ 0.9749 0.7818	$\cos(v \frac{\alpha_z}{4})$ 0.9749 0.7818	$\cos(v \cdot \alpha_z)$ 0.901 0.223
21			$\frac{1}{3} \times \sum_{j=5}^7 T_j(\alpha_z)$ 0.5591 0.9106	$\frac{1}{3} \times \sum_{j=4}^6 T_j(\alpha_z)$ 0.6751 0.7302	$\cos(v \frac{3}{4} \alpha_z)$ 0.7818 0.4339	$\frac{1}{3} \times \sum_{j=1}^3 T_j(\alpha_z)$ 0.9239 0.4052	$\cos(v \frac{\alpha_z}{4})$ 0.9749 0.7818
28						$\cos(v \frac{3}{4} \alpha_z)$ 0.7818 0.4339	$\sum_{j=2}^3 \frac{\cos(j \cdot v \cdot \alpha_z)}{2}$ 0.841 0.106
$: T_j(\alpha_z) = \cos \left[v \frac{(2j+1)\alpha_z}{4} \right]$							

En général, les topologies avec une simple couche d'enroulements produisent des facteurs de bobinage plus élevé qu'avec une double couche (12/10 3-phases et 20/18 5-phases dans les tableaux

précédents). Cela se justifie, parce qu'avec une double couche, le nombre d'enroulements sur lesquels chaque phase est distribuée sera doublé, ce qui baisse le facteur de bobinage en augmentant le nombre des vecteurs dans l'équation (1-14).

2.1.4 Classification des combinaisons Encoches/Pôles de 3, 5, et 7-phases par rapport à la qualité de couple liée à la sélectivité du filtrage de bobinage

Les tableaux Tableau 2-1, Tableau 2-2, Tableau 2-3 identifient quels sont les harmoniques parasites dans la force électromotrice qui agissent avec l'harmonique de courant injecté en produisant un couple pulsatoire. En supposant que l'un de ces harmoniques (ν) agisse avec l'harmonique h de courant, l'amplitude maximale de puissance sinusoïdale générée $P_{h\nu}$ (responsable de couple pulsatoire) peut alors être calculée en utilisant l'équation 2-16.

$$P_{h\nu} = \frac{E_\nu \cdot I_h}{2} \left[\sum_{j=0}^{m-1} \cos \left((\nu \pm h) \times (p \cdot \theta_{mec} - \frac{2\pi}{m} \cdot j) + \varphi_{2k+1} - \varphi'_h \right) \right]$$

$$P_{h\nu} = m \times \frac{E_\nu \cdot I_h}{2} \cdot \cos((\nu \pm h) \times (p \cdot \theta_{mec}) + \varphi_{2k+1} - \varphi'_h) \quad \text{car: } \nu \pm h = c \times m \quad c \in \mathbb{N}^*$$

$$|P_{h\nu}| = \frac{m}{2} E_\nu \cdot I_h = \frac{m}{2} I_h \cdot p \cdot \nu \cdot \omega_{mec} \cdot \Phi_\nu$$

$|P_{h\nu}|$: l'amplitude maximale de puissance pulsatoire générée par l'interaction entre l'harmonique ν de FEM et l'harmonique h de courant.

En remplaçant l'équation 2-19 dans l'équation précédente on peut isoler les paramètres liés au rang de l'harmonique ν :

$$|P_{h\nu}| = \frac{m}{2} G \cdot I_h \cdot \omega_{mec} \times (\xi_w)_\nu \cdot (B_{rotor})_\nu : \quad G = 2 \cdot N_{ph} \cdot R_{rotor} \cdot l \Rightarrow$$

$$|C_{h\nu}| = \frac{m}{2} G \cdot I_h \times (\xi_w)_\nu \cdot (B_{rotor})_\nu \quad (2-13)$$

$|C_{h\nu}|$: l'amplitude maximale de couple pulsatoire généré à cause de l'interaction entre E_ν et I_h .

Les équations (2-13) et (2-9) permettent d'identifier le taux de distorsion (Total Harmonic Distorsion *THD*) du couple produit par l'harmonique h de courant et perturbé par les harmoniques ν .

$$(THD)_{couple-h} = \frac{\sqrt{\sum_\nu |C_{h\nu}|^2}}{(C_h)_{\max}} \quad (2-14)$$

$$(THD)_{couple-h} = \frac{\sqrt{\sum_\nu [(\xi_w)_\nu \cdot (B_{rotor})_\nu]^2}}{(\xi_w)_h \cdot (B_{rotor})_h}$$

Afin d'examiner la qualité de couple pour les différentes combinaisons Encoches/Pôles, une distribution rectangulaire de densité de flux (résultante d'une structure classique de rotor à aimants) est considérée. La Figure. 2-2 permet de calculer l'harmonique ν de densité de flux $(B_{rotor})_\nu$ utilisant les séries de Fourier.

$$(B_{rotor})_v = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} B_{rotor}(\theta) \cdot \sin(v \cdot \theta) \cdot d\theta = \frac{B_e}{\pi} \int_0^{\pi} \sin(v \cdot \theta) \cdot d\theta - \frac{B_e}{\pi} \int_{-\pi}^0 \sin(v \cdot \theta) \cdot d\theta$$

$$(B_{rotor})_v = \frac{2 \cdot B_e}{\pi \cdot v} \times [1 - \cos(v \cdot \pi)] \quad \text{mais: } v = 2k + 1 : k \in \mathbb{N} \Rightarrow$$

$$(B_{rotor})_v = \frac{4 \cdot B_e}{\pi \cdot v} = \frac{h}{v} \times (B_{rotor})_h \quad (2-15)$$

En remplaçant l'équation (2-15) dans (2-14) on trouve la valeur de $(THD)_{couple-h}$ en fonction du spectre de bobinage.

$$(THD)_{couple-h} = h \cdot \frac{\sqrt{\sum_v \left[\frac{(\xi_w)_v}{v} \right]^2}}{(\xi_w)_h} \quad (2-16)$$

Finalement, utilisant les tableaux : Tableau 2-1, Tableau 2-2, Tableau 2-3, on peut déterminer les harmoniques v qui peuvent perturber le couple constant généré par l'harmonique h de courant. Premièrement, en cas d'une machine 3-phases, un taux fondamental de distorsion ($h=1$) peut être écrit.

$$(THD)_{couple-1} = \frac{\sqrt{\left(\frac{(\xi_w)_5}{5}\right)^2 + \left(\frac{(\xi_w)_7}{7}\right)^2 + \left(\frac{(\xi_w)_{11}}{11}\right)^2 + \left(\frac{(\xi_w)_{13}}{13}\right)^2 + \dots}}{(\xi_w)_1}$$

Par contre, pour une machine 5-phases deux taux de distorsion qui correspondent aux deux machines fictives ($h=1, h=3$) peuvent être identifiés.

$$(THD)_{couple-1} = \frac{\sqrt{\left(\frac{(\xi_w)_9}{9}\right)^2 + \left(\frac{(\xi_w)_{11}}{11}\right)^2 + \left(\frac{(\xi_w)_{19}}{19}\right)^2 + \left(\frac{(\xi_w)_{21}}{21}\right)^2 + \dots}}{(\xi_w)_1}$$

$$(THD)_{couple-3} = 3 \times \frac{\sqrt{\left(\frac{(\xi_w)_7}{7}\right)^2 + \left(\frac{(\xi_w)_{13}}{13}\right)^2 + \left(\frac{(\xi_w)_{17}}{17}\right)^2 + \left(\frac{(\xi_w)_{23}}{23}\right)^2 + \dots}}{(\xi_w)_3}$$

De même façon, on peut écrire les trois taux de distorsion pour une machine 7-phases ($(THD)_{couple-1}$, $(THD)_{couple-3}$, $(THD)_{couple-5}$).

Grâce au spectre de bobinage identifié par les expressions analytiques dans les tableaux : Tableau 2-4, Tableau 2-5, Tableau 2-6, la distorsion du couple (équation (2-16)) pour les différentes combinaisons est calculée et présentée dans les tableaux : Tableau 2-7, Tableau 2-8, et Tableau 2-9. La qualité de couple s'améliore lorsque la valeur de THD diminue, ce qui permet de comparer les différentes topologies de bobinage par rapport à leur qualité de couple fourni.

Afin d'effectuer le calcul dans les tableaux suivants, le rang d'harmoniques maximal considéré dans l'équation (2-16) est 17 ($1 \leq v \leq 17$) car les harmoniques plus hauts peuvent être négligés. De plus, dans le tableau des combinaisons 7-phases, la distorsion de couple est calculée uniquement pour la machine fictive fondamentale et secondaire qui correspond au 3ème harmonique. Cela se justifie parce que la machine fictive secondaire liée au 5^{ème} harmonique est trop faible pour être utilisée, comme il est montré dans le paragraphe 2.1.2.

Chapitre 2

Tableau 2-7 La distorsion de couple $(THD)_{couple-1}$ liée aux harmoniques de FEM dans les différents combinaisons 3-phases avec un rotor classique

Pôles Encoches	4	6	8	10	12	14	16
6	27.9		27.9	27.9		27.9	27.9
9		27.9	6.77	6.77	27.9		
12			27.9	12	18.7		12
15				27.9		4.03	4.03
18					27.9	6.47	6.77
21						27.9	2.49
24							27.9
Cellule colorée lorsque $(THD)_{couple-1} < 10$		Bobinage simple couche		$(THD)_{couple-1}$ (%)		Bobinage double couche	

Tableau 2-8 Les distorsions de couple $(THD)_{couple-1-3}$ liée aux harmoniques de FEM dans les différents combinaisons 5-phases avec un rotor classique

Pôles Encoches	2	4	6	8	10	12	14	16	18
5	14.4	14.4	14.4	14.4		14.4	14.4	14.4	14.4
	51.8	51.8	51.8	51.8		51.8	51.8	51.8	51.8
10		14.4	14.4	14.4		14.4	14.4	14.4	
		51.8	51.8	51.8		51.8	51.8	51.8	
15			14.4	1.86		14.4	0.949	0.949	14.4
			51.8	20.7		51.8	15.6	15.6	51.8
20				14.4		14.4	1.16	7.31	14.4
				51.8		51.8	158	308	51.8
25					14.4	1.5	1.71	1.2	0.993
					51.8	20.9	13.3	110	78.5
Bobinage double couche		Bobinage simple couche		$(THD)_{couple-1}$ (%)		Cellule colorée lorsque $(THD)_{couple-h} < 10$			
				$(THD)_{couple-3}$ (%)					

Tableau 2-9 Les distorsions de couple $(THD)_{couple-1-3}$ liée aux harmoniques de FEM dans les différents combinaisons 7-phases avec un rotor classique

Pôles Encoches	4	6	8	10	12	16	18
7	10.2	10.2	10.2	10.2			10.2
	32.5	32.5	32.5	32.5			32.5
14		10.2	10.2	10.2	10.2	10.2	10.2
		32.5	32.5	32.5	32.5	32.5	32.5
21			1.3	0.848	10.2	0.478	10.2
			3.81	9.89	32.5	14.3	32.5
		$(THD)_{couple-1}$ (%)		Cellule colorée lorsque $(THD)_{couple-h} < 10$			
		$(THD)_{couple-3}$ (%)					

En observant les tableaux de distorsion de couple, on peut noter que les combinaisons dont la périodicité spatiale égale à 1 ($t = \gcd(Q_s, p) = 1$), produisent un couple de bonne qualité. Cet avantage est obtenu grâce à une importante distribution des encoches dans l'espace électrique, ce qui permet

d'avoir un petit déphasage électrique α_z entre deux encoches non-adjacentes représentées par deux vecteurs adjacents dans le diagramme vectoriel de tension.

Pour bien comprendre l'effet positif d'un petit déphasage électrique α_z , les diagrammes vectoriels fondamentaux de tension pour les deux combinaisons 5-phases 15/12 et 15/14 sont comparés dans la Figure 2-3. Dans cette figure, il est montré comment la périodicité spatiale unitaire ($t=1$) de la combinaison 15/14 mène à répartition maximale pour les encoches dans l'espace électrique. Cela permet de distribuer les enroulements de phase A (par exemple) à plusieurs positions électriques (vecteurs) sans baisser le facteur fondamental de bobinage. Cette configuration rend le filtre de bobinage très sélectif et atténue les harmoniques parasites qui perturbent le couple fondamental. Cela s'explique par le fait que les vecteurs de tension, qui sont légèrement déphasés, deviennent opposés lorsqu'on les trace pour un harmonique dans la plage parasite (voir Figure 2-3).

Généralement, les topologies avec une double couche d'enroulements fournissent un couple de qualité supérieur à la qualité de couple avec une simple couche (12/10 3-phases et 20/18 5-phases dans les tableaux précédents). Cela se justifie car un nombre double des enroulements est associé à chaque phase en cas d'une double couche. Cela permet d'effectuer une distribution plus importante pour ces enroulements dans l'espace électrique menant ainsi à augmenter la sélectivité du filtre de bobinage comme il est illustré dans la Figure 2-3.

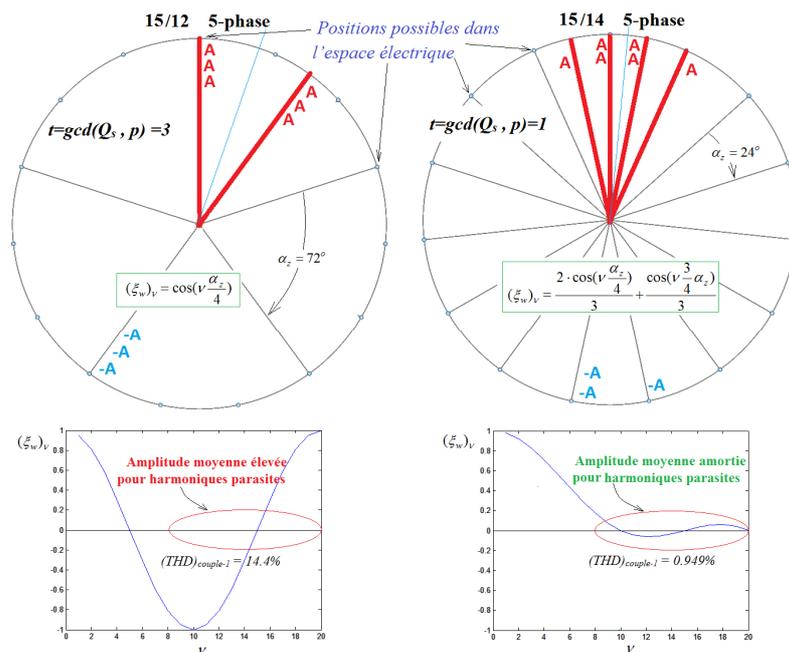


Figure 2-3 l'effet de la fréquence spatial $t=gcd(Q_s, p)$ sur la qualité de couple

En comparant les configurations qui peuvent fournir un couple fondamental de moyenne élevée (famille rouge dans le paragraphe précédent) par rapport à la distorsion de couple. On constate que les qualités de couple les plus remarquables se trouvent au sein des combinaisons 5-phases. Cependant, certaines combinaisons 7-phases produisent un couple fondamental de qualité acceptable ($THD_{couple-1}=10\%$) malgré leur périodicité spatiale élevée (21/12 : $t=3$). La raison n'est pas leur spectre de bobinage sélectif, mais le nombre de phases élevé qui augmente le rang des harmoniques parasites perturbants (voir le Tableau 2-3).

Finalement, les tableaux montrent que la qualité de couple généré par la machine fictive secondaire (3ème harmonique de courant) est généralement mauvaise. Ce résultat est logique parce que dans le

cas d'un rotor classique la machine secondaire est faible ce qui rend le couple pulsatoire important par rapport au couple constant généré. Quelques exceptions peuvent être trouvées parmi les combinaisons 7-phases ($21/8 : t=1$) où la qualité de couple secondaire est bonne grâce au spectre de bobinage sélectif accompagné avec nombre de phases élevé.

2.2 Pertes rotoriques et les harmoniques spatiaux de la force magnétomotrice

Dans les machines électriques tournantes, il est indispensable de quantifier et analyser les pertes rotoriques dans le fer et les aimants. En effet, pour une machine avec un refroidissement traditionnel (air ou eau glycolée circulant dans une chambre à eau), il est difficile d'évacuer la chaleur du rotor issue de ses pertes. Cela peut engendrer, l'augmentation de la température rotor et conduire à la démagnétisation partielle ou totale des aimants et donc à une défaillance de la machine [63].

Pour une machine synchrone avec un rotor à aimants, les pertes rotoriques sont dues à la variation d'induction magnétique dans le rotor. Selon leur origine, ces pertes peuvent être classifiées en deux catégories principales :

- Pertes par l'effet des dents (slotting effect), liées à la variation du flux rotorique (flux d'aimants) dans le rotor à cause de la perméabilité variable dans l'entrefer, résultante du mouvement de rotor en face des encoches statoriques. Ce genre de pertes dépend principalement de la forme de circuit magnétique du stator et du rotor. Par exemple, la forme des dents (avec ou sans pieds d'encoches) et la configuration des aimants dans le rotor (enterrés ou surfaciques). Ainsi, des points de vue différents sont présentés dans la littérature concernant ces pertes, certains auteurs les estiment négligeable, d'autres considèrent qu'elles devraient être prises en compte [64], [65], [66].
- Pertes induites par le bobinage statorique, dépendent de la topologie de bobinage et des harmoniques du courant d'alimentation.

Dans le paragraphe 2.2, seulement la deuxième catégorie de pertes sera étudiée conformément à la stratégie de ce chapitre qui compare les différentes topologies statoriques de bobinage concentré autour des dents. Donc à partir de maintenant, le terme « pertes rotoriques » réfère aux pertes induites dans le rotor par les courants statoriques.

2.2.1 Théorie des pertes rotoriques dans les machines polyphasées et inconvénient du bobinage concentré

Dans les machines synchrones, l'harmonique fondamental de champ magnétique tournant avance dans l'entrefer à la même vitesse que le rotor. Donc, si ce champ statorique contient uniquement cet harmonique fondamental qui a la fréquence spatiale p dans l'entrefer, il n'y aura pas des pertes induites dans le rotor suite à l'absence du mouvement relatif entre le champ statorique et le rotor.

En pratique, la force magnétomotrice (FMM) comprend en plus de l'harmonique fondamental d'autres harmoniques asynchrones avec le rotor qui produisent des pertes. Ne contribuant pas au couple, ces harmoniques qu'on qualifiera de parasites, peuvent être classifiés en deux groupes :

1. Harmoniques de temps, associés aux harmoniques non-fondamentaux du courant d'alimentation qui peuvent résulter de :
 - Harmoniques non-fondamentaux injectés dans les machines polyphasées afin d'améliorer leur fonctionnalité [22]-[23]. Dans ce cas, certaines familles correspondantes d'harmoniques spatiaux parasites de FMM vont alors apparaître et de fait des pertes rotoriques seront induites (voir le paragraphe 3.2.3.3).
 - Harmoniques parasites résultants de la commande en MLI. En choisissant une fréquence de commutation MLI élevée par rapport à la fréquence maximale du courant, ces harmoniques seront mieux filtrés par les inductances de la machine.
2. Harmoniques d'espace, liés à la topologie de bobinage, car les encoches du stator imposent des positions angulaires non-continues (quantifiées) pour le placement des enroulements. Par conséquent, la force magnétomotrice (FMM) prend une forme d'escalier qui contient des harmoniques parasites asynchrones avec le rotor.

Le deuxième groupe des harmoniques parasites dans la FMM est le plus difficile à traiter, car il faut des modifications structurelles de la machine afin de réduire les amplitudes de ces harmoniques nuisibles. Le premier groupe par contre peut être traité par le contrôle en imposant des courants adéquats.

Habituellement, dans le cas du bobinage classique à pas diamétral alimenté par un courant sinusoïdal, la force magnétomotrice prend une forme d'escalier répétitive dans l'entrefer avec une fréquence spatiale égale à p , ce qui crée des harmoniques parasites limités à la famille dont la fréquence spatiale est égale à $(2k+1) \cdot p$: $k \in \mathbb{N}$, comme le montre la Figure 2-4 (a).

Ces harmoniques parasites d'ordre $(2k+1)$ peuvent être minimisés en augmentant par exemple le nombre d'encoches par pôle et par phase (augmenter q), ce qui permet de mieux distribuer les bobines de chaque pôle et d'affiner la forme de FMM en la rapprochant d'une sinusoïdale. La FMM résultante de cette solution est illustrée dans la Figure 2-4 (b), sachant que, la densité linéique de courant est gardée constante afin d'unifier la capacité des structures à fournir de couple (par exemple, le courant par encoches est divisé par deux lorsque le nombre d'encoches est doublé dans la Figure 2-4 (b)).

La forme d'escalier finale de FMM est construite avec la participation de toutes les phases, donc l'augmentation du nombre de phases peut affiner cette forme et réduire l'amplitude des harmoniques spatiaux parasites, comme il est illustré dans la Figure 2-4 (c). De plus, en cas du bobinage à pas diamétral, le rang de harmoniques spatiaux parasites de FMM peut être augmenté en augmentant le nombre de phases (9-11 en 5-phases à la place de 5-7 en 3-phases dans la Figure 2-4 (a), (b), et (c)), ce qui a un effet positif sur les pertes rotoriques comme il est montré plus tard dans le paragraphe 2.2.2.

Enfin, en cas du bobinage concentré autour des dents ($q < 1$) la forme de FMM n'est pas forcément régulière et répétitive avec la fréquence spatiale p même avec un courant sinusoïdal injecté (voir l'exemple de la Figure 2-4 (d)). Par conséquent, les harmoniques spatiaux parasites ne sont plus limités à la famille du rang $(2k+1)$ mais plusieurs harmoniques de rang fractionnaire peuvent apparaître. Deux groupes d'harmoniques parasites associés au bobinage concentré autour des dents, peuvent être clairement distingués :

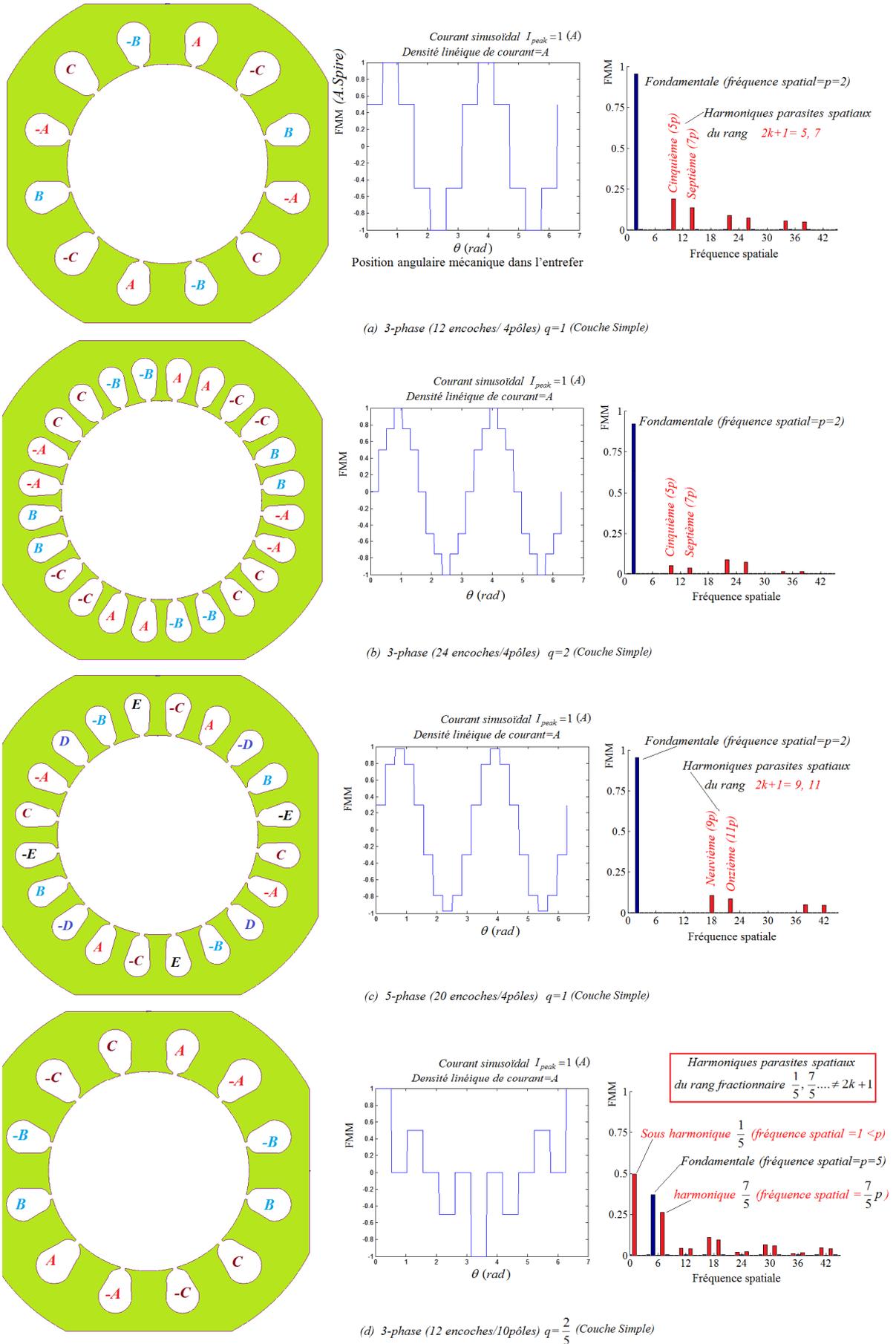


Figure 2-4 Comparaison entre le bobinage à pas diamétral et concentré au niveau des harmoniques parasites de FMM

- Sous-harmoniques : le rang est inférieur à 1 parce que leur fréquence spatiale est inférieure au nombre de paires de pôles p .
- Harmoniques proches du fondamental : le rang fractionnaire se situe entre 1 et 2 car leur fréquence spatiale est comprise entre p et $2p$.

Le fait que les harmoniques précédents apparaissent dans les machines avec un bobinage concentré, nomme ce groupe d'harmoniques comme suspect principal à l'origine des pertes rotoriques élevées accompagnant habituellement ce type de bobinage. Cette constatation impose l'étude de l'effet de ces harmoniques sur les pertes rotoriques dans la suite de ce chapitre.

2.2.2 Calcul et classification des harmoniques spatiaux de FMM selon la combinaison Encoches/Pôles considérée et les harmoniques de courant injecté

Dans ce paragraphe, l'origine des harmoniques spatiaux du rang fractionnaire dans la FMM est étudiée. Le rang de ces harmoniques est déduit en fonction du nombre de phases et de la combinaison Encoches/Pôles choisie. De plus, les familles des harmoniques spatiaux associés aux différents harmoniques temporels du courant sont également examinées et classifiées.

En cas de bobinage concentré autour des dents, la fréquence spatiale de la fonction de bobinage d'une phase n'est pas toujours égale à p comme dans le cas de bobinage à pas entier, ce qui nous oblige de représenter cette fonction en utilisant les séries du Fourier selon l'équation suivante où toutes les fréquences spatiales peuvent apparaître.

$$\zeta_j = \sum_{f_s=1}^{\infty} A_{f_s} \cos[f_s \cdot (\theta - \theta_j) - \psi_{f_s}]$$

ζ_j : la fonction de bobinage de la phase j ; A_{f_s} : l'amplitude maximale de l'harmonique de fréquence spatiale f_s de fonction de bobinage; θ : la position angulaire dans l'entrefer; θ_j : le décalage spatial entre la fonction de bobinage de phase j et la fonction de phase 0; ψ_{f_s} : la phase spatiale de l'harmonique f_s .

Le décalage spatial entre la fonction de bobinage de la phase j et la fonction de la phase 0 doit être égal pour l'harmonique fondamentale ($f_s = p$) à $j \cdot \frac{2\pi}{m}$ modulo (2π) soit encore

$$p\theta_j = j \cdot \frac{2\pi}{m} \text{ mod } (2\pi) \text{ et donc } \theta_j = j \cdot \frac{2\pi}{m \cdot p} \text{ mod } \left(\frac{2\pi}{p} \right).$$

Cependant, ce décalage ne peut pas être continu car il est discrétisé par les emplacements des encoches. Autrement dit, le déphasage fondamental précédent doit être obtenu par un décalage d'un nombre entier d'encoches (Q_d) comme défini dans l'équation (2-18).

$$\theta_j = j \cdot \frac{2\pi}{Q_s} \cdot Q_d \tag{2-17}$$

Il vient donc en identifiant les deux expressions précédentes de θ_j

$$\theta_j = j \cdot \left(\frac{2\pi}{m \cdot p} + Y \cdot \frac{2\pi}{p} \right) = j \cdot \frac{2\pi}{Q_s} \cdot Q_d \Rightarrow Q_d = \frac{Q_s}{m \cdot p} + \frac{Y \cdot Q_s}{p}$$

$$Q_d = \frac{Q_s}{m} \cdot \left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right) \quad (2-18)$$

Avec, Y : le plus petit entier qui rend Q_d entier.

Soit encore, en introduisant q , le nombre d'encoches par pôle et par phase :

$$Q_d = \frac{Q_s}{m \cdot p} + \frac{Y \cdot Q_s}{p} = 2q \cdot (1+Y \cdot m)$$

On pourra vérifier aisément que si q est entier ou égal à 0,5, il est possible de prendre $Y=0$ mais ce n'est pas toujours le cas pour les bobinages à pas fractionnaire.

A partir de l'équation (2-17) et l'équation (2-18) il vient donc :

$$\theta_j = j \cdot \frac{2\pi}{m} \cdot \left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right) \quad (2-19)$$

A présent, grâce à l'équation de θ_j dans (2-19) on peut réécrire la fonction de bobinage de phase j puis déduire la force magnétomotrice (FMM) en supposant que l'harmonique h de courant est injectée.

$$\zeta_j = \sum_{f_s=1}^{\infty} A_{f_s} \cos \left[\left(f_s \cdot \left(\theta - j \cdot \frac{2\pi}{m} \cdot \left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right) \right) - \psi_{f_s} \right) \right], \quad i_j = \cos \left[h \cdot \left(p \omega_m t - j \cdot \frac{2\pi}{m} \right) - \phi'_h \right]$$

$$FMM = \sum_{j=0}^{m-1} \zeta_j \cdot i_j = \sum_{j=0}^{m-1} \sum_{f_s=1}^{\infty} A_{f_s} \cos \left[\left(f_s \cdot \left(\theta - j \cdot \frac{2\pi}{m} \cdot \left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right) \right) - \psi_{f_s} \right) \right] \times \cos \left[h \cdot \left(p \omega_m t - j \cdot \frac{2\pi}{m} \right) - \phi'_h \right]$$

ω_m : la pulsation de rotor ; h : l'harmonique de courant injectée ; ϕ'_h : la phase d'harmonique h de courant.

Comme nous nous intéressons uniquement aux harmoniques spatiaux, l'instant $t=0$ sera considéré, ce qui conduit à :

$$FMM = \sum_{f_s=1}^{\infty} \sum_{j=0}^{m-1} A_{f_s} \cos \left[\left(f_s \cdot \left(\theta - j \cdot \frac{2\pi}{m} \cdot \left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right) \right) - \psi_{f_s} \right) \right] \times \cos \left[h \cdot j \cdot \frac{2\pi}{m} - \phi'_h \right] \Rightarrow$$

$$FMM = \sum_{f_s=1}^{\infty} \frac{A_{f_s}}{2} \sum_{j=0}^{m-1} \left[\cos \left[f_s \cdot \theta - j \cdot \frac{2\pi}{m} \cdot \left[f_s \cdot \left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right) + h \right] - \psi_{f_s} - \phi'_h \right] \right. \\ \left. + \cos \left[f_s \cdot \theta - j \cdot \frac{2\pi}{m} \cdot \left[f_s \cdot \left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right) - h \right] - \psi_{f_s} - \phi'_h \right] \right] \quad (2-20)$$

En regardant l'équation (2-20), on peut déduire les harmoniques spatiaux qui peuvent exister dans la force magnétomotrice. L'harmonique f_s existe si une des deux conditions de l'équation suivante est vérifiée :

$$f_s \cdot \left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right) \pm h = c \cdot m \quad : c \in IN \quad \text{ou bien} \quad f_s \cdot \left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right) \pm h \notin IN \quad (2-21)$$

On peut exclure la deuxième condition en exprimant la circularité de la machine, à savoir qu'après avoir opéré m fois le décalage de Q_d encoches on se retrouve à la première encoche.
 $m \cdot Q_d = c' \cdot Q_s \quad : c' \in IN$

L'équation (2-18) montre alors que $(\frac{1+Y \cdot m}{p}) = c'$ est entier.

En comparant ce résultat avec (2-21) on trouve que, une seule condition est nécessaire et suffisante concernant l'existence des harmoniques spatiaux de fréquence f_s dans la FMM pour un harmonique de rang h de courant :

$$\boxed{f_s = \frac{p \cdot (c \cdot m \pm h)}{1 + Y \cdot m} \quad : c \in \mathbb{N}} \quad (2-22)$$

L'équation (2-22) représente le filtre qui décide quels sont les harmoniques spatiaux qui vont passer du spectre de la fonction de bobinage d'une phase vers le spectre de la force magnétomotrice. Ce filtre dépend de l'harmonique du courant injecté h , du nombre de phases m , et de la combinaison Encoches/Pôles représentée par les deux paramètres (p, Y) .

Evidemment le cas du bobinage à pas entier est inclus dans l'équation (2-22) en mettant $Y=0$ on a alors.

$$f_s = p \cdot (c \cdot m \pm h) \quad : c \in \mathbb{N} \quad (2-23)$$

On peut donc retrouver dans ce cas des résultats bien connus [59] fournis pour les machines à bobinages à pas entiers.

Ainsi, pour une machine à pas entier à p paires de pôles les harmoniques spatiaux de FMM résultants de l'harmonique de rang 1 du courant sont multiples de p avec comme coefficient multiplicateur $c \cdot m \pm 1$ soit (1, 5, 7, 8, 10, 11, 13, etc) en triphasé ; (1, 9, 11, 14, 16, etc) en pentaphasé ; (1, 13, 15, 20, 22, etc) en heptaphasé.

De plus, pour une machine à pas entier à p paires de pôles les harmoniques spatiaux de FMM résultants de l'harmonique de rang 3 du courant sont multiples de p avec comme coefficient multiplicateur $c \cdot m \pm 3$ soit (3, 6, 9, 12, etc) en triphasé ; (3, 7, 12, 13, 18, etc) en pentaphasé ; (3, 11, 17, 18, 24, etc) en heptaphasé.

Par contre, dans le cas du bobinage concentré à pas fractionnaire où Y n'est pas forcément égal à 0, l'existence des harmoniques dits de rang fractionnaire ($\frac{f_s}{p} \notin \mathbb{N}$) est bien justifié grâce à l'équation (2-22).

Entre ces deux cas généraux il y a un cas très particulier mis en évidence par l'équation (2-18). Celui d'un bobinage à pas fractionnaire où $q=0.5$ pour lequel il est possible de prendre $Y=0$. Cette famille survit à l'impact négatif des harmoniques du rang fractionnaire qui sont complètement supprimés du spectre de FMM. On comprend pourquoi cette famille est récemment favorisée dans les applications d'automobile, où de faibles niveaux de pertes rotoriques à hautes vitesses sont requis. La qualité de ce type de combinaison ($q=0.5$) au niveau de pertes rotoriques sera étudiée dans le paragraphe 2.2.4.

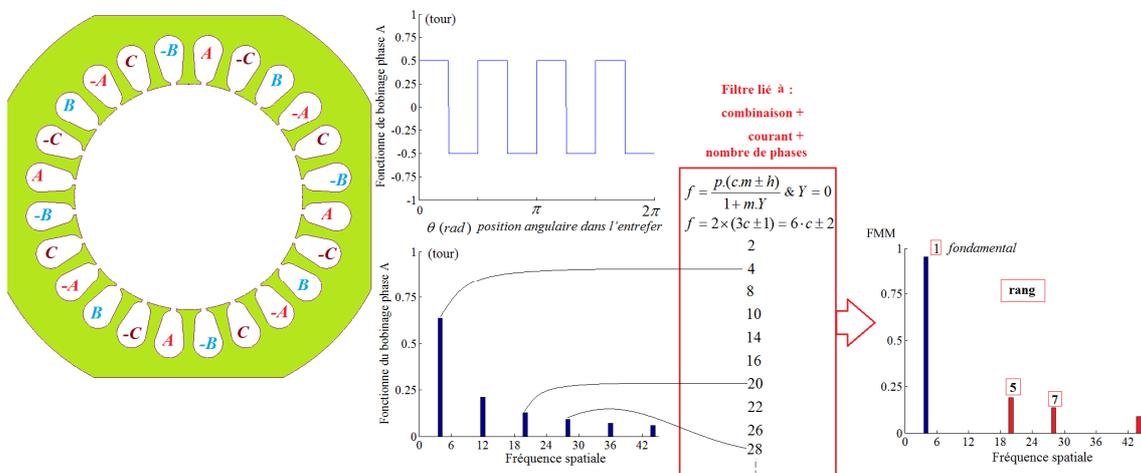
L'analyse de la formule (2-22) permet également de généraliser la notion de familles d'harmoniques de FMM introduite pour les machines polyphasées à plus de trois phases à pas fractionnaire.

Le paragraphe 2.1.1 avait montré qu'une machine à m phases est équivalente à $(m+1)/2$ machines fictives qui correspondent à $(m+1)/2$ harmoniques différents de courant. Donc, selon la formule (2-22) cette machine à m phases aura $(m+1)/2$ familles séparées d'harmoniques spatiaux de FMM (pas d'harmoniques en commun), où chaque famille résulte d'un des harmoniques injectés de courant, comme il est montré dans l'équation (2-24).

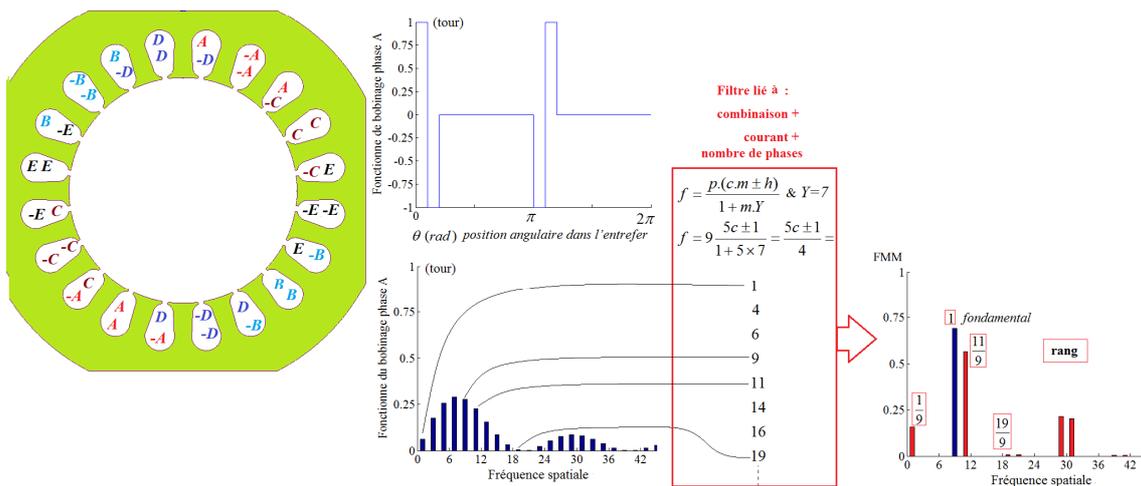
$$\text{Famille fondamentale} \Leftrightarrow \text{rangs des harmoniques spatiaux liés au courant fondamental} = \frac{f_s}{p} = \frac{c \cdot m \pm 1}{1 + Y \cdot m} \neq \quad (2-24)$$

$$\text{Famille } h \Leftrightarrow \text{rangs des harmoniques spatiaux liés à l'harmonique } h \neq 1 \text{ du courant} = \frac{f_s}{p} = \frac{c \cdot m \pm h}{1 + Y \cdot m}$$

Pour une machine à 3 phases on trouve les familles : $\frac{f_s}{p} = \frac{3c \pm 1}{1 + 3Y}$, et $\frac{f_s}{p} = \frac{3c \pm 3}{1 + 3Y}$



(a): 3-phase (24 encoches / 8 Pôles) $q=1$ (couche simple) courant fondamental



(b): 5-phase (20 encoches / 18 Pôles) $q = \frac{2}{9}$ (couche double) courant fondamental

Figure 2-5 l'effet de la combinaison Encoches/Pôles sur les harmoniques spatiaux de FMM ne comportant qu'un premier harmonique de courant

Pour une machine à 5 phases on trouve les familles : $\frac{f_s}{p} = \frac{5c \pm 1}{1 + 5Y}$, $\frac{f_s}{p} = \frac{5c \pm 3}{1 + 5Y}$, et $\frac{f_s}{p} = \frac{5c \pm 5}{1 + 5Y}$

Pour une machine à 7 phases on trouve les familles: $\frac{f_s}{p} = \frac{7c \pm 1}{1+7Y}$, $\frac{f_s}{p} = \frac{7c \pm 3}{1+7Y}$, $\frac{f_s}{p} = \frac{7c \pm 5}{1+7Y}$, et $\frac{f_s}{p} = \frac{7c \pm 7}{1+7Y}$

En dernier lieu, l'équation (2-22) montre aussi l'effet d'un nombre de phases élevé (>3) qui augmente le rang des harmoniques spatiaux de FMM en baissant leur capacité à fournir des pertes rotoriques comme il est montré dans le paragraphe 2.2.4.

Dans la Figure 2-5, deux exemples qui illustrent le rôle du filtre d'harmoniques représenté par l'équation (2-22) sont fournis. Cette figure montre que, parmi tous les harmoniques de la fréquence spatiale f_s qui existent dans le spectre de fonction de bobinage d'une phase ($A_s \neq 0$) seuls ceux qui vérifient l'équation (2-22) sont transmis à la force magnétomotrice. Ainsi, la connaissance de ce spectre et de l'équation (2-22) est suffisante pour déterminer les rangs d'harmoniques spatiaux de FMM. En cas de bobinage à pas entier le spectre de la fonction de bobinage ne contient que les harmoniques de la fréquence spatiale $f_s = (2k+1) \times p$: $k \in \mathbb{N}$ comme dans la Figure 2-5 (a).

Par conséquent, dans l'équation (2-23) il suffit de ne retenir que les harmoniques de rang impair. Par contre, il n'y a pas de conditions spécifiques sur le spectre de fonction de bobinage d'une phase dans les configurations à pas fractionnaire. Dans ce cas, moins les bobines d'une phase sont réparties autour du stator et plus la fonction de bobinage est riche en harmoniques spatiaux. Dans l'exemple de la Figure 2-5 (b) (20encoches/18pôles 5-phases), les bobines d'une phase sont localisées seulement dans deux positions opposées autour du stator ce qui mène à un spectre de fonction de bobinage riche en harmoniques. Cependant, ce spectre n'est pas si mauvais car au moins il ne contient pas d'harmoniques pair de fréquence spatiale, ce qui ne sera pas le cas si les bobines d'une phase sont localisées d'un seul côté du stator, comme c'est le cas dans la combinaison 5-phases 15/14 qui est présentée dans le Tableau 2-5 et la Figure. 1-19.

Prenons un exemple concret déjà étudié au sein du laboratoire L2EP dans le cadre de la thèse d'A Bruyère [67] relativement à un alterno-démarrreur 7-phases 28/16 ($q=1/4$) développé par VALEO

Tout d'abord, pour rendre $Q_d = \frac{28}{7} \cdot \left(\frac{1+7 \cdot Y}{8}\right)$ entier on trouve $Y=1$. Ensuite, en observant la fonction du bobinage d'une phase qui est illustrée dans l'Annexe 5.3, on constate que son spectre spatial contient uniquement des harmoniques dont la fréquence spatiale est égale à $4 \cdot k$ avec $k \in \mathbb{N}^*$. Par conséquent, les rangs des harmoniques spatiaux qui seront transmis au spectre de la FMM en utilisant l'équation (2-22) sont, pour la machine fictive fondamentale:

$$\left(\frac{f_s}{p} = \frac{7c \pm 1}{8} \text{ et } \frac{f_s}{p} = \frac{4k}{8} : k \in \mathbb{N}^* \right) \Rightarrow \frac{f_s}{p} = 1, \frac{5}{2}, \frac{9}{2}, 6, 8, \frac{19}{2} \dots$$

Les rangs des harmoniques spatiaux de FMM pour la machine fictive secondaire-1 :

$$\left(\frac{f_s}{p} = \frac{7c \pm 3}{8} \text{ et } \frac{f_s}{p} = \frac{4k}{8} : k \in \mathbb{N}^* \right) \Rightarrow \frac{f_s}{p} = \frac{1}{2}, 3, 4, \frac{13}{2}, \frac{15}{2}, 10 \dots$$

Les rangs des harmoniques spatiaux de FMM pour la machine fictive secondaire-2 :

$$\left(\frac{f_s}{p} = \frac{7c \pm 5}{8} \text{ et } \frac{f_s}{p} = \frac{4k}{8} : k \in \mathbb{N}^* \right) \Rightarrow \frac{f_s}{p} = \frac{3}{2}, 2, 5, \frac{11}{2}, \frac{17}{2}, 9 \dots$$

Les résultats précédents correspondent bien à ceux qui sont indiqués dans ce cas particulier de machine 7-phases 28/16 dans [67]~(page. 55).

2.2.3 Importance de l'étude des pertes rotoriques en cas de rotor avec aimants permanents

Dans le cadre d'un modèle simple de fonctionnement d'une machine synchrone, le rotor, tournant à la vitesse de synchronisme, est soumis uniquement à un champ magnétique constant et peut donc être massif contrairement au stator dont la partie ferromagnétique est feuilletée. Ce modèle est acceptable tant que les effets des harmoniques du champ magnétique sont négligeables. Ces effets sont en premier lieu une augmentation des pertes et donc une diminution du rendement. Si les durées de fonctionnement aux régimes provoquant une augmentation importante des pertes sont faibles par rapport aux autres régimes alors l'impact énergétique est faible.

Par contre, l'augmentation des pertes peut également induire une augmentation des températures, notamment celles du rotor. Pour que les effets des pertes rotoriques soient acceptables il faut d'une part que les constituants du rotor supportent les températures atteintes et d'autre part que les dégradations des performances en couple de la machine soient acceptables.

Dans le cas de machine à rotor bobiné il faut veiller à rester en dessous des températures maximales que supportent les isolants (200°C possible aisément actuellement) du bobinage rotorique. Il faut également par un réglage du courant d'excitation maintenir le niveau de champ magnétique souhaité. Par conséquent, le dimensionnement thermique, défini au courant nominal, doit pouvoir être suffisant. On notera néanmoins que le processus de pertes de fonctionnalité de l'isolant (résine) d'un bobinage électrique peut être progressif et surtout réversible (pouvoir auto-cicatrisant) lorsque la température retrouve des niveaux plus habituels pour la machine.

Dans le cas d'une machine à aimants permanents au rotor, nous verrons ci-dessous que les impacts d'une augmentation de la température des aimants peuvent être plus critiques car menant à des processus irréversibles d'aimantation même si les durées de fonctionnement à températures élevées sont courtes [63].

La sensibilité des aimants à la température varie selon leur type de matériau (Neodyme, Cobalt...). Mais dans tous les cas, la variation des caractéristiques magnétiques due à la température croissante va dans le même sens : celui d'une dégradation.

La Figure 2-6 montre comment les caractéristiques magnétiques ($B-H$) d'un aimant varient avec la température.

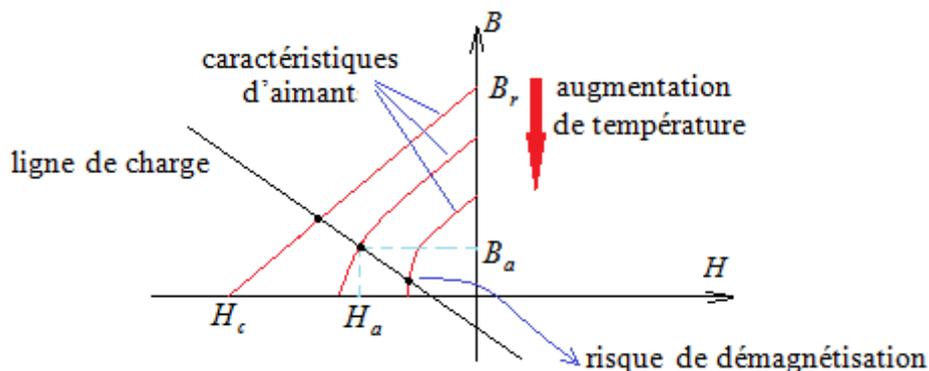


Figure 2-6 les caractéristiques magnétiques typiques d'un aimant terre rare

Or, le point de fonctionnement qui représente l'état magnétique de l'aimant (B_a, H_a) est le point d'intersection entre la courbe des caractéristiques magnétiques de l'aimant et la droite de charge imposée par l'environnement (géométrie et excitation démagnétisante H_a). De la Figure 2-6, on peut clairement noter comment, pour la même droite de charge (même géométrie et courant statorique), le point d'intersection descend en s'approchant de l'état de démagnétisation ($B_a = 0$) lorsque la température augmente. De plus, la pente de la courbe caractéristique sur laquelle ce point se trouve devient plus raide avec la croissance de la température. Cela est la zone de non-réversibilité du processus de désaimantation. L'augmentation de la température des aimants même transitoire est donc un phénomène critique sauf à prendre des marges de sécurité importantes.

Néanmoins, si les pertes rotoriques dues aux harmoniques de champ affectaient essentiellement les tôles ferromagnétiques en y induisant des pertes fer supplémentaires, l'augmentation de température des aimants dans le cas de régime transitoire serait réduite du fait des capacités thermiques des masses ferromagnétiques et des résistances de conduction thermique entre tôles, siège de la production de chaleur, et aimants.

En fait c'est exactement l'hypothèse contraire que l'on est amené à considérer. En effet, il est possible de réduire les pertes dans la partie ferromagnétique en utilisant des tôles isolées de faibles épaisseurs. Par contre, la segmentation des aimants ne peut, pour des raisons techniques d'assemblage, être aussi importante que celle de la masse ferromagnétique du rotor. Les aimants constitueront, plus rapidement que la partie ferromagnétique, des pièces massives, sièges de pertes par courants induits.

En cas de pertes Joule induites, il serait donc essentiel de pouvoir évacuer cette chaleur produite localement dans les aimants sous peine d'une augmentation rapide de la température. Cette évacuation doit se faire soit axialement soit par l'entrefer. Dans les deux cas, elle s'opérera par un phénomène de convection, ce qui n'est pas le plus rapide en termes de transfert de chaleur. Il faudrait donc s'attendre, en cas de pertes dans les aimants, à une augmentation locale de la température dans ces aimants. Or une température trop importante des aimants implique certes, une diminution du champ magnétique produit par l'aimant et donc du couple, mais aussi surtout, comme vu précédemment, une sensibilité plus forte à une démagnétisation irréversible due aux courants démagnétisants de l'induit. On peut donc prévoir en cas de pertes rotoriques supplémentaires des démagnétisations irréversibles des aimants pour des régimes transitoires de courte durée en comparaison des constantes de temps thermiques usuelles de plus de dix minutes.

En résumé, dans une machine électrique à aimants conçue pour travailler à des fréquences élevées, une structure garantissant un niveau bas de pertes par courants induits dans les aimants est indispensable pour obtenir une machine robuste car des températures trop élevées d'aimant mènent, même lorsqu'elles sont de courte durée, à des démagnétisations irréversibles. Cette robustesse est d'autant plus nécessaire que les machines électriques pour application Mild-Hybride ont cette caractéristique de devoir travailler fréquemment en régime transitoire (boost, freinage récupératif). Par conséquent, sauf à prendre des marges de sécurité importantes, la maîtrise de la température des aimants est un point critique. Pour cette raison, les paragraphes suivants s'attachent à développer un modèle analytique afin de calculer et surtout comparer les pertes dans les aimants pour différentes structures de machines.

2.2.4 Introduction qualitative à l'étude théorique des pertes par courants induits dans les aimants du rotor

En raison des pertes rotoriques élevées dans certaines machines fournies avec un bobinage concentré autour des dents, de nombreuses études abordent l'évaluation de ces pertes [68]-[69]-[70].

Dans ces études, une classification des différentes configurations à bobinage concentré est faite afin d'aider les concepteurs à éviter un mauvais choix de la combinaison Encoches/Pôles. Cette classification concerne les pertes globales dans le rotor, alors que dans la suite de ce chapitre les combinaisons sont classifiées uniquement selon leur niveau de pertes dans les aimants du rotor.

L'effet des harmoniques spatiaux de FMM, qui induisent des champs magnétiques asynchrones par rapport au rotor, est examiné dans plusieurs articles traitant des pertes rotoriques dans les machines synchrones [71]-[72]-[73]. Ces études montrent que, certaines combinaisons Encoches/Pôles avec un bobinage concentré produisent un spectre spatial nocif de FMM. Cette nocivité est liée au contenu harmonique capable d'induire un haut niveau de pertes rotoriques.

Dans le but de calculer les pertes par courants induits dans les aimants (qui sont des pièces massives), certains articles se basent sur la résolution analytique d'équations de Maxwell [36]-[74]. Le problème de cette méthode est qu'il faut une structure spécifique pour résoudre les équations complexes de Maxwell. C'est du cas par cas. Par conséquent, il est difficile de déduire un modèle général des pertes, qui peut être appliqué sur une variété de configurations des machines à aimants afin d'effectuer un choix de structure.

Un autre point de vue peut être trouvé dans la littérature : au niveau du calcul des courants induits dans les aimants. Ce calcul est basé sur une division du circuit des courants induits en un nombre infini de trajectoires élémentaires [75]-[76]. Ainsi, des modèles simples de pertes volumiques dans les aimants sont déduits mais sans jamais tenir compte de la variété d'harmoniques spatiaux de FMM résultants des structures à bobinage concentré.

En considérant la méthode de calcul utilisée dans [75]-[76], notre étude répond à la question suivante : pour une géométrie dimensionnelle donnée d'un pôle d'aimants rotoriques, quel est l'impact de la période spatiale (appelée ultérieurement longueur d'onde) des harmoniques spatiaux de FMM dans l'entrefer sur le niveau de pertes volumique dans les aimants ?

En général, une valeur précise des pertes est associée à un calcul précis du champ magnétique résultant des harmoniques de FMM. Cependant, ce champ magnétique dépend également de la structure magnétique, variable selon la machine. Ainsi le but de cette étude n'est pas de déterminer la valeur exacte des pertes dans les aimants, mais, on le rappelle, de développer un outil qui assure une comparaison précise des pertes d'aimants entre les combinaisons des machines génériques, en tenant compte uniquement de leur topologie de bobinage. C'est donc un outil permettant de faire un choix entre différentes structures de machine qui est proposé.

Nous allons montrer dans la suite que pour chaque harmonique de champ, les pertes dans les aimants peuvent varier de façon très brutale en fonction du ratio entre une dimension de l'aimant et la période spatiale caractéristique de l'harmonique.

Afin de pouvoir lier harmonique de champ et dimension d'aimant, on introduit une grandeur homogène à une longueur à partir du rang ν d'harmonique spatial de FMM. Cette grandeur est appelée longueur d'onde et est définie par :

$$\lambda_\nu = \frac{2 \cdot \pi \cdot R_{rotor}}{\nu} \quad (2-25)$$

ν : la fréquence spatiale d'un harmonique de FMM dans l'entrefer, λ_ν : la longueur d'onde de cet harmonique, R_{rotor} : le rayon de rotor, $\frac{\nu}{p}$: le rang de cet harmonique.

Exprimons cette longueur d'onde dans différents cas afin de présenter une première analyse.

- Pour un bobinage classique à pas entier il vient :

$$\nu = (2k + 1) \cdot p \quad : k \in \mathbb{N} \Rightarrow \lambda_\nu = \frac{2 \cdot \pi \cdot R_{rotor}}{(2k + 1) \cdot p} = \frac{\lambda_p}{2k + 1} = \frac{\lambda_{fondamental}}{2k + 1} \text{ et donc :}$$

$$\frac{\lambda_{fondamental}}{\lambda_\nu} = \frac{\nu}{p} = 2k + 1 \quad : k \in \mathbb{N} \quad \Rightarrow \lambda_\nu < \lambda_{fondamental}$$

- Pour un bobinage à pas fractionnaire concentré autour de dent il vient :

$$\frac{\nu}{p} \in \mathbb{Q}^{*+} \Rightarrow \lambda_\nu = \frac{2 \cdot \pi \cdot R_{rotor}}{\nu} = \frac{\lambda_p}{\nu/p} \text{ et donc :}$$

$$\frac{\lambda_{fondamental}}{\lambda_\nu} = \frac{\nu}{p} \in \mathbb{Q}^{*+} \Rightarrow (\lambda_\nu < \lambda_{fondamental}) \text{ ou } (\lambda_\nu > \lambda_{fondamental} \text{ pour les sous-harmoniques})$$

Les harmoniques spatiaux parasites (différents de fondamental $\nu \neq p$) de FMM, avancent dans l'entrefer à différentes vitesses V_ν , induisant des courants dans les aimants de rotor et produisant ainsi des pertes [69]. La variation du champ magnétique de l'aimant du fait des dents statoriques lorsque le rotor tourne, peut aussi produire une certaine quantité de pertes dans les aimants (slotting effect) [65], [66]. Toutefois, ce type de pertes dépend principalement de la structure magnétique (forme des dents) et du point de fonctionnement. Généralement, grâce au défluxage, ces pertes ne montent pas brutalement avec la croissance de la vitesse, car le flux rotorique se dirigeant vers le stator est largement réduit. Dans cette étude, seules les pertes liées aux harmoniques parasites de FMM sont considérées.

Les pertes dans les aimants, générées par l'harmonique parasite ν dans le spectre spatial de FMM, dépendent essentiellement de trois paramètres de cet harmonique:

- l'amplitude crête de l'harmonique du champ magnétique ;
- $(V_\nu)_r$, la vitesse relative du champ magnétique dans l'entrefer par rapport au rotor ;
- λ_ν , la longueur d'onde.

L'harmonique fondamental de FMM a une vitesse relative dans l'entrefer qui est égale à zéro, alors que les autres harmoniques parasites avancent à des vitesses relatives différentes. Chaque harmonique parasite ν crée une distribution sinusoïdale tournante (par rapport au rotor) de champ magnétique dans l'entrefer avec une longueur d'onde λ_ν , comme il est illustré dans la Figure 2-7. Cette distribution tournante peut s'exprimer sous la forme d'une onde progressive dans l'entrefer:

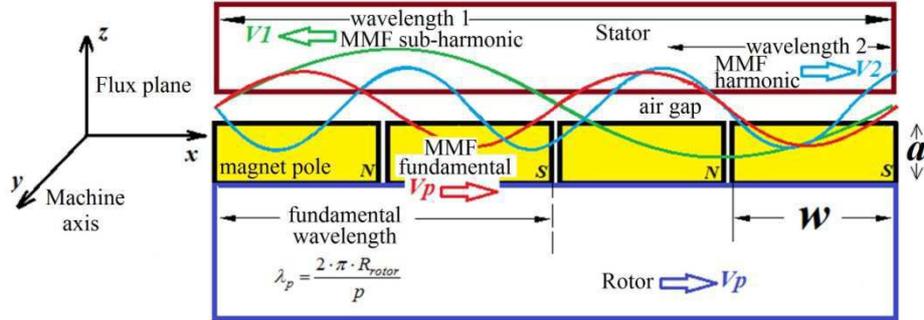
$$(B_\nu(t, \theta))_{ef} = (B_\nu)_{ef} \cos\left(\frac{2\pi}{T_e}t - \nu \cdot \theta\right)$$

$(B_\nu(t, \theta))_{ef}$: le champ magnétique dans l'entrefer résultant de l'harmonique ν de FMM ; $(B_\nu)_{ef}$: l'amplitude crête du champ magnétique tournant $(B_\nu(t, \theta))_{ef}$; T_e : la période électrique des courants statoriques appliqués ; θ : la position angulaire dans l'entrefer.

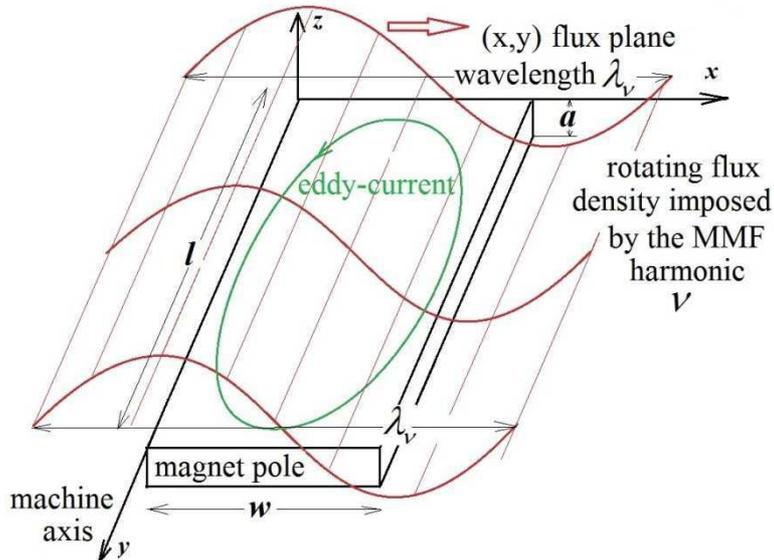
Ensuite, on peut écrire la vitesse angulaire de propagation $(\omega_\nu)_{ef}$ du champ magnétique $(B_\nu(t, \theta))_{ef}$ dans l'entrefer :

$$(\omega_v)_{ef} = \frac{2\pi}{v \cdot T_e} \quad \text{et donc:} \quad (\omega_p)_{ef} = \frac{2\pi}{p \cdot T_e} \quad \text{et} \quad \frac{(\omega_p)_{ef}}{(\omega_v)_{ef}} = \frac{v}{p}$$

$(\omega_p)_{ef}$: la vitesse angulaire de propagation dans l'entrefer du champ magnétique résultant de l'harmonique fondamental de FMM.



(a) : exemple représentatif des harmoniques d'espace de FMM dans l'entrefer pour une machine à flux radial à aimants surfaciques



(b) : ligne de champ d'un courant induit dans un pôle d'aimant à cause d'un des harmoniques parasites de FMM
Figure 2-7 les harmoniques spatiaux de FMM appliqués sur un pôle dans une machine à aimants

Comme le champ fondamental est synchrone avec le rotor, la vitesse angulaire relative $(\omega_v)_r$ de l'onde $(B_v(t, \theta))_{ef}$ par rapport au rotor peut être calculée :

$$(\omega_v)_r = |(\omega_p)_{ef} - \text{sgn} \cdot (\omega_v)_{ef}| = (\omega_v)_{ef} \left| \frac{(\omega_p)_{ef}}{(\omega_v)_{ef}} - \text{sgn} \right| = (\omega_v)_{ef} \left| \frac{v}{p} - \text{sgn} \right|$$

$\text{sgn} = \pm 1$: le signe de rotation de l'harmonique v ($\text{sgn} = -1 \Leftrightarrow$ sens de rotation inverse du rotor).

Finalement, en considérant un point attaché au pôle d'aimant dans le rotor, la fréquence du champ magnétique imposé par l'harmonique tournant v de FMM peut s'exprimer comme dans [72] par :

$$f_{B_v} = \frac{(\omega_v)_r}{l'angle \ d'onde \ v} = \frac{(\omega_v)_r}{2\pi} = \frac{(\omega_v)_{ef}}{2\pi} \left| \frac{v}{p} - \text{sgn} \right| = \frac{1}{T_e} \left| \frac{v}{p} - \text{sgn} \right| \Rightarrow f_{B_v} = f_{rotor} \cdot p \cdot \left| \frac{v}{p} - \text{sgn} \right| \quad (2-26)$$

$f_{B\nu}$: la fréquence du champ magnétique imposé par l'harmonique ν de FMM dans un point de rotor ; f_{rotor} : la fréquence de rotation du rotor (tour/sec).

Dans les machines avec aimants surfaciques (SPM), les mêmes distributions tournantes de champ magnétique imposées par les harmoniques de FMM dans l'entrefer, sont aussi appliquées directement sur les blocs d'aimants. Par conséquent, les aimants voient ces distributions avec presque les mêmes longueurs d'ondes calculées dans l'entrefer par l'équation (2-25) (voir la Figure 2-7 (b)). Par contre, dans le cas d'aimants enterrés dans le rotor (IPM), les longueurs d'ondes de la distribution de flux appliquée sur les aimants sont multipliées par certain ratio dû à la « concentration de flux ».

Un des points forts dans cette étude est qu'elle tient compte de l'effet d'interaction entre la longueur d'onde λ_ν des harmoniques de FMM et la dimension d'un pôle d'aimant qui se situe dans le plan de flux, perpendiculaire aux lignes de champ (la largeur w dans la Figure 2-7), sachant que les pôles d'aimants sont considérés comme des blocs électriquement isolés (ce qui est habituellement vrai dans les machines électriques).

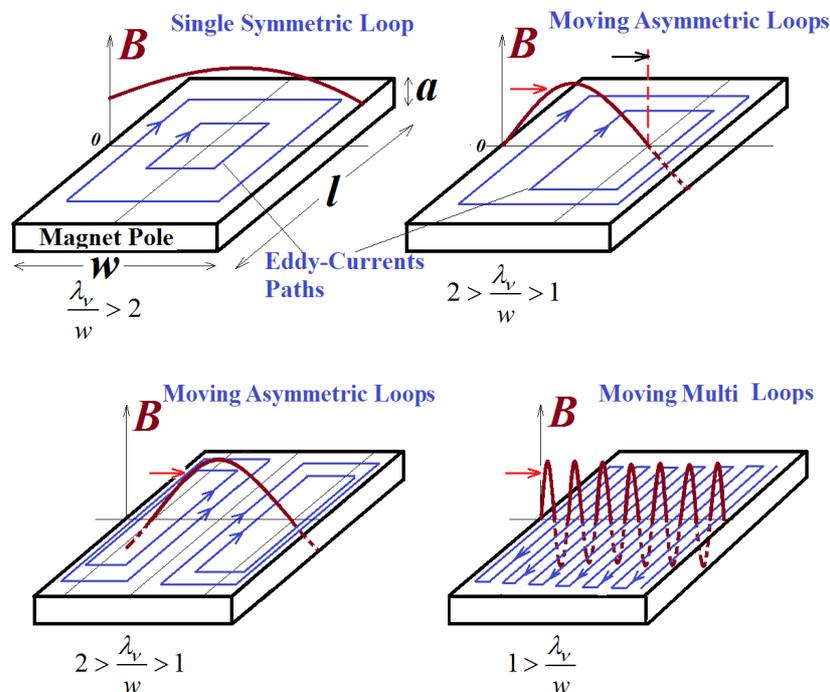


Figure 2-8 les configurations différentes de trajectoires prises par les courants induits résultats de l'harmonique ν de FMM selon la longueur d'onde λ_ν et la largeur w d'un pôle d'aimant

2.2.5 Modèle analytique des pertes volumiques moyennes par courants induits dans les aimants de rotor

Dans ce paragraphe, des configurations de circuits des courants induits dans les aimants sont d'abord présentées. Ces configurations diffèrent selon l'interaction entre les harmoniques de FMM et les dimensions d'un pôle rotorique. Ensuite, les pertes Joule générées par ces courants induits sont calculées pour chaque configuration. Il est mis en évidence pour chaque harmonique des effets de seuil dans l'évolution des pertes. Afin de simplifier le calcul du modèle des pertes, certaines hypothèses sont imposées :

- H(1): les pertes dans les aimants, dues à l'hystérésis et aux variations de champ induites par les dents statoriques, sont négligées ;
- H(2): les pertes totales sont la somme des pertes générées par chaque distribution sinusoïdale tournante de champ magnétique $(B_\nu(t, \theta))_e$ avec la longueur d'onde λ_ν résultante de l'harmonique parasite spatial ν de FMM;
- H(3): la variation de champ magnétique selon la longueur l (axiale) et l'épaisseur a d'un pôle d'aimant est négligée ;
- H(4): La saturation des tôles magnétiques et l'effet de peau ne sont pas pris en compte.

Afin d'utiliser le modèle pour comparer les pertes d'aimants entre les différentes structures, les pertes volumiques sont calculées ($P_{vol} = \text{Pertes d'aimants} / \text{Volume d'aimants}$).

On répertorie quatre situations différentes relatives à l'interaction entre un harmonique ν de FMM et un pôle d'aimant avec une largeur w . Ces situations sont illustrées dans la Figure 2-8 qui représente la configuration des trajectoires prises par les courants induits dans un pôle d'aimant. Elle montre comment cette configuration dépend du ratio entre la longueur d'onde λ_ν de l'harmonique parasite de FMM qui provoque ces courants et la largeur de ce pôle w . Le calcul associé à chaque configuration des courants induits, est développé dans les quatre paragraphes suivants.

(A). Cas avec $\frac{\lambda_\nu}{w} > 2$

Si la longueur d'onde λ_ν de la distribution de champ magnétique, résultante de l'harmonique parasite ν de FMM, est plus grande que deux fois la largeur d'aimant, le déphasage du champ magnétique entre deux points situés sur la largeur de l'aimant, est toujours inférieur à 180° . Par conséquent, les densités de courant induit, traversant le plan (largeur w , épaisseur a) d'aimant ont un déphasage inférieur à 180° . Néanmoins, le fait que les blocs d'aimants soient électriquement isolés, force le courant induit à reboucler en formant une seule boucle symétrique (car le courant qui sort du plan est le même qui entre), comme il est montré dans la Figure 2-9 (a). Afin de valider les configurations supposées des trajectoires suivies par les courants induits dans les aimants, des modèles 2D éléments finis semblables à des machines avec aimants surfaciques (SPM) sont construits. Dans ces modèles un courant constant, injecté dans le cadre d'une certaine topologie d'enroulements statoriques, permet la création d'une force magnétomotrice (FMM) dans l'entrefer avec un seul harmonique spatial dominant et constant dans le temps, tandis que la vitesse relative d'aimants selon cet harmonique est assurée grâce à la rotation du rotor à une vitesse constante. Comme des modèles 2D sont utilisés, l'effet de rebouclage de courant induit, dans chaque bloc d'aimant, doit être pris en compte en imposant une densité moyenne de courant égale à zéro

$$\iint_{2D \text{ magnet surface}} J(x, z) dx dz = 0$$

Le résultat de la simulation par éléments finis lorsque $\lambda_\nu/w > 2$ est illustré sur la Figure 2-9 (b), où on peut observer un seul mode symétrique avec une boucle unique de courant induit qui évolue dans le temps. En outre, un autre instant de temps avec courants induits égaux à zéro (et par conséquent pertes nuls) peuvent être remarqués dans la partie en bas à droite de cette figure. Le flux

magnétique capté par une trajectoire élémentaire (voir la Figure 2-9 (a)) de courant induit peut être écrit:

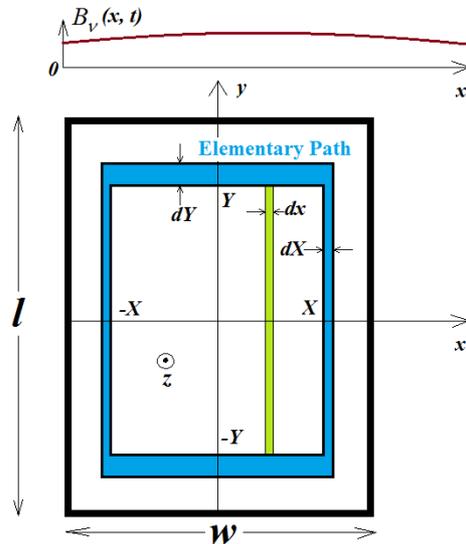
$$\Phi_e = \int_{-X}^X B_v(x,t) \cdot ds \quad \text{avec :}$$

$$ds = 2 \cdot \alpha \cdot X \cdot dx \quad \text{et} \quad \alpha = \frac{Y}{X} = \frac{l}{w}$$

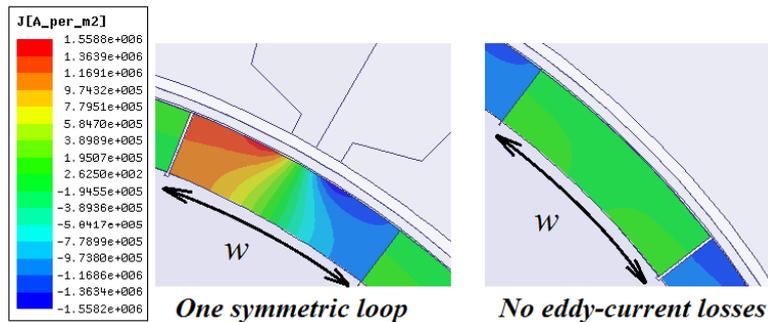
$$B_v(x,t) = B_v \cdot \sin(\omega_v t + \frac{2\pi}{\lambda_v} x), \quad \omega_v = 2 \cdot \pi \cdot f_{B_v} \Rightarrow$$

$$\Phi_e(X,t) = \frac{2 \cdot \alpha \cdot X \cdot B_v \cdot \lambda_v}{\pi} \sin(\frac{2\pi}{\lambda_v} X) \sin(\omega_v \cdot t)$$

Φ_e : Flux magnétique capté par une trajectoire élémentaire ; B_v : amplitude crête de champ magnétique résultant de l'harmonique v de FMM dans les aimants ; ω_v : pulsation le du champ magnétique imposé par l'harmonique v de FMM dans les aimants ; l : longueur du pôle d'aimant ; w : largeur du pôle d'aimant.



(a) : la configuration de trajectoire élémentaire de courants induits



(b) : Modèles 2D en éléments finis pour vérifier la distribution de densité de courants induits dans les aimants

Figure 2-9 Les configurations de courants induits lorsque $\lambda_v/w > 2$

La résistance électrique d'une trajectoire élémentaire suivie par le courant induit dans l'aimant peut être calculée :

$$R_e = \rho \frac{4Y}{a \cdot dX} + \rho \frac{4X}{a \cdot dY} = \frac{4 \cdot \rho \cdot X (\alpha^2 + 1)}{a \cdot \alpha \cdot dX}$$

ρ : Résistivité électrique du matériau d'aimant ; a : épaisseur d'un pôle d'aimant.

Ensuite, les pertes Joule, dans une trajectoire élémentaire de courant induit, peuvent être calculées par:

$$dP_e = \frac{\left(\frac{\partial \Phi_e(X,t)}{\partial t}\right)^2}{R_e}$$

$$dP_e = \frac{\alpha^3 \cdot a \cdot B_v^2 \cdot \omega_v^2 \cdot \lambda_v^2 \cdot X}{\pi^2 \rho (\alpha^2 + 1)} \times \sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda_v} X\right) \cdot \cos^2(\omega_v t) dX \quad (2-27)$$

Le facteur $\cos^2(\omega_v t)$ dans l'équation précédente ne dépend pas de X , ce qui signifie que sur une période temporelle $T_{Bv} = 1/f_{Bv} = 2\pi/\omega_v$, les pertes Joule (dP_e) dans toutes les trajectoires élémentaires s'annulent toujours aux mêmes instants ($t_0 = \frac{1+2 \cdot k}{4} \cdot T_{Bv} : k \in \mathbb{N}$). Cela justifie pourquoi dans le cas avec $\lambda_v/w > 2$, les pertes dynamiques totales dans un pôle d'aimant passent par zéro dans les instants t_0 précédents. Ce fait peut être remarqué dans la Figure 2-9 (b) (à droite) qui montre un pôle d'aimant avec une densité nulle des courants induits dans l'un des instants t_0 . Il apparait également que la période temporelle de la puissance est moitié de celle du champ ($\cos^2(\omega_v \cdot t) = 0.5 + 0.5 \cdot \cos(2 \cdot \omega_v \cdot t)$). Par conséquent la valeur moyenne des pertes Joule dans une trajectoire élémentaire sera :

$$\langle dP_e \rangle = \frac{2}{T_{Bv}} \int_0^{\frac{T_{Bv}}{2}} (dP_e) dt = \frac{\alpha^3 \cdot a \cdot B_v^2 \cdot \omega_v^2 \cdot \lambda_v^2}{2 \cdot \pi^2 \rho \cdot (\alpha^2 + 1)} \cdot X \cdot \sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda_v} X\right) dX$$

Enfin, les pertes volumiques dans les aimants causées par un harmonique parasite de FMM de la fréquence spatiale ν sont calculées dans le cas (A) par :

$$[(P_{vol})_a] = \frac{\int_0^{\frac{w}{2}} \langle dP_e \rangle}{\text{magnet pole volume}} = \frac{\int_0^{\frac{w}{2}} \langle dP_e \rangle}{a \cdot \alpha \cdot w^2}$$

$$[(P_{vol})_a] = \frac{\alpha^2 B_v^2 \omega_v^2}{2 \pi^2 \rho (\alpha^2 + 1)} \times \left[\frac{\lambda_v^2}{16} + \frac{\lambda_v^4}{32 \cdot \pi^2 w^2} (1 - \cos(\frac{2\pi}{\lambda_v} w)) - \frac{\lambda_v^3}{16 \cdot \pi \cdot w} \sin(\frac{2\pi}{\lambda_v} w) \right] \quad (2-28)$$

(B). Cas avec $1 < \frac{\lambda_v}{w} < 2$

Dans ce cas, les trajectoires des courants induits prennent une forme de boucles variables asymétriques où leurs centres se déplacent sur toute la largeur d'aimant avec la même vitesse relative que l'harmonique ν (voir la Figure 2-7). Cette situation variable est le résultat d'un déphasage supérieur à 180° en densité de courant induit suivant la largeur d'aimant. Deux situations symétriques sont atteintes alors que les courants induits sont en train de modifier leurs trajectoires asymétriques. De plus, les deux situations symétriques représentent deux limites extrêmes (maximum, minimum) pour les pertes d'aimants qui varient entre ces deux limites sans s'annuler. Ces limites peuvent être

remarquées dans la Figure 2-10 (d) qui trace les pertes dynamiques calculées en fonction de temps grâce au modèle 2D en éléments finis.

Comme le calcul des pertes, en tenant compte de toutes les situations asymétriques, est compliqué, seulement deux modèles de trajectoires de courant induit qui représentent les deux situations symétriques sont calculées. Ensuite, les pertes totales d'aimants seront considérées égales à la valeur moyenne des pertes instantanées dans ces deux situations limites.

La Figure 2-10 (a), (b) représente les deux cas symétriques des boucles de courant induit lorsque $1 < \lambda_v/w < 2$. Dans la première situation symétrique, le calcul des pertes est le même que dans le cas $\lambda_v/w > 2$, où le modèle d'une seule boucle symétrique de courant induit est toujours valable. Cette situation est produite par deux régions identiques de densité de courant induit, mais avec des directions opposées. Cependant, dans le cas $1 < \lambda_v/w < 2$ ce modèle n'est pas valable à n'importe quel instant de temps, mais seulement lorsque $\omega_v t = \pi \cdot k : k \in N$ (voir la Figure 2-10 (a)). Ainsi, en utilisant l'équation (2-27), la valeur instantanée des pertes Joule, dans une trajectoire élémentaire en passant par la situation d'une boucle symétrique, peut être calculée :

$$dP_e = \frac{\alpha^3 \cdot a \cdot B_v^2 \cdot \omega_v^2 \cdot \lambda_v^2 \cdot X}{\pi^2 \rho (\alpha^2 + 1)} \times \sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda_v} X\right) dX$$

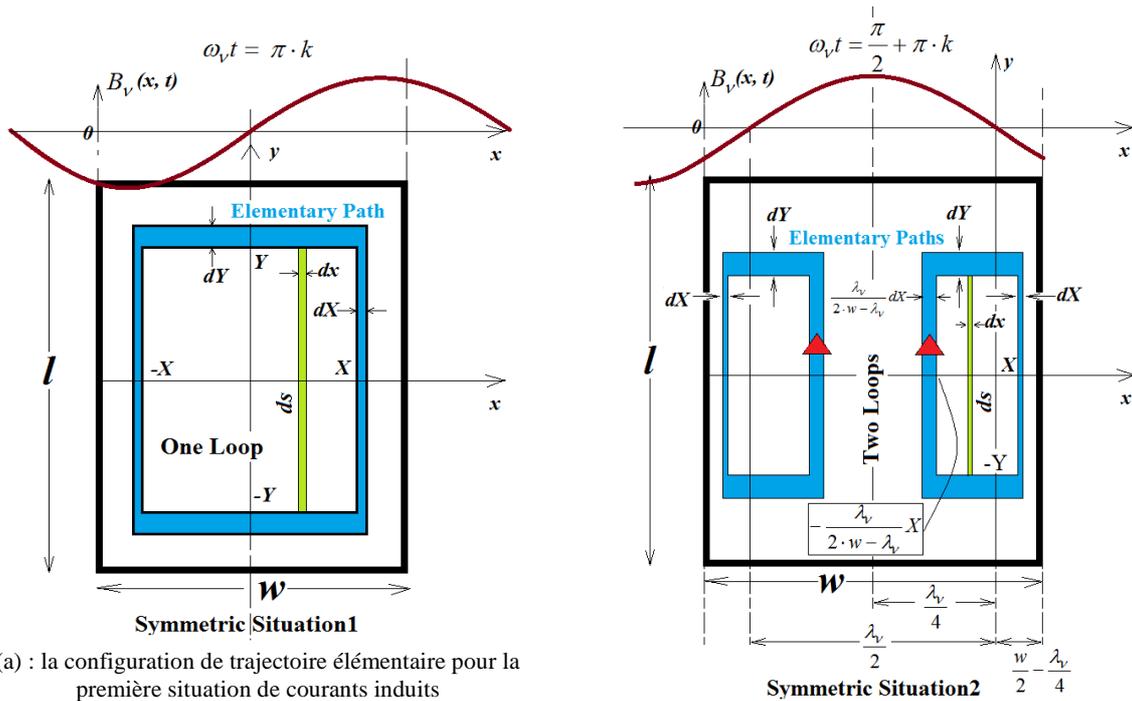
Ensuite, les pertes volumiques instantanées dans la première situation symétrique du cas **(B)** deviennent:

$$[(P_{vol})_v]_b)_{S1} = \frac{\alpha^2 B_v^2 \omega_v^2}{2 \cdot \pi^2 \rho (\alpha^2 + 1)} \times \left[\frac{\lambda_v^2}{8} + \frac{\lambda_v^4}{16 \cdot \pi^2 w^2} (1 - \cos(\frac{2\pi}{\lambda_v} w)) - \frac{\lambda_v^3}{8 \cdot \pi \cdot w} \sin(\frac{2\pi}{\lambda_v} w) \right] \quad (2-29)$$

La deuxième situation symétrique prend une forme de deux boucles de courant induit asymétriques (par rapport à leurs centres). Chaque boucle est produite par deux zones de largeurs différentes et de directions opposées de densité de courant induit. Par conséquent, chaque trajectoire élémentaire dans une boucle est représentée avec deux côtés asymétriques. Le côté large (voie d'aller) est proportionnel à la largeur de la zone du champ magnétique positif, tandis que le côté étroit (voie de retour) est proportionnel à la zone étroite négative (voir la Figure 2-10 (b)).

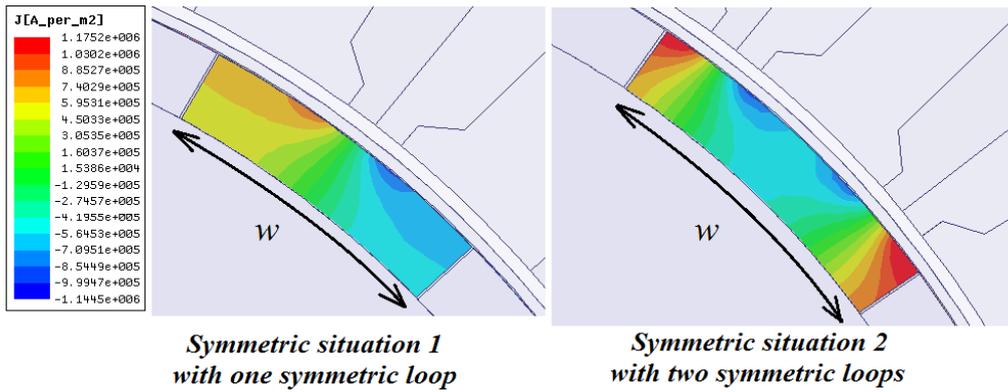
Le côté étroit de la boucle se trouve au bord de pôle d'aimant avec une largeur $w/2 - \lambda_v/4$, alors que le côté épais se situe au milieu avec une largeur $\lambda_v/4$ (voir la Figure 2-10 (b)). Grâce à la symétrie de la deuxième situation, il suffit de calculer les pertes volumiques instantanées d'aimants dans une de ces deux boucles. Toutefois, les trajectoires élémentaires choisies de courant induit, doivent respecter l'asymétrie imposée par la boucle entière. La Figure 2-10 (b) représente les coordonnées de chaque trajectoire élémentaire asymétrique par rapport au centre de la boucle (qui est considéré comme le centre de coordonnées). Il peut être remarqué que le modèle d'une trajectoire élémentaire est structuré de manière à balayer la boucle asymétrique en gardant le même centre. Ainsi, lorsque $X = w/2 - \lambda_v/4$ (la plus grande trajectoire élémentaire) le côté gauche de cette trajectoire devient égal à $-\lambda_v/4$ permettant de couvrir la totalité de la boucle. Le résultat de simulation en éléments finis 2D de la répartition de densité de courants induits dans les deux situations symétriques précédents est illustré dans la Figure 2-10 (c).

Après avoir déplacé le centre de coordonnées vers le centre de la boucle à droite, le flux magnétique capté par une trajectoire élémentaire, peut être exprimé :

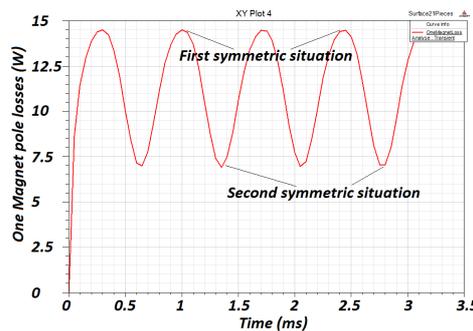


(a) : la configuration de trajectoire élémentaire pour la première situation de courants induits

(b) : la configuration de trajectoire élémentaire pour la deuxième situation de courants induits



(c) Modèles 2D en éléments finis pour vérifier la distribution de densité de courants induits dans les aimants



(d) Pertes dynamiques calculées en éléments finis (2D)

Figure 2-10 les deux situations symétriques limites pour les trajectoires de courants induits lorsque $2 > \lambda_v / w > 1$

$$\Phi_e = \int_{-\frac{\lambda_v}{2}}^{\frac{\lambda_v}{2}} B_v(x,t) \cdot ds : ds = 2 \cdot \frac{2 \cdot w}{2 \cdot w - \lambda_v} \cdot \alpha \cdot X \cdot dx$$

$$B_v(x,t) = B_v \cdot \sin(\omega_v t + \frac{2\pi}{\lambda_v} x + \frac{\pi}{2}), \quad \alpha = \frac{2 \cdot w - \lambda_v}{2 \cdot w} \cdot \frac{Y}{X} = \frac{l}{w}$$

$$\Phi_e(X,t) = \frac{4 \cdot w \cdot \alpha \cdot X \cdot B_v \cdot \lambda_v}{\pi \cdot (2 \cdot w - \lambda_v)} \sin\left(\frac{2 \cdot w}{(2 \cdot w - \lambda_v) \cdot \lambda_v} \pi \cdot X\right) \times \sin\left(\omega_v \cdot t + \frac{\pi}{2} + \frac{2 \cdot (w - \lambda_v)}{(2 \cdot w - \lambda_v) \cdot \lambda_v} \pi \cdot X\right)$$

Comme le modèle présenté des courants induits est valable seulement pour la deuxième situation symétrique instantanée, les pertes doivent être calculées aux instants : $\omega_v t = \frac{\pi}{2} + \pi \cdot k : k \in N$, ce qui conduit à:

$$\left[\left(\frac{\partial \Phi_e(X,t)}{\partial t} \right)_{\omega_v t = \pi/2 + \pi \cdot k} \right]^2 = \frac{16 \cdot w^2 \cdot \alpha^2 \cdot X^2 \cdot B_v^2 \cdot \lambda_v^2 \cdot \omega_v^2}{\pi^2 \cdot (2 \cdot w - \lambda_v)^2} \times \sin^2\left(\frac{2 \cdot w}{(2 \cdot w - \lambda_v) \cdot \lambda_v} \pi \cdot X\right) \cdot \cos^2\left(\frac{2 \cdot (w - \lambda_v)}{(2 \cdot w - \lambda_v) \cdot \lambda_v} \pi \cdot X\right)$$

La résistance électrique d'une trajectoire élémentaire R_e dépend de la configuration de cette trajectoire qui varie avec le temps. Cette résistance est calculée à la deuxième situation symétrique:

$$(R_e)_{\omega_v t = \pi/2 + \pi \cdot k} = \rho \cdot \frac{2 \cdot X \cdot \frac{2 \cdot w}{2 \cdot w - \lambda_v}}{a \cdot dY} + \rho \cdot \frac{2 \cdot Y}{a \cdot dX} + \rho \cdot \frac{2 \cdot Y}{a \cdot \frac{\lambda_v}{2 \cdot w - \lambda_v} dX} \Rightarrow$$

$$(R_e)_{\omega_v t = \pi/2 + \pi \cdot k} = \rho \cdot \frac{2 \cdot X \left[1 + \frac{4 \cdot \alpha^2 \cdot w^2}{(2 \cdot w - \lambda_v) \cdot \lambda_v} \right]}{a \cdot \alpha \cdot dX}$$

Les pertes Joule instantanées dans une trajectoire élémentaire peuvent être à présent déduites:

$$dP_e = \left(\frac{\partial \Phi_e(X,t)}{\partial t} \right)_{\omega_v t = \pi/2 + \pi \cdot k}^2 \cdot R_e$$

$$dP_e = \frac{2 \cdot w^2 \cdot \alpha^3 \cdot a \cdot B_v^2 \cdot \lambda_v^2 \cdot \omega_v^2}{\rho \cdot \pi^2 \cdot (2 \cdot w - \lambda_v)^2 \cdot \left(1 + \frac{4 \cdot \alpha^2 \cdot w^2}{(2 \cdot w - \lambda_v) \cdot \lambda_v} \right)} \times X \cdot \left[\sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot X}{\lambda_v}\right) + \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot X}{2 \cdot w - \lambda_v}\right) \right]^2 \cdot dX$$

Ensuite, les pertes volumiques d'aimants générées pour la deuxième situation symétrique du cas **(B)** sont calculées:

$$((P_{vol})_v]_b)_{S2} = \frac{\int_0^{\frac{w \cdot \lambda_v}{2 \cdot 4}} dP_e}{\text{Volumed'un pole d'aimant}} = \frac{\int_0^{\frac{w \cdot \lambda_v}{2 \cdot 4}} dP_e}{a \cdot \alpha \cdot \frac{w^2}{2}}$$

$$\begin{aligned}
 [(P_{vol})_v]_b)_{S2} &= \frac{4 \cdot w^2 \cdot \alpha^2}{(2 \cdot w - \lambda_v) \cdot \lambda_v} \cdot B_v^2 \cdot \omega_v^2 \times \left[\frac{(2 \cdot w - \lambda_v) \cdot \lambda_v^3}{16 \cdot w^2} \cdot \left(1 + \frac{2}{\pi^2} + \frac{2 \cdot \lambda_v^2}{\pi^2} \cdot \left(\frac{1}{w^2} - \frac{1}{(w - \lambda_v)^2} \right) \right) \right. \\
 &+ \frac{\lambda_v^4}{16 \cdot \pi \cdot w^2} \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot w \cdot \pi}{\lambda_v}\right) + \frac{\lambda_v^5}{8 \cdot \pi^2 \cdot w^2 \cdot (2 \cdot w - \lambda_v)} \cdot (1 + \cos\left(\frac{2 \cdot w \cdot \pi}{\lambda_v}\right)) - \frac{(2 \cdot w - \lambda_v)^2 \cdot \lambda_v^4}{8 \cdot \pi \cdot w^3 (w - \lambda_v)} \cdot \sin\left(\frac{w \cdot \pi}{\lambda_v}\right) \\
 &\left. - \frac{(2 \cdot w - \lambda_v) \cdot (2w^2 - \lambda_v \cdot (2 \cdot w - \lambda_v)) \cdot \lambda_v^5}{8 \cdot \pi^2 \cdot w^4 (w - \lambda_v)^2} \cdot \cos\left(\frac{w \cdot \pi}{\lambda_v}\right) \right] \quad (2-30)
 \end{aligned}$$

Enfin, la valeur moyenne des pertes volumiques d'aimants dans le cas **(B)** peut être obtenue en utilisant les équations (2-29) et (2-30):

$$[(P_{vol})_v]_b = \frac{[(P_{vol})_v]_b)_{S1} + [(P_{vol})_v]_b)_{S2}}{2} \quad (2-31)$$

(C). Cas avec $1 > \frac{\lambda_v}{w} > \frac{2}{3}$

Ce cas, comme le précédent, est basé sur des configurations variables de courant induit, formant des boucles symétriques et asymétriques. Cependant, une situation avec trois boucles peut avoir lieu dans le cas **(C)** comme il est illustré dans la Figure 2-11 (a). Cette différence par rapport aux cas précédents conduit à d'autres situations symétriques représentant d'autres valeurs minimale et maximale de pertes d'aimants. On peut remarquer dans la Figure 2-11 (a) que la première situation est composée de trois boucles symétriques. Ainsi, l'équation (2-29) peut être appliquée sur la boucle au milieu après le remplacement de w par $w - \lambda_v$ et sur les deux boucles extérieures après le remplacement de w par $2 \cdot \lambda_v - w$.

$$\begin{aligned}
 [(P_{vol})_v]_{ExternalLoop} &= [(P_{vol}(w - \lambda_v))_v]_b)_{S1} \\
 [(P_{vol})_v]_{MiddleLoop} &= [(P_{vol}(2 \cdot \lambda_v - w))_v]_b)_{S1}
 \end{aligned}$$

En conséquence, les pertes volumiques instantanées d'aimants dans la première situation symétrique du cas **(C)** peuvent être déduites:

$$[(P_{vol})_v]_c)_{S1} = \frac{2 \times (w - \lambda_v) \times [(P_{vol})_v]_{ExternalLoop}}{w} + \frac{(2 \cdot \lambda_v - w) \times [(P_{vol})_v]_{MiddleLoop}}{w} \quad (2-32)$$

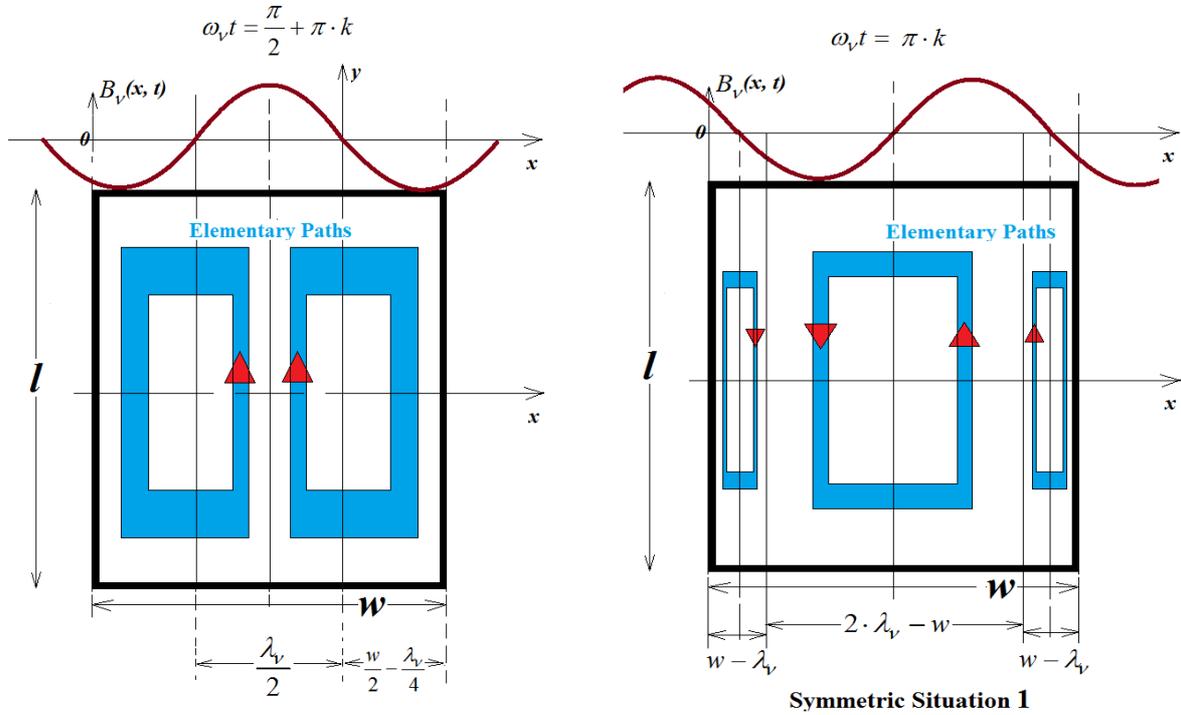
La deuxième situation symétrique du cas **(C)** est formée par deux boucles similaires mais asymétriques (par rapport à leurs centres) de la même manière que dans la deuxième situation du cas **(B)** (voir la Figure 2-11 (b)). Par conséquent, l'équation (2-30) peut être directement appliquée afin d'obtenir les pertes volumiques instantanées d'aimants dans la deuxième situation symétrique du cas **(C)**.

$$[(P_{vol})_v]_c)_{S2} = [(P_{vol})_v]_b)_{S2} \quad (2-33)$$

Enfin, la valeur moyenne des pertes volumiques d'aimants dans le cas **(C)** peut être identifiée en utilisant les équations (2-32) et (2-33):

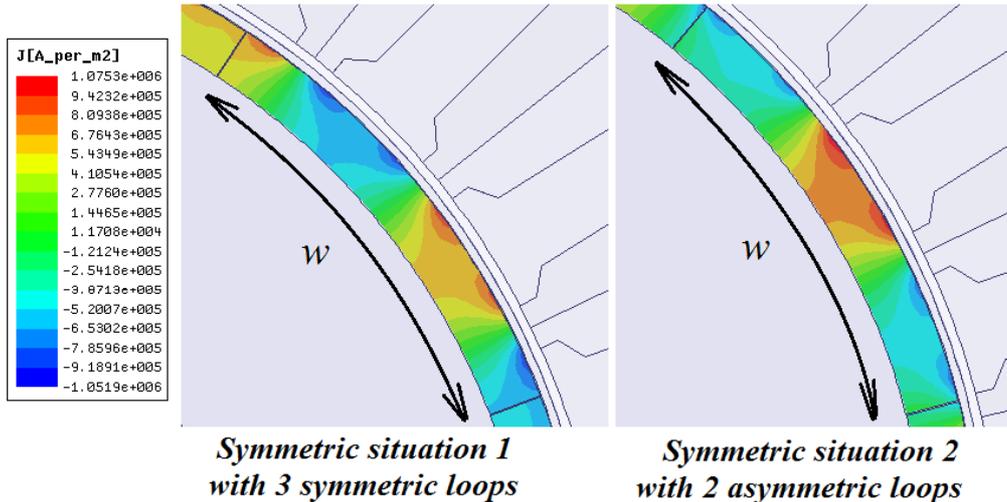
$$[(P_{vol})_v]_c = \frac{([(P_{vol})_v]_{c1})_{S1} + ([P_{vol})_v]_{c2})_{S2}}{2} \quad (2-34)$$

Les configurations du cas (C) sont aussi validées en utilisant une simulation en éléments finis 2D de la distribution de densité des courants induits, où elle indique la présence des deux situations symétriques précédentes (voir la Figure 2-11 (c)).



(b) : la configuration de trajectoire élémentaire pour la deuxième situation de courants induits

(a) : la configuration de trajectoire élémentaire pour la première situation de courants induits



(c) : Des modèles 2D en éléments finis pour vérifier la distribution de densité de courants induits dans les aimants

Figure 2-11 les deux situations symétriques limites pour les trajectoires de courants induits lorsque $1 > \lambda_v / w > 2/3$

(D). Cas avec $\frac{\lambda_v}{w} < \frac{2}{3}$

Lorsque la largeur du pôle d'aimant devient largement plus grande que la longueur d'onde λ_v , de nouvelles boucles variables de courant induit se forment. Comme chaque boucle ajoutée génère

localement autant de pertes Joule que les autres boucles, l'influence de la largeur d'aimant sur les pertes volumiques totales devient négligeable lorsque cette largeur est beaucoup plus grande que la longueur d'onde $\lambda_v/w \ll 1$. Par conséquent, il n'y a pas besoin de tenir compte de toutes les configurations possibles de courants induits. Mais la largeur d'aimant peut être divisée en n parties où la largeur de chaque partie est égale à $\frac{3}{2}\lambda_v$, alors que le reste est égale à $w - n \cdot \frac{3}{2}\lambda_v$. Ensuite, les pertes volumiques d'aimants sont calculées dans ces n parties en utilisant les équations (2-30), (2-32), (2-33), et (2-34) après le remplacement de w par $3 \cdot \lambda_v/2$:

$$[(P_{vol})_v]_d)_{Part} = \frac{[(P_{vol}(w = \lambda_v/2))_v]_b)_{S1} + [(P_{vol}(w = 3\lambda_v/2))_v]_b)_{S2}}{2}$$

Le reste du pôle d'aimant $w' = w - n \cdot \frac{3}{2}\lambda_v$ peut être traité comme un bloc indépendant d'aimant avec une largeur w' qui réalise : $0 < w' < 3\lambda_v/2$. Donc, le calcul des pertes volumiques dans cette partie restante, est inclus dans un des cas précédents (A), (B), (C).

En résumé, l'ensemble des sous modèles déduits dans les différents cas de configurations de courants induits (A), (B), (C), et (D) représente un modèle de pertes volumiques dans les aimants liées à l'harmonique V de FMM :

$$[(P_{vol})_v] = \begin{cases} \text{if } \frac{\lambda_v}{w'} > 2: & \frac{w' \cdot [(P_{vol}(w'))_v]_a + n \cdot \frac{3}{2} \cdot \lambda_v \cdot [(P_{vol})_v]_d)_{Part}}{w} \\ \text{if } 2 > \frac{\lambda_v}{w'} > 1: & \frac{w' \cdot [(P_{vol}(w'))_v]_b + n \cdot \frac{3}{2} \cdot \lambda_v \cdot [(P_{vol})_v]_d)_{Part}}{w} \\ \text{if } 1 > \frac{\lambda_v}{w'} > \frac{2}{3}: & \frac{w' \cdot [(P_{vol}(w'))_v]_c + n \cdot \frac{3}{2} \cdot \lambda_v \cdot [(P_{vol})_v]_d)_{Part}}{w} \end{cases} \quad (2-35)$$

$$\text{Où : } \begin{cases} n = w \operatorname{div}(\frac{3}{2}\lambda_v) \\ w' = w - n \cdot \frac{3}{2}\lambda_v \end{cases}$$

En observant les équations précédentes, on peut remarquer que la longueur du pôle d'aimant l peut également influencer les pertes volumiques en apparaissant dans toutes les équations par le rapport $\alpha = l/w$. Néanmoins, dans les équations (2-28), (2-29) le facteur $\alpha^2/(\alpha^2 + 1)$ est presque égal à 1 lorsque $\alpha \gg 1$. La même remarque peut être formulée pour l'équation (2-30) où, au lieu du

facteur α on trouve le facteur $\alpha' = \frac{2 \cdot w}{\sqrt{(2 \cdot w - \lambda_v) \cdot \lambda_v}} \cdot \alpha$ avec $\alpha' > \alpha$ dans les plage correspondantes de

$$\frac{\lambda_v}{w}$$

Par conséquent, la longueur du pôle d'aimant n'a aucun effet sur le niveau des pertes volumiques lorsqu'il est long par rapport à la largeur (par exemple : si $\alpha = \frac{l}{w} > 4 \Rightarrow \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + 1} > 0.94$). En général cela est le cas dans la plupart des machines électriques (PM) avec aimants non segmentés (dans le sens de la longueur). La longueur du pôle d'aimant (longueur de la machine) est alors beaucoup plus grande que la largeur de ce pôle.

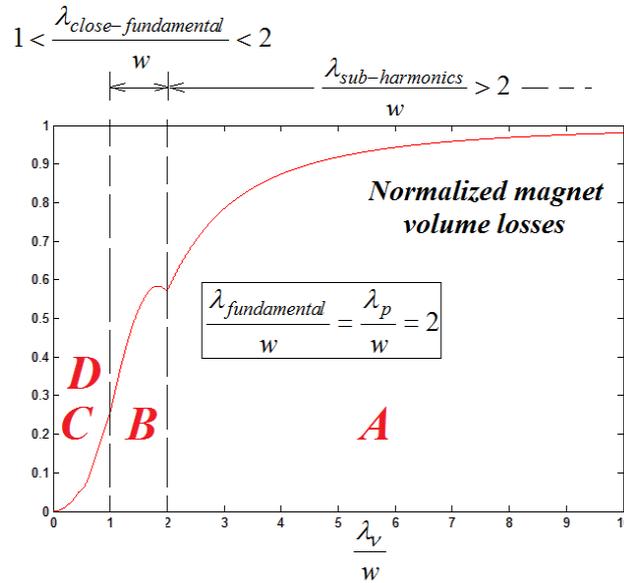


Figure 2-12 Selon le modèle analytique développé, les pertes volumiques normalisées dans les aimants en fonction de λ_v/w dans une structure avec des aimants surfaciques (SPM)

En tenant compte de l'approximation précédente et en appliquant l'équation globale (2-35) sur une structure à aimants surfaciques (SPM), les pertes volumiques d'aimants sont tracées dans la Figure 2-12 en fonction du ratio λ_v/w . On peut constater d'après cette figure, que les harmoniques parasites de FMM dont la longueur d'onde est relativement longue par rapport à w , produisent plus de pertes que les autres harmoniques. Cela explique pourquoi les sous harmoniques et les harmoniques proches du fondamental influent fortement sur les pertes volumiques d'aimants.

Dans la Figure 2-12 on peut constater que les pertes volumiques d'aimants ne dépendent plus du ratio $\frac{\lambda_v}{w}$ lorsque $\frac{\lambda_v}{w} \gg 1$. Ce cas particulier de pertes est traité dans [76]-[77] où une distribution homogène de champ magnétique est appliquée sur le pôle d'aimant (pas d'harmoniques spatiaux). Le résultat trouvé dans [76]-[77] peut être déduit du modèle développé en faisant $\frac{\lambda_v}{w} \rightarrow \infty$ dans l'équation (2-28):

$$\frac{\lambda_v}{w} \rightarrow \infty \Rightarrow P_{vol} \rightarrow \frac{B^2 \omega^2}{32 \cdot \rho} \times \frac{w^2}{(1 + w^2/l^2)}$$

En supposant l'additivité des pertes résultantes de toutes les distributions sinusoïdales tournantes de champ magnétique imposées par les différents harmoniques spatiaux de FMM, un modèle analytique général de pertes volumiques d'aimants peut être écrit utilisant les équations (2-26) et (2-35):

$$P_{vol} = \sum_{v \in ((MMF)_{spectrum})} [(P_{vol})_v] \quad \text{et} \quad \omega_v = 2 \cdot \pi \cdot f_{Bv} = 2 \cdot \pi \cdot f_{rotor} p \left| \frac{v}{p} - \text{sgn} \right| \quad (2-36)$$

2.2.6 Classification de combinaisons Encoches/Pôles de 3, 5 et 7-phases selon le niveau de pertes dans leurs aimants

Dans ce paragraphe, le modèle analytique (2-36) est utilisé pour comparer les différentes combinaisons Encoches/Pôles de machines à bobinage concentré selon leur niveau de pertes volumiques dans les aimants. Les structures étudiées comprennent 3, 5 et 7 phases machines ce qui élargit le nombre de configurations comparées et permettra d'examiner l'effet du nombre de phases sur les pertes d'aimants [68]-[70]. Le modèle des pertes d'aimants est appliqué uniquement sur les combinaisons utiles (étudiées dans le paragraphe 2.1.3) c'est-à-dire dont la topologie d'enroulements fournit des facteurs de bobinage élevés (fondamental ou troisième en cas de machines avec 5 et 7 phases [20]-[23]).

Afin d'effectuer cette comparaison, plusieurs hypothèses sont imposées:

- Toutes les combinaisons sont fournies avec un montage d'aimants surfaciques installés sur le même rotor d'une machine à flux radial. Par conséquent, les longueurs d'onde d'harmoniques parasites de FMM, nécessaires pour le modèle analytique, peuvent être obtenues directement en appliquant l'équation (2-36) sur le spectre spatial de FMM dans l'entrefer. Le choix d'aimants surfaciques permet d'examiner l'interaction directe entre les topologies de bobinage et les pôles d'aimant, en évitant l'effet de topologie rotorique sur les pertes d'aimants. Ainsi avec un rotor à aimants enterrés, l'implantation spatiale des aimants peut aussi jouer un rôle important sur ces pertes comme on le verra dans le paragraphe 3.2.3.1.
- La longueur d'un pôle d'aimant dans les machines étudiées est relativement grande par rapport sa largeur (ce qui est généralement le cas, sauf si les structures sont très courtes ou les aimants sont segmentés). Cette hypothèse permet de remplacer $\frac{\alpha^2}{\alpha^2 + 1}$ et $\frac{\alpha'^2}{\alpha'^2 + 1}$ par la valeur 1 dans les équations de modèle analytique comme il est montré dans le paragraphe précédent.
- Toutes les configurations comparées ont la même culasse rotorique. Cette dernière peut également avoir certaine influence sur les pertes volumiques d'aimants [78].
- Comme les machines fictives secondaires ne sont pas capables avec un rotor classique de fournir un couple conséquent (paragraphe 2.1.2), seule l'harmonique fondamentale de courant est injectée dans les combinaisons comparées. De plus, l'amplitude crête de courant est choisie afin d'assurer la même densité linéique de courant dans toutes ces combinaisons.

La dernière hypothèse ajoutée à la structure magnétique unifiée, permet aux combinaisons de produire le même couple en cas de facteurs de bobinage similaires. Cela rend la comparaison plus juste. Le but de cette étude est de comparer les pertes volumiques d'aimants liées aux différentes topologies de bobinage et non de les calculer précisément. Ainsi, pas besoin de calculer la valeur exacte du champ magnétique qui dépend de la structure ferromagnétique (rotor, stator, tôles...). On

considère que B_v est une valeur proportionnelle à l'amplitude crête (F_v) d'harmonique correspondant dans le spectre spatial de FMM (en négligeant l'effet de saturation de fer) :

$$B_v = A_{structure} \times F_v \quad (2-37)$$

F_v : L'amplitude crête d'harmonique v dans le spectre spatial de FMM ; $A_{structure}$: constante liée à la structure magnétique.

Donc, le spectre spatial de FMM est calculé pour toutes les combinaisons en utilisant leurs topologies d'enroulement. Ensuite, les pertes volumiques d'aimants sont déduites pour chaque combinaison i en utilisant le modèle analytique (2-36) :

$$(P_{vol})_{combinaison_i} = \frac{A_{structure}^2 \cdot f_{rotor}^2}{\rho} \cdot \sum_{v \in \text{spectre de fmm}_i} F_v^2 \cdot f(\lambda_v, w)$$

Comme toutes les combinaisons comparées ont la même structure magnétique, le facteur $A_{structure}^2 \cdot f_{rotor}^2 / \rho$ est le même pour toutes les combinaisons qui sont donc examinées à la même vitesse de rotor. Afin d'éliminer ce facteur, les pertes volumiques d'aimants sont normalisées par rapport aux pertes les plus faibles trouvées dans la combinaison 5-phases 25 Encoches/10 Pôles comme il est montré dans le Tableau 2-10. Dans ce tableau, trois familles de combinaisons peuvent être reconnues :

- **Famille verte** : avec de faibles pertes volumiques dans les aimants ce qui permet à ces combinaisons de fonctionner à grande vitesse sans risque de démagnétiser leurs aimants. La machine HONDA 3-phases 18/12 représente un exemple de cette famille ;
- **Famille jaune** : avec un certain niveau de pertes d'aimants qui permet aux combinaisons dans cette famille de fonctionner en toute sécurité à des vitesses moyennes comme la génératrice TOYOTA 3-phases 12/8 ;
- **Famille rouge** : avec des pertes élevées dans les aimants ce qui augmente le risque de démagnétisation en raison de l'échauffement d'aimants.

Le paragraphe 2.2.2 montre que le groupe de combinaisons dont le nombre d'encoches par pôle et par phase égale à 0.5 ($q=0.5$) ne contient pas d'harmoniques de rang fractionnaire dans le spectre de FMM ($Y=0$ dans l'équation (2-22)). Ces harmoniques fractionnaires (sous-harmoniques et proches de fondamental) sont la source principale des pertes dans les aimants rotoriques comme il est montré dans la Figure 2-12. Donc, ce n'est pas par hasard si la majorité des combinaisons de la famille verte dans le Tableau 2-10 appartiennent à ce groupe ($q=0.5$). En outre, les combinaisons 5-phases qui appartiennent au groupe précédent génèrent les pertes d'aimants les plus faibles parmi toutes les autres. Cela désigne ces combinaisons dans la suite de cette thèse, comme candidates potentielles pour l'application de vitesses élevées, tout au moins lorsqu'un seul harmonique est injecté pour le courant.

Dans le cas d'enroulement à double couche, la force magnétomotrice (FMM) est formée par deux fois plus de nombre d'enroulements que dans le cas de simple couche. Cela offre la possibilité de recréer la fonction de bobinage à simple couche afin d'amortir certains harmoniques parasites de FMM. Afin de vérifier cet effet, les pertes volumiques d'aimants sont calculées dans certaines combinaisons avec les deux types de bobinage : simple et double couche. Les résultats de Tableau 2-10 montrent que le bobinage à simple couche a un niveau élevé de pertes d'aimants en le comparant avec un bobinage à double couche.

Tableau 2-10 Pertes volumiques dans les aimants calculées en utilisant le modèle analytique développé et normalisées par rapport aux pertes en cas de la combinaison 5-phases 25/10

Pôles Encoches	4	6	8	10	12	14	16		
6	68.2	-	198	-	-	-	138		
9	-	30.4	62.6	73.3	87.8	-	-		
12	-	-	16	75.3	30.9	-	68.1	43.4	49.3
15	-	-	-	10.2	-	-	22.5	25.1	
18	-	-	-	-	7.11	-	11.9	15.1	
21	-	-	-	-	-	-	5.23	8.4	
24	-	-	-	-	-	-	-	4.01	

Configurations 3-phases

Pôles Encoches	2	4	6	8	10	12	14	16	18		
5	27.7	165	267	263	-	215	185	225	144		
10	-	6.23	18.3	41.5	-	66.2	71.2	65.5	-		
15	-	-	2.77	-	-	18.5	23.3	25.4	29.3		
20	-	-	-	1.56	-	4.59	26.9	7.27	9.92	26.5	12.8
25	-	-	-	-	1	-	-	3.61	-	5.02	

Configurations 5-phases

Pôles Encoches	6	8	10	12	14	16	18
7	96.3	130	-	-	-	-	-
14	3.70	8.21	15.0	24.3	-	32.3	36.1
21	-	1.56	-	3.65	-	8.1	10.83

Configurations 7-phases

Bobinage simple couche*	Bobinage double couche
* : La topologie à simple couche est utilisée uniquement lorsqu'elle donne un facteur fondamental de bobinage plus élevé que dans le cas à double couche	

2.2.7 Validation par Eléments Finis du modèle analytique de pertes dans les aimants

Afin de corroborer l'étude analytique des pertes dans les aimants présentée au paragraphe 2.2.6, des modèles 2D en éléments finis pour certaines combinaisons (Encoches/Pôles) de machines fournies avec aimants rotoriques surfaciques sont construits. Le logiciel d'éléments finis Maxwell qui permet de faire une modélisation (magnéto-dynamique) pour un système électromagnétique est choisi. Ces modèles ont la même structure magnétique avec les mêmes paramètres suivants: rayon du rotor, longueur efficace, largeur de l'entrefer, et le volume total d'aimants. La Figure 2-13 illustre les 5 structures de modèles éléments finis étudiés, où la configuration de rotor et la topologie de bobinage de stator sont clairement représentées. La forme d'encoches statoriques ne change pas entre les

différentes combinaisons. En outre, la géométrie statorique permet toujours le passage de flux sans saturation malgré le changement de nombre d'encoches.

Uniquement l'harmonique fondamental de courant est injecté dans les modèles, car le but est de comparer avec les résultats analytiques de Tableau 2-10. Afin d'assurer une comparaison équitable, la même densité linéique de courant est injectée dans tous les modèles, ce qui leur permettrait de produire le même couple électromagnétique si leurs facteurs de bobinage étaient égaux. Les spectres spatiaux de FMM résultants de différentes topologies de bobinage sont illustrés chacun à côté de sa configuration correspondante dans la Figure 2-13.

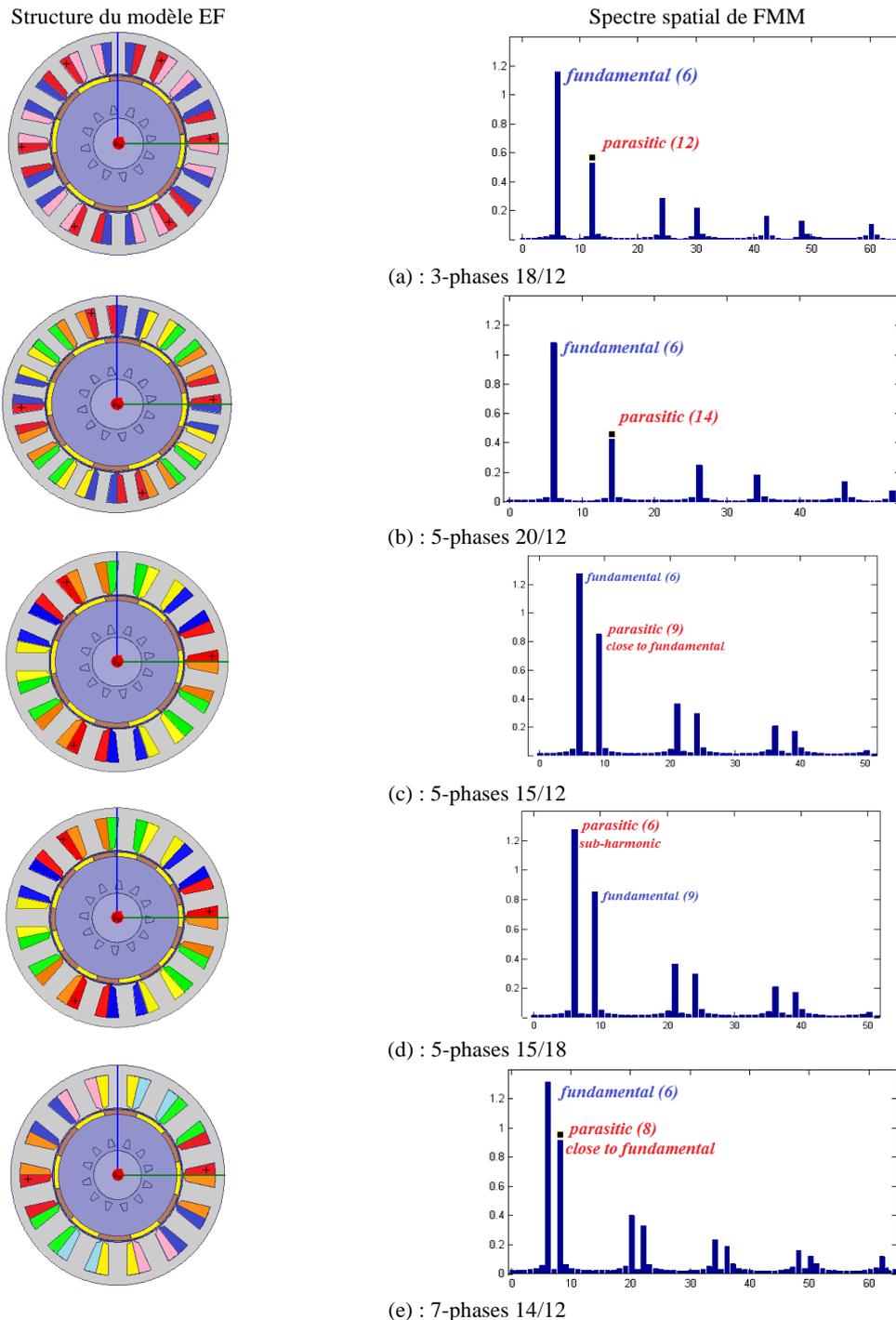


Figure 2-13 Structures de modèles construits en éléments finis pour les 5 combinaisons Encoches/Pôles étudiées et leurs spectres spatiaux calculés de FMM

Comme la modélisation par éléments finis est en 2D, des structures longues avec un ratio l/w élevé sont considérées. Ainsi, l'effet de rebouclage des courants induits dans les aimants (qui ne peut pas être pris en compte en 2D) sur les pertes devient négligeable. De plus, afin de tenir en compte les différents harmoniques spatiaux de champ magnétique, une densité élevée du maillage dans les aimants est adoptée. Les pertes dynamiques d'aimants sont calculées par la méthode des éléments finis pour les cinq machines présentées dans la Figure 2-13 et pour différentes vitesses de rotation. La valeur moyenne de ces pertes est considérée en régime permanent lorsque la période des pertes stabilise (après 0.5 ms dans l'exemple de la Figure 2-10 (d)).

Ensuite, les résultats de simulation sont comparés à ceux calculés par le modèle analytique dans le Tableau 2-10. Les courbes de pertes d'aimants selon la vitesse sont ensuite tracées dans la Figure 2-14 en normalisant par rapport aux pertes dans la combinaison 5-phases 20/12 à 1000 rpm. La convergence entre les courbes de modèle analytique et les courbes calculées en éléments finis prouve que le modèle analytique développé permet de comparer efficacement les différentes combinaisons (Encoches/Pôles) de machines selon leur niveau de pertes dans les aimants. Cependant, l'effet de peau n'est pas pris en compte dans le modèle analytique ce qui peut justifier la petite divergence en hautes vitesses constatée dans la combinaison 5-phases 15/18. Le nombre élevé de pôles dans cette combinaison augmente la fréquence de courants induits dans les aimants pour la même vitesse rotorique. Cela impose une petite profondeur d'effet de peau par rapport aux dimensions d'un pôle d'aimant provoquant la déviation du modèle analytique.

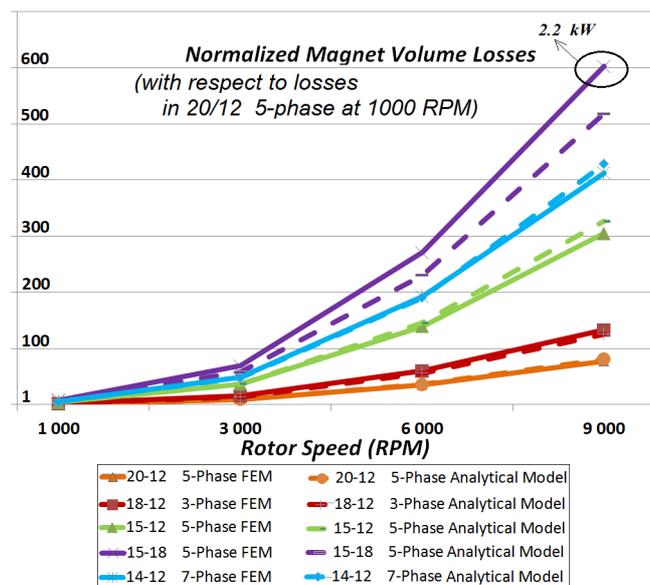


Figure 2-14 La comparaison entre les pertes volumiques normalisées dans les aimants résultantes de la simulation en éléments finis et calculées en utilisant le modèle analytique développé

Dans la Figure 2-14 on peut constater que les deux combinaisons : 7-phases 14/12 et 5-phases 15/18 génèrent un niveau élevé des pertes d'aimants, ce qui est prévu par l'étude analytique car leur FMM contient des sous-harmonique ou harmonique proche du fondamental (voir la Figure 2-13 (d), (e)).

2.3 Etudes mécaniques

2.3.1 Forces mécaniques radiales et le bruit magnétique

Les forces radiales dans les machines électriques ne participent pas à la création du couple, par contre, elles jouent un rôle important en déterminant le bruit acoustique et le niveau des vibrations. L'effet de déséquilibre des forces radiales peut être modélisé en considérant le stator ou le rotor comme une bague métallique avec différents modes de vibration [35], comme il est illustré dans la Figure 2-15. A un instant de temps, une déviation unidirectionnelle du stator et du rotor représente une vibration radiale de mode 1. Par ailleurs, une déviation multidirectionnelle résultante de forces radiales équilibrées et bien distribuées autour de la machine représente un mode de vibration plus élevé.

La fréquence d'oscillation des forces radiales varie dans une plage large suivant la vitesse appliquée. Cela augmente le risque de résonance mécanique avec la fréquence propre de la structure de machine. Toutefois, si l'ordre du mode de vibration est élevé, la réponse mécanique et le bruit acoustique correspondant seront faibles grâce à la rigidité mécanique relativement grande du stator [79]-[80]. Par conséquent, afin d'assurer un niveau admissible de stabilité mécanique et de bruit acoustique dans une machine électrique, l'absence de modes de vibration d'ordre bas doit être vérifiée.

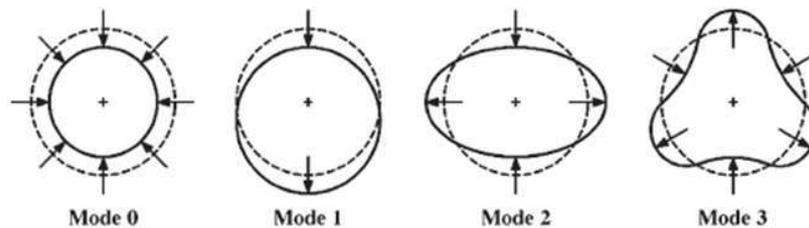


Figure 2-15 Les formes de modes de vibration d'ordres différents [35]

2.3.1.1 Particularité de machines avec bobinage à pas fractionnaire concentré autour des dents par rapport au mode de vibration

Dans une machine électrique à flux radial le stress magnétique qui représente la densité de forces magnétiques est lié au champ magnétique dans l'entrefer [81].

$$\sigma(\theta, t) = \frac{[B_n(\theta, t)]^2 - [B_t(\theta, t)]^2}{2\mu_0} \approx \frac{[B_n(\theta, t)]^2}{2\mu_0} \quad \text{car } B_n(\theta, t) \gg B_t(\theta, t) \quad (2-38)$$

σ : stress magnétique radial ; (θ, t) : (position angulaire dans l'entrefer, temps) ; B_n : la composante radiale de champ magnétique dans l'entrefer ; B_t : la composante tangentielle de la densité de flux ; μ_0 : la perméabilité du vide.

Les pôles d'aimants rotoriques imposent dans l'entrefer une forme répétitive de champ magnétique où seulement les harmoniques de la fréquence spatiale $(2k+1) \times p$ peuvent être trouvés ($k \in \mathbb{N}$). Par contre, le champ magnétique statorique dans l'entrefer dépend de la force magnétomotrice liée à la topologie de bobinage et au courant injecté. Dans les machines classiques bobinées à pas entier et alimentées par l'harmonique fondamental de courant, la force magnétomotrice prend une forme régulière périodique contenant la même famille d'harmoniques que le champ magnétique rotorique $(2k+1) \times p$. En utilisant l'équation (2-38) et supposant la linéarité de la machine (pas de saturation du fer) on peut écrire :

$$\sigma(\theta, t) \approx \frac{[B_n(\theta, t)]^2}{2\mu_0} = \frac{1}{2\mu_0} \cdot [(B_n(\theta, t))_{stator} + (B_n(\theta, t))_{rotor}]^2$$

$$\sigma(\theta, t) \approx \frac{1}{2\mu_0} \cdot [A_{structure} \cdot F(\theta, t) + (B_n(\theta, t))_{rotor}]^2 \quad (2-39)$$

$(B_n(\theta, t))_{stator}$: la composante radiale du champ magnétique imposé par le bobinage statorique dans l'entrefer ; $(B_n(\theta, t))_{rotor}$: la composante radiale du champ magnétique imposé par les pôles rotoriques dans l'entrefer ; $F(\theta, t)$: la force magnétomotrice dans l'entrefer ; $A_{structure}$: constante liée à la structure magnétique de la machine.

A chaque instant de temps l'équation (2-39) montre bien que le spectre spatial du stress magnétique dans les machines à pas entier contient 3 groupes d'harmoniques: $2 \cdot (2k + 1) \cdot p$, $2k \cdot p$, et $(2k + 2) \cdot p$. Par conséquent, l'ordre le plus bas du mode de vibration dans ce type de machines est égal au nombre de pôles ($2 \cdot p$).

En cas de machines avec bobinage concentré autour des dents, tous les harmoniques spatiaux sont possibles dans le spectre de la force magnétomotrice même avec un courant sinusoïdal injecté, comme il est montré dans le paragraphe 2.2.2. Cela crée la possibilité pour les modes de vibration d'ordre inférieur d'apparaître selon l'équation (2-39).

L'examen de l'arrangement des bobines qui appartiennent à une des phases peut indiquer rapidement le mode de vibration dans les machines fournies avec des topologies d'enroulements concentrés à pas dentaire. Par exemple, si les bobines d'une phase sont adjacentes et localisées dans un seul côté du stator, la structure ne sera pas instantanément équilibrée car les courants instantanés des phases ne sont jamais égaux. Ainsi, le mode 1 de vibration sera présent. Par contre, si chaque phase est répartie régulièrement autour du stator en n groupes identiques de bobines adjacentes, les forces radiales seront régulièrement distribuées au moins en n places sur la circonférence de la machine imposant des modes de vibration avec un ordre minimal égal à n . Cette méthode basée sur l'observation d'arrangement de bobines pour déterminer le mode de vibration n'est pas toujours précise. En effet, elle indique le rang du mode de vibration le plus bas mais sans déterminer son poids. Autrement dit, le mode indiqué par cette méthode peut être négligeable par rapport aux autres modes existants comme il est montré dans le paragraphe suivant. De plus, il y a des topologies de bobinage où les bobines d'une phase ne sont pas régulièrement distribuées autour du stator. Dans ce cas il n'est pas évident en observant les enroulements d'une phase de décider quels modes de vibration se produiront.

En examinant l'équation (2-39) on peut déduire une autre méthode plus précise pour déterminer le mode dominant de vibration. Cette méthode est basée sur l'examen du spectre spatial de $[A_{structure} \cdot F(\theta, t) + (B_n(\theta, t))_{rotor}]^2$ dans la combinaison correspondante. Cela permet d'analyser les harmoniques spatiaux de stress magnétique et par conséquent de détecter les modes bas de vibration quelle que soit la topologie de bobinage.

2.3.1.2 Classification de combinaisons Encoches/Pôles de 3, 5 et 7-phases selon le niveau de bruit magnétique généré

Dans ce paragraphe, l'existence de modes bas de vibration est vérifiée pour toutes les combinaisons Encoches/Pôles polyphasées qui sont classées utiles dans le paragraphe 2.1.3. Le but est de présenter une bonne indication comparative du niveau de bruit magnétique généré par les

différentes combinaisons. Autrement dit, les combinaisons où des modes bas de vibration peuvent se trouver génèrent plus de bruit magnétique que les configurations avec des modes élevés.

En observant l'arrangement des bobines qui appartiennent à une des phases, le mode le plus bas de vibration dans les différentes combinaisons Encoches/Pôles est déterminé puis présenté dans le Tableau 2-11. En outre, grâce au calcul de spectres spatiaux de stress magnétique donné par l'équation (2-39), l'amplitude de stress magnétique pour les modes trouvés ci-dessus est vérifiée et comparée avec les modes voisins. Cette méthode analytique permet d'indiquer les autres modes dominants d'ordre bas de vibration si le mode le plus bas lié à l'arrangement des bobines est d'amplitude négligeable. En outre, dans certaines combinaisons où les bobines d'une phase ne sont pas régulièrement réparties, la méthode analytique devient la seule façon de déterminer le mode le plus bas de vibration, comme il est montré dans le Tableau 2-11.

Afin d'appliquer la méthode analytique en calculant le spectre spatial de stress magnétique, certaines hypothèses sont imposées :

- Le champ magnétique rotorique dans l'entrefer $(B_n(\theta, t))_{rotor}$ prend une forme rectangulaire périodique avec une fréquence spatiale égale à p et une valeur crête d'un Tesla.
- La force magnétomotrice est déduite de la topologie de bobinage correspondante en injectant seulement l'harmonique fondamental de courant. Les valeurs de $A_{structure}$ et de courant sont choisies afin d'imposer une densité de flux statorique de même ordre que celle du flux rotorique. On rappelle qu'un calcul précis n'est pas nécessaire car le but est seulement de détecter l'existence de modes bas de vibration.

Le déphasage entre les deux densités de flux rotorique et statorique peut jouer un rôle important en déterminant le mode dominant d'ordre bas de vibration. Ainsi, ce déphasage est changé en balayant la plage $[90^\circ, 270^\circ]$. Ensuite le mode le plus bas de vibration qui apparaît est considéré et l'angle qui maximise l'amplitude de stress magnétique dans ce mode est choisi. Cette plage angulaire représente les régions de fonctionnement probables pour une machine à aimants où les zones de défluxage et de couple maximal sont incluses.

En général, la périodicité spatiale $t = \gcd(Q_s, p)$ d'une combinaison Encoches/Pôles expliquée dans le paragraphe 1.3.3 indique la répétitivité de la structure. En respectant cette répétitivité on distribue régulièrement les bobines d'une phase en t positions autour du stator afin qu'elles voient les mêmes motifs de paires de pôles rotoriques. Néanmoins, dans certaines combinaisons une autre périodicité spatiale liée au nombre de pôles peut être identifiée $t_{2p} = \gcd(Q_s, 2 \cdot p) > t$. Dans ce cas, la répétitivité structurelle ne tient pas en compte de la polarité des pôles rotoriques. Donc, la répartition régulière d'une phase en t_{2p} positions est toujours possible mais en inversant le sens du courant dans la moitié de bobines distribuées. Par conséquent, on peut dire que le mode de vibration affiché dans le Tableau 2-11 et déduit en observant l'arrangement des bobines qui appartiennent à une des phases (méthode 1) est égal à $\gcd(Q_s, 2 \cdot p)$.

Les combinaisons avec $\gcd(Q_s, 2 \cdot p) = 1$ produisent le premier mode de vibration comme il est prévu ci-dessus. Ces configurations génèrent plus de bruit magnétique que les autres car elles sont soumises à des forces radiales instantanément déséquilibrées.

La famille de combinaisons dont le nombre d'encoches par pôle et par phase est égal à 0.5 ($q = 0.5$) qui se trouve sur les diagonales des deux premiers tableaux dans le Tableau 2-11 produit un mode de vibration de l'ordre p :

$$\text{gcd}(Q_s, 2 \cdot p) = \text{gcd}(2 \cdot p \cdot m \cdot q, 2 \cdot p) = \text{gcd}(p \cdot m, 2 \cdot p) = p \quad \text{car } m \text{ est impair}$$

Ainsi, une combinaison qui appartient à cette famille avec un nombre de paires de pôles supérieur à 3 peut être considérée instantanément équilibrée avec un niveau faible de bruit magnétique.

Tableau 2-11 Le mode de vibration de l'ordre le plus bas dans les différentes combinaisons

Pôles Encoches	4	6	8	10	12	14	16
6	2		2	2		2	2
9		3	1	1	3		
12			4	2	2	2	4
15				5		1	1
18					6		2
21						7	1
24							8

Combinaisons 3-phases

Pôles Encoches	2	4	6	8	10	12	14	16	18
5	1	1	1	1		1	1	1	1
10		2	2	2		2	2	2	
15			3	1		3	1	1	3
20				4		4	4	4	2
25					5				2

Combinaisons 5-phases

Pôles Encoches	4	6	8	10	12	16	18
7	1	1	1	1			1
14		2	2	2	2	2	2
21			1	1	3	2	3

Combinaisons 7-phases

Méthode 1	Méthode 1 : Selon l'arrangement des bobines d'une phase	Bobinage simple couche*
Méthode 2	Méthode 2 : Selon l'analyse du spectre spatial de stress magnétique	Bobinage double couche
* : La topologie à simple couche est utilisée uniquement lorsqu'il donne un facteur fondamental de bobinage plus élevé que dans le cas à double couche		

En cas de topologies où la première méthode ne peut pas être appliquée (car les bobines d'une phase ne sont pas régulièrement distribuées autour du stator) le mode le plus bas de vibration est

déduit en utilisant la méthode 2 comme dans les combinaisons 3-phases 21/16, 5-phases 20/14, 5-phases 25/16... Dans ce type de configurations le mode 1 est souvent présent, comme il est montré pour l'exemple 3-phases 21/16 dans la Figure 2-16 (a).

En outre, dans certaines combinaisons le mode de vibration déduit par la méthode 2 est différent de celui de méthode 1. Cela est dû au fait que l'amplitude de stress magnétique qui correspond au mode détecté par la méthode 1 est négligeable. Cela mène à choisir un autre mode dominant d'ordre bas, comme dans les cas de 7-phases 7/10 et 5-phases 10/16 qui est illustré dans la Figure 2-16 (b). Le fait que certaines combinaisons dans le Tableau 2-11 soient bobinées avec une simple couche ne change pas le mode de vibration. Cependant, grâce à la méthode d'analyse spectrale, les deux catégories (simple et double couche) peuvent être comparées selon leur niveau de bruit magnétique généré. Habituellement, les bobines d'une phase sont mieux distribuées en cas de double couche ce qui a un effet positif sur le mode de vibration produit. La Figure 2-16 (c) et (d) montre bien comment pour le même mode de vibration et la même densité linéique de courant, l'amplitude de stress magnétique dans la topologie 3-phases 12/10 est plus élevée lorsque la double couche est remplacée par une simple. Ce qui fait le choix d'une catégorie avec une double couche favorable afin de produire moins de bruit magnétique.

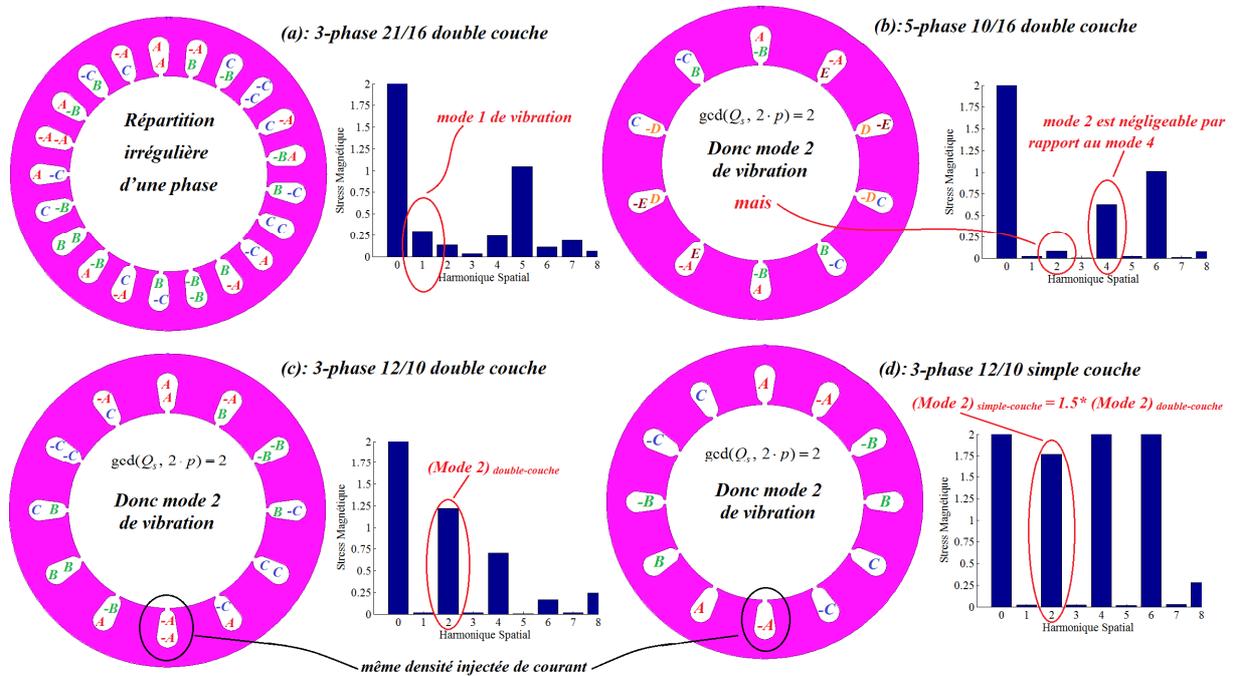


Figure 2-16 Exemples du spectre spatial de stress magnétique dans 4 topologies différentes

2.3.2 Couple de détente

Le couple de détente est le résultat d'interaction entre les aimants du rotor et les dents statoriques. Ce phénomène parasite génère une perturbation non-négligeable du couple moyen ce qui peut provoquer des vibrations gênantes ou du bruit acoustique indésirable dans les applications automobiles. Dans une combinaison Encoches/Pôles, le plus petit commun multiple (LCM) du nombre de pôles et le nombre d'encoches représente la fréquence d'ondulations du couple de détente dans un tour mécanique complet du rotor [82].

$$f_{\text{couple - détente}} = \text{lcm}(Q_s, 2.p) \quad (2-40)$$

$f_{\text{couple - détente}}$: fréquence d'ondulations du couple de détente pendant un tour mécanique

En général, l'amplitude crête d'oscillation de couple de détente diminue lorsque la fréquence dans l'équation (2-40) augmente. La raison vient du fait que, le changement radical d'énergie magnétique dans l'entrefer pendant un tour mécanique peut être remplacé par plusieurs petites variations en augmentant $lcm(Q_s, 2 \cdot p)$. Par conséquent, plus d'ondulations du couple de détente résultantes de ces variations apparaissent mais avec une amplitude plus faible. Donc, il est préférable d'obtenir une combinaison avec une valeur élevée de $lcm(Q_s, 2 \cdot p)$.

La fréquence d'ondulations du couple de détente dans les configurations avec bobinage à pas entier est égale à Q_s pour un tour mécanique, parce que :

$$f_{\text{couple-détente}} = lcm(Q_s, 2 \cdot p) = lcm(2 \cdot p \cdot m \cdot q, 2 \cdot p) = 2 \cdot p \cdot m \cdot q = Q_s \quad \text{car } q \in \mathbb{N}$$

Ainsi, dans les machines classiques bobinées à pas entier, les topologies avec des enroulements bien répartis sur plusieurs encoches (q entier élevé) produisent un couple de détente faible en comparaison avec le cas des enroulements concentrés ($q=1$).

A contrario, grâce à la valeur fractionnaire de q dans les structures bobinées à pas fractionnaire, des valeurs élevées de $lcm(Q_s, 2 \cdot p)$ peuvent être atteintes. Cela permet pour certaines combinaisons à pas fractionnaire de diminuer largement le couple de détente sans avoir besoin d'un nombre élevé d'encoches comme cela est nécessaire en cas de bobinage à pas entier.

En appliquant l'équation (2-40) sur les combinaisons Encoches/Pôles polyphasées qui sont classées utiles dans le paragraphe 2.1.3, deux familles principales peuvent être distinguées considérant l'amplitude crête de leur couple de détente généré :

- La famille de combinaisons dont la périodicité spatiale (qui ne considère pas la polarité des pôles rotoriques) est faible ($\gcd(Q_s, 2 \cdot p) = 1$ ou 2). Dans cette famille le couple de détente est largement amorti grâce à la fréquence élevée de ses ondulations pendant un tour complet de rotor ($lcm(Q_s, 2 \cdot p) = Q_s \times 2 \cdot p / \gcd(Q_s, 2 \cdot p) = Q_s \times 2 \cdot p$ ou $Q_s \times p$).
- La famille qui a le nombre d'encoches par pôle est par phase qui est égal à 0.5 ($q = 0.5$) où la périodicité spatiale est égale à p (voir le paragraphe précédent). Dans ce cas, la fréquence de couple de détente pendant un tour mécanique devient : $lcm(Q_s, 2 \cdot p) = Q_s \times 2 \cdot p / p = 2 \cdot Q_s$. Donc, le couple de détente dans les combinaisons de cette famille est généralement avec une valeur importante. Un nombre élevé d'encoches et par conséquent de pôles sont nécessaires afin de réduire l'amplitude crête de ses ondulations.

2.3.3 Validation par Éléments Finis

Afin de valider les résultats des paragraphes précédents, des modèles 2D en éléments finis pour certaines combinaisons Encoches/Pôles sont construits puis les résultats de simulations sont comparés. Le logiciel d'éléments finis Maxwell est toujours utilisé pour la modélisation électromagnétique puis un couplage avec le logiciel ANSYS est réalisé afin d'effectuer l'étude mécanique. Les configurations de modèles construits sous logiciel Maxwell pour les 4 combinaisons choisies sont illustrées dans la Figure 2-17. Les 4 modèles sont fournis avec le même rotor et la même largeur d'entrefer afin d'avoir des structures comparables avec la même densité de flux rotorique dans l'entrefer. En outre, les dimensions statoriques sont adaptées au nombre d'encoches de la combinaison correspondante afin

d'assurer la linéarité magnétique (le fer n'est pas saturé). Finalement, une configuration du rotor à aimants enterrés est choisie afin d'obtenir des couples de détente suffisamment significatifs pour les comparer. Dans les structures à aimants déposés en surface l'entrefer magnétique est tellement élevé que le couple de détente est de toute manière faible.

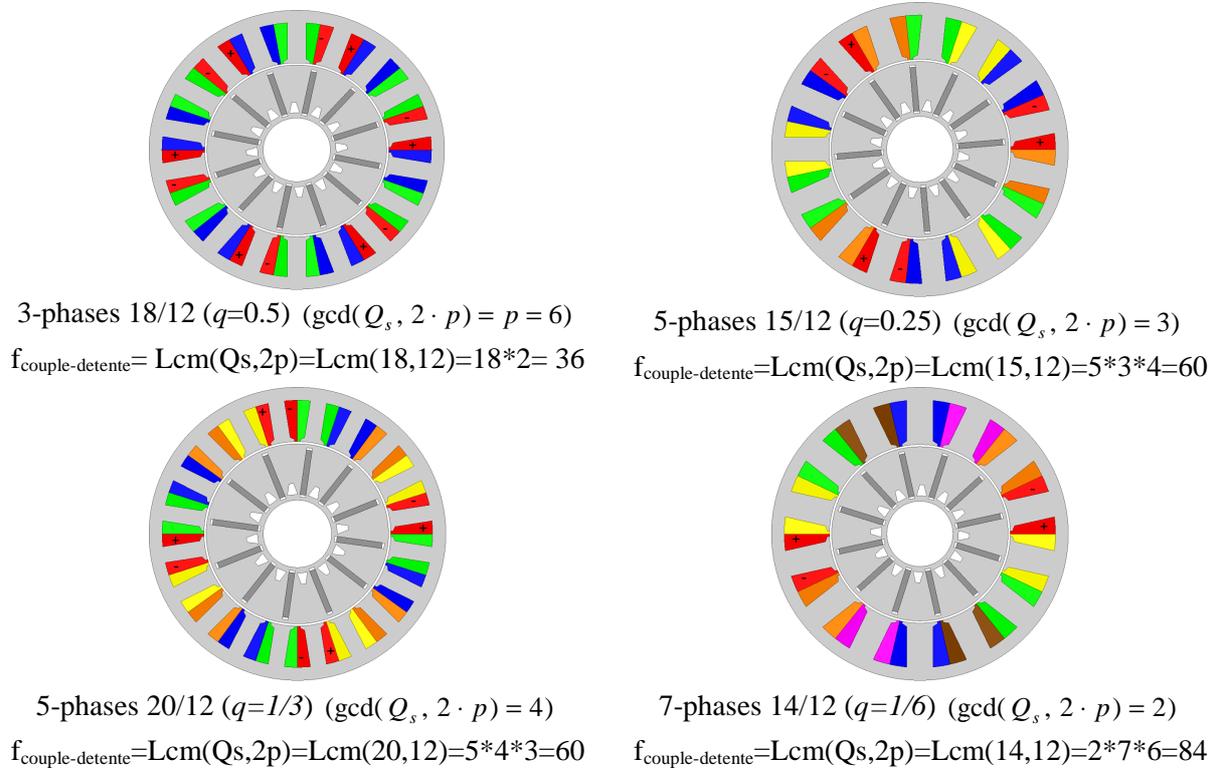


Figure 2-17 Les structures de modèles construits en éléments finis pour les 4 combinaisons Encoches/Pôles étudiées

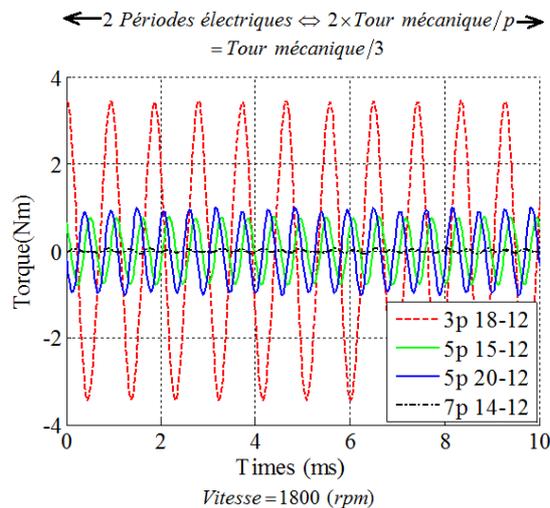


Figure 2-18 Le couple de détente calculé en éléments finis pour les 4 combinaisons étudiées

Premièrement, le couple à vide (couple de détente) est calculé dans les 4 modèles de machines pour une vitesse de 1800 (rpm) pendant presque deux périodes électriques ($2 \times 60 / (p \times 1800) \approx 11$ (ms)), puis les résultats sont tracés dans la Figure 2-18. Dans cette figure on voit bien comment la fréquence d'ondulations de différents couples correspond au résultat donné par l'équation (2-40). La période tracée est équivalente d'un tiers du tour mécanique, donc pour comparer

la fréquence des couples de détente il faut diviser par trois. Comme prévu, l'amplitude crête de ces ondulations est inversement proportionnelle à la fréquence. Pour la combinaison 7-phases 14/12 où la périodicité spatiale est faible ($\text{gcd}(Q_s, 2 \cdot p) = 2$) mais dont la fréquence est 84 on a ainsi un couple de détente presque nul. alors qu'une amplitude crête élevée de ce couple se trouve pour la combinaison 3-phases 18/12 (HONDA machine) qui appartient à la famille $q=0.5$ et dont la périodicité spatiale est élevée ($\text{gcd}(Q_s, 2 \cdot p) = 6$), on observe une amplitude plus forte puisque la fréquence est 36.

Ensuite, afin de déterminer le mode le plus bas de vibration, l'harmonique fondamental de courant est injecté dans les modèles électromagnétiques du logiciel Maxwell avec une amplitude crête qui assure la même densité linéique de courant dans les 4 combinaisons. Les forces magnétiques radiales appliquées instantanément sur le rotor sont calculées pour chaque configuration. Puis, en utilisant le logiciel ANSYS, la déformation mécanique résultante de forces appliquées est calculée dans chaque point de rotor après avoir importé ces forces du logiciel Maxwell.

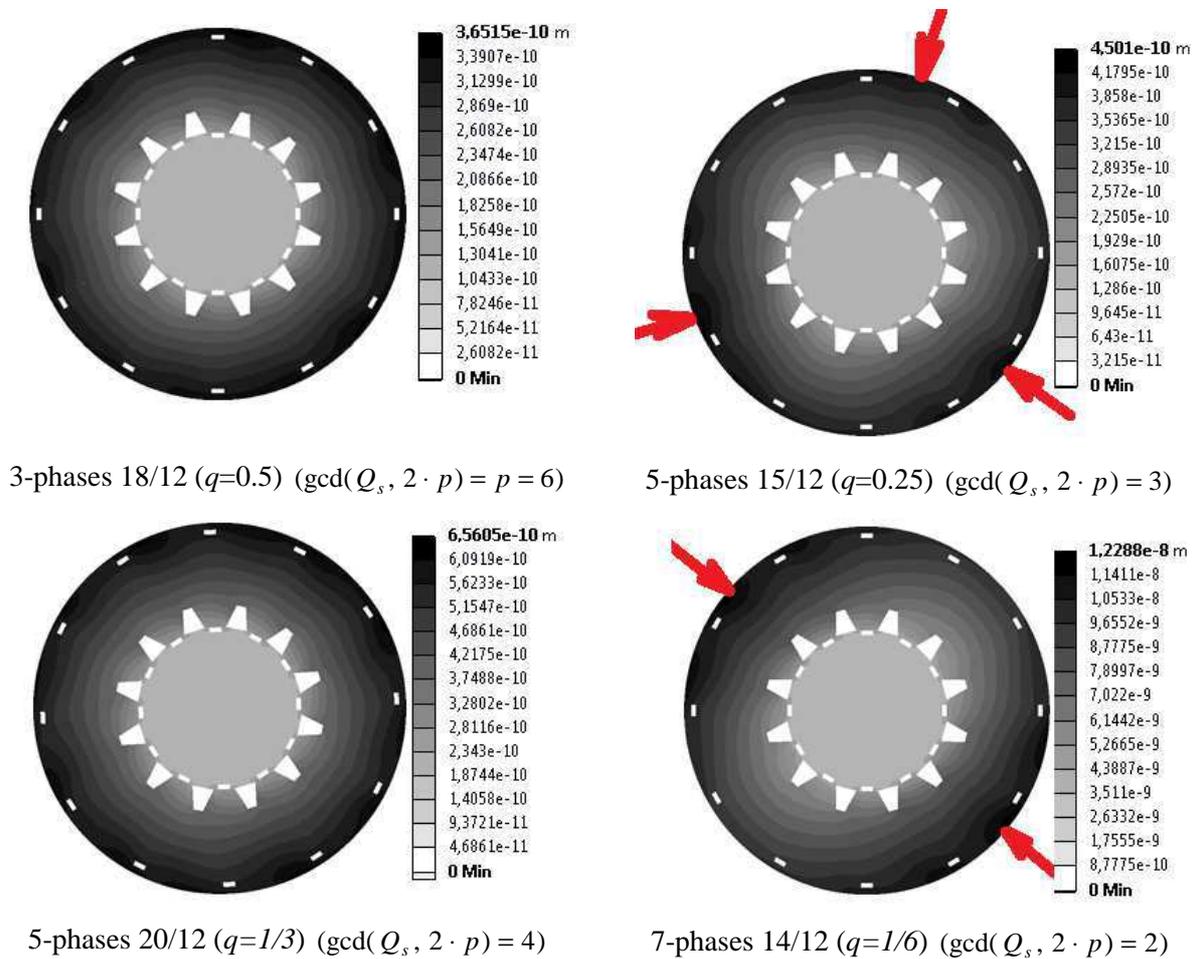


Figure 2-19 la déformation mécanique instantanée du rotor résultante de forces magnétique dans les 4 combinaisons étudiées

En affichant le résultat de ce calcul dans la Figure 2-19 on peut donc déterminer le mode le plus bas de vibration dans les structures étudiées. La déformation uniforme autour du rotor dans les combinaisons 3-phases 18/12 (HONDA machine) et 5-phases 20/12 indique un mode de vibration d'ordre élevé. Ce qui correspond au Tableau 2-11 qui déclare que les modes les plus bas pour ces deux combinaisons sont respectivement 6 et 4. La forme triangulaire de déformation qui se produit dans la combinaison 5-phases 15/12 confirme le mode 3 de vibration. Alors que, la déformation de rotor en forme d'ellipse dans la combinaison 7-phases 14/12 indique l'existence du mode 2 de vibration

comme il est prévu dans le Tableau 2-11. En outre, les valeurs des différentes déformations affichées dans la Figure 2-19 expriment l'amplitude crête de vibration dans la combinaison correspondante. De là, on peut vérifier que l'amplitude la plus élevée de vibration est associée à la combinaison 7-phases 14/12 où se trouve le mode de vibration de l'ordre le plus bas parmi les 4 combinaisons comparées.

3 Etude de familles de rotors à aimants enterrés adéquates pour un bobinage concentré autour des dents

Pour une structure statorique donnée, la structure rotorique influence directement la performance d'une machine électrique en imposant un certain champ magnétique dans l'entrefer. Le contenu harmonique de ce champ après filtrage par le bobinage statorique détermine la quantité et la qualité du couple produit. En outre, comme la configuration des aimants rotoriques impose, si on néglige les effets de dentures statoriques, la réluctance magnétique dans la machine, la plage de fonctionnement fournie est forcément liée à la topologie du rotor.

Par ailleurs, ce même bobinage statorique crée, lorsqu'il est parcouru par des courants, un champ magnétique dont le riche contenu spectral, particulièrement dans le cas des bobinages concentrés autour de dents, a un effet nocif sur les aimants s'ils ne sont pas protégés.

Tous ces aspects seront traités dans ce chapitre afin de favoriser certaines topologies rotoriques pour le domaine automobile. De plus, ce chapitre contient le calcul et les mesures relatifs au prototype fabriqué afin de valider une des topologies considérée intéressante tant au niveau du bobinage statorique qu'au niveau de la structure à aimants du rotor.

Afin de sélectionner des familles de rotors adéquates pour les applications en automobile, différentes combinaisons Encoches/Pôles devront être considérées. Cela sera le but du paragraphe suivant qui suit le chapitre 2 en favorisant certaines combinaisons pour l'application en véhicules hybrides ou électriques.

3.1 Choix de combinaisons Encoches/Pôles intéressantes pour applications automobile

Ce paragraphe se base sur l'étude faite dans le chapitre précédent afin de favoriser certaines configurations destinées à être utilisées en automobile. Ainsi, une comparaison globale entre les différentes combinaisons Encoches/Pôles fournies avec des bobinages concentrés est effectuée en considérant les critères qui concernent cette application. L'automobile est une des applications les plus critiques pour les machines électriques, car certaines fonctionnalités extrêmes sont demandées à la machine en respectant une géométrie limitée en termes de dimensions mais aussi différentes contraintes imposées au niveau thermique, mécanique, et électrique. Un rapport *Couple/Volume* élevé est un des avantages désirés pour la traction dans les voitures Full-Hybrid [14] et même pour assurer la fonctionnalité "Boost" dans le cas du système Mild-Hybrid [17]. En reprenant l'étude faite dans le chapitre 2, seulement les trois familles de combinaisons colorées et classées utiles dans le paragraphe 2.1.3 sont prises en compte dans cette comparaison. Le Tableau 3-1 permet d'effectuer la comparaison entre ces combinaisons polyphasées en tenant compte des trois critères présentés dans le chapitre 2 :

- I. Le niveau de pertes dans les aimants du rotor
- II. Le mode de vibration
- III. La qualité de couple produit

Même s'ils n'interviennent pas dans la fonctionnalité première de conversion d'énergie, les critères I et II sont de première importance en automobile, car les machines avec un niveau élevé de pertes dans les aimants, fonctionnent avec un risque considérable de démagnétisation même en vitesse moyenne. De la même façon, une configuration où se trouve le mode 1 de vibration doit être rejetée, parce qu'elle représente une structure qui n'est pas mécaniquement équilibrée, ce qui provoque de

graves problèmes au niveau mécanique en plus du bruit d'origine magnétique élevé. Par contre, le troisième critère peut être considéré comme plus secondaire. Suite à ces remarques, toutes les combinaisons dans le Tableau 3-1 qui ont la marque C par rapport à un de ces deux premiers critères qualifiés de principaux, sont exclues de la comparaison par une couleur rouge. Inversement, les combinaisons intéressantes qui ont la marque A pour les deux critères principaux sont ombrées en vert afin de les déclarer comme des candidates potentielles pour les applications en automobile.

Tableau 3-1 Comparaison globale entre les différentes combinaisons Encoches/Pôles en tenant compte de 2 critères principaux (pertes+vibration) et un critère secondaire (qualité de couple)

Pôles Encoches	4	6	8	10	12	14	16
6	C/B/C	-	C/B/C	-	-	-	C/B/C
9	-	C/A/C	C/C/A	C/C/A	C/A/C	-	-
12	-	-	B/A/C	C/B/B		C/B/B	C/A/C
15	-	-	-	A/A/C	-	B/C/A	C/C/A
18	-	-	-	-	A/A/C	B/B/A	B/B/A
21	-	-	-	-	-	A/A/C	A/C/A
24	-	-	-	-	-	-	A/A/C

Configurations 3-phases

$q=0.5$

Pôles Encoches	2	4	6	8	10	12	14	16	18
5	C/C/B	C/C/B	C/C/B	C/B/B		C/B/B	C/C/B	C/C/B	C/B/B
10	-	A/B/B	B/B/B	C/B/B		C/B/B	C/B/B	C/A/B	
15	-	-	A/A/B	-		B/A/B	B/C/A	C/C/A	C/A/B
20	-	-		A/A/B		A/A/B	A/A/A	A/A/B	B/B/A
25					A/A/B		C/A/A	A/C/A	C/B/A

Configurations 5-phases

Pôles Encoches	6	8	10	12	14	16	18
7	C/C/B	C/C/B	-	-		-	-
14	A/B/B	A/B/B	B/A/B	B/B/B		C/B/B	C/B/B
21	-	A/C/A	-	A/A/B		A/B/A	A/A/B

Configurations 7-phases

Bobinage simple couche*	Bobinage double couche
*: La topologie à simple couche est utilisée uniquement lorsqu'il donne un facteur fondamental de bobinage plus élevé que dans le cas à double couche	

Les critères : I. Pertes d'aimants / II. Mode de vibration / III. Qualité de couple

A : pertes faibles, mode de vibration d'ordre élevé, très bonne qualité de couple

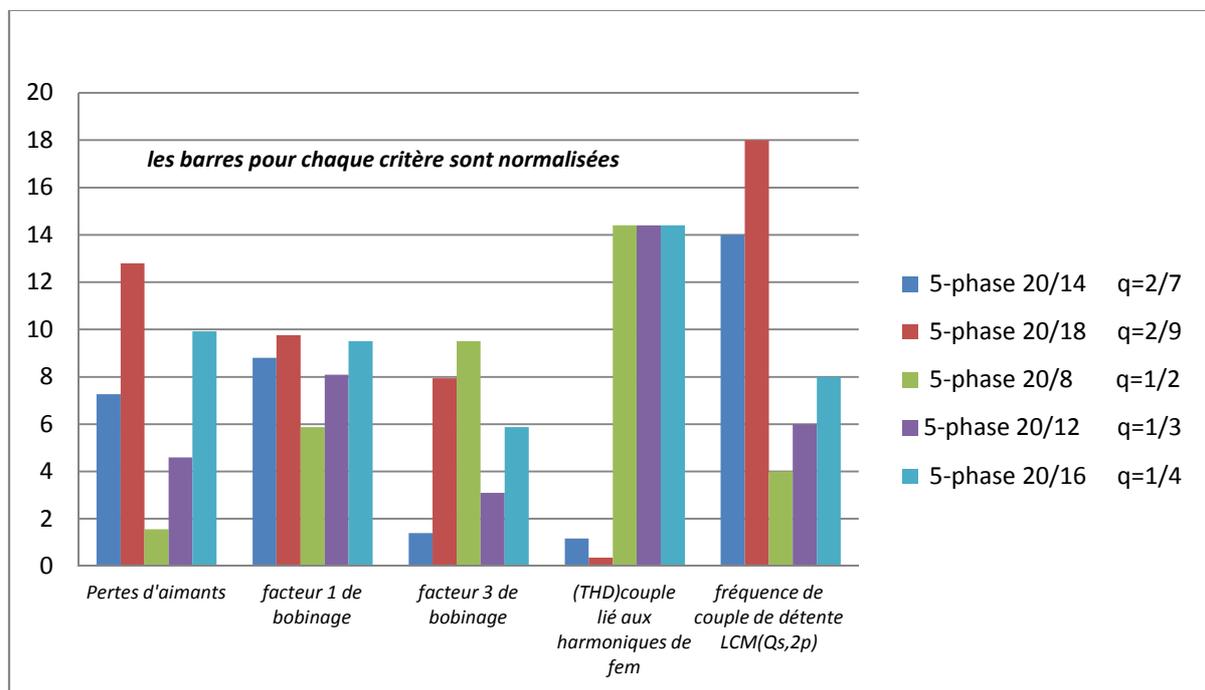
B : pertes moyennes, mode de vibration de l'ordre 2, qualité moyenne de couple

C : pertes élevées, mode de vibration de l'ordre 1, mauvaise qualité de couple

En observant le Tableau 3-1 on trouve que la prise en considération des structures à plus de 3 phases permet de créer beaucoup plus de combinaisons convenables pour l'automobile. Le groupe de

configurations 5-phases contient la majorité des combinaisons favorites (vertes), ce qui promeut les avantages présentés dans le paragraphe 1.2.1 concernant le choix d'une structure 5-phases. De plus, la combinaison 20/14 5-phases à double couche semble être la seule configuration qui réalise A pour les trois critères examinés. Cependant, ce résultat est correct en supposant un nombre de pôle maximal égal à 18 pour toutes les combinaisons étudiées. Cette hypothèse est généralement adoptée dans les applications de voitures hybrides ou FULL-ELECTRIC, afin de réduire les contraintes de contrôle liées à la fréquence maximale de courant injecté en grand vitesse, sans avoir besoin d'ajouter une boîte de vitesses. Les configurations 7-phases peuvent également donner plus des combinaisons favorites (vertes) en augmentant le nombre de pôles.

Une comparaison quantitative finale est illustrée dans la Figure 3-1 afin de comparer plus précisément entre certaines combinaisons 5-phases qui sont déjà classées de très favorables (vert) à favorables (jaune) dans le Tableau 3-1.



← **L'augmentation d'importance du critère**

Figure 3-1 Une comparaison quantitative finale entre 5 combinaisons 5-phases favorites pour l'application en automobile

En observant la Figure 3-1, on peut constater que le niveau le plus bas de pertes d'aimants est obtenu avec la combinaison 5-phases 20/8 qui appartient à la famille $q=0.5$. Grâce à cet avantage remarquable et malgré une relative mauvaise qualité de couple fourni, plusieurs combinaisons 3-phases qui appartiennent à cette même famille $q=0.5$ ont été largement utilisées dans le domaine des automobiles hybrides (HONDA, TOYOTA) [15]. Cependant, en cas de structures 5 phases, les combinaisons de cette famille ($q=0.5$) ne peuvent pas fournir un couple compétitif à cause de leur modeste facteur de bobinage pour le fondamental (voir la combinaison 20/8 dans la Figure 3-1). Néanmoins, cet inconvénient peut être compensé grâce au facteur 3 élevé de bobinage, en renforçant le couple lié au fondamental par un couple généré en injectant l'harmonique 3 de courant, comme il est expliqué dans le paragraphe 2.1.1. Par contre, afin d'obtenir ce couple compétitif en utilisant cette méthode, une modification de la structure rotorique est indispensable comme il est montré dans les paragraphes 2.1.2 et 3.3.2. En revanche, la combinaison 5-phases 20/12 dans la Figure 3-1 montre un niveau bas de pertes d'aimants, mais est par contre classée quatrième selon le facteur de bobinage lié

au fondamental. De plus, le couple fourni est perturbé par un couple de détente d'amplitude élevé (de fréquence basse) et par des pulsations de couple liées aux harmoniques parasites de fem. En termes de compromis entre niveau de pertes dans aimants et facteur de bobinage lié au fondamental, c'est la combinaison 5-phases 20/14 qui apparaît. En outre, une qualité très remarquable de couple est assurée par cette configuration, comme les critères de distorsion et du couple de détente le montrent clairement dans la Figure 3-1.

A ces critères académiques, une contrainte de tenir le courant de court-circuit, fréquente dans le domaine automobile, a été strictement imposée dans le projet MHYGALE (paragraphe 1.1.2). Cette contrainte avantage la combinaison à 5 phases 20/14 par rapport à la combinaison 20/18, car son faible facteur de bobinage pour l'harmonique 3 assure l'absence de l'harmonique 3 du courant de court-circuit. Par conséquent, la machine basée sur cette combinaison évite des pertes élevées par courants induits dans le rotor liées à l'harmonique 3 de courant statorique comme il est montré dans le paragraphe 3.3.1.

3.2 Impacts de la topologie rotorique sur la performance et intérêt de d'une structure à aimants enterrés radialement

L'intérêt de l'utilisation des topologies à aimants enterrés dans le domaine automobile a été expliqué dans le paragraphe 1.2.2.2. Cependant, l'arrangement d'aimants dans le rotor a aussi un effet considérable sur la performance de la machine. Ce paragraphe concerne l'étude de l'influence de la configuration des aimants enterrés sur la plage de fonctionnement en vitesse assurée par la machine ainsi que sur les pertes dans les aimants liées aux harmoniques parasites de FMM. Dans le détail, le paragraphe montre que plus les aimants enterrés renforcent la concentration de flux dans le rotor, meilleure est la performance qui concerne les deux critères précédents (pertes aimants et plage de fonctionnement en vitesse).

3.2.1 Plage de fonctionnement

La plage de fonctionnement en vitesse est un point critique pour le dimensionnement d'une machine électrique à aimants pour application en traction. La raison vient du fait qu'il y a une contradiction majeure entre l'obtention d'une plage large de fonctionnement à puissance constante et de bonnes caractéristiques en basse vitesse.

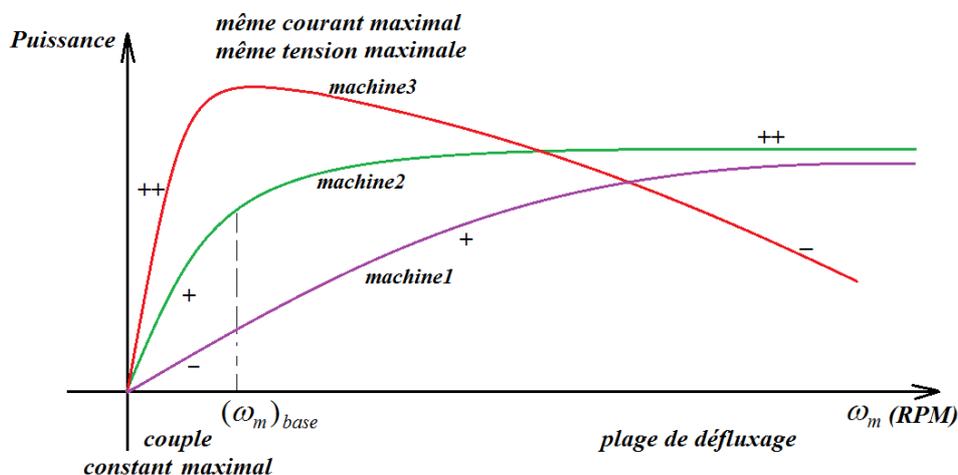


Figure 3-2 Evaluation de plage de fonctionnement pour des machines électrique à aimants en basse et grande vitesse

La Figure 3-2 explique cette idée en montrant que, plus le rapport *couple/courant* d'une machine à aimants est augmenté, plus elle aura de bonnes caractéristiques en basse vitesse (dynamique importante de puissance). Or pour augmenter ce rapport, un des critères principaux est l'augmentation du flux d'aimants. Cela complique alors la procédure de défluxage à grande vitesse en exigeant plus de courant pour garder une puissance constante (voir la machine3 dans la Figure 3-2).

Dans le cas des applications Mild-Hybrid la problématique précédente devient encore plus délicate, suite à la nécessité de présenter à la fois un couple élevé en basses vitesses afin d'assurer la fonctionnalité «Boost» ainsi qu'une plage large de fonctionnement à puissance constante. La solution habituelle est de trouver un compromis entre les deux régions, comme dans le cas de la machine2 dans la Figure 3-2. Cependant, cette antinomie en première analyse entre bonnes caractéristiques en haute et basse vitesse peut être atténuée, car en plus du flux d'aimants, deux autres facteurs interviennent dans la détermination de ces caractéristiques. Ces facteurs sont le couple réactant et la réactance magnétique de l'axe *dI* dans la machine.

3.2.1.1 Couple réactant

A. Effet positif du couple de réactance sur la plage de fonctionnement

L'avantage du couple de réactance dans une machine à aimants est qu'il permet d'augmenter le couple électromagnétique sans avoir besoin de renforcer le flux dû aux aimants. Par conséquent, les caractéristiques en basse vitesse peuvent être améliorées en conservant une plage large de fonctionnement à puissance constante. Le couple total dans les machines trois et cinq phases à aimants peut être écrit [83]-[84]-[20] :

$$\text{En 3-phases : } C_{total} = C_m + C_r = \frac{3}{2} \cdot p [i_{qM1} \cdot \Phi_1 + i_{dM1} \cdot i_{qM1} (L_{dM1} - L_{qM1})] + C_c$$

En 5 phases :

$$C_{total} = \frac{5}{2} \cdot p \cdot (i_{qM1} \cdot \Phi_1 + i_{dM1} \cdot i_{qM1} (L_{dM1} - L_{qM1}) + 3 \cdot (i_{dM2} \cdot i_{qM2} \cdot (L_{dM2} - L_{qM2}) + i_{qM2} \cdot \Phi_3)) + C_c \quad (3-1)$$

(Φ_1, Φ_3): l'amplitude maximale de l'harmonique (1, 3) de flux d'aimants; (i_{dM_k}, L_{dM_k}): le courant et l'inductance de l'axe *d* dans la machine fictive M_k (M_1 : fondamentale, M_2 : secondaire-1); (i_{qM_k}, L_{qM_k}): le courant et l'inductance de l'axe *q* dans la machine fictive M_k ; C_c : couple supplémentaire lié au couplage entre les différents espaces propres de la machine.

En supposant que les machines fictives soient entièrement découplées au niveau magnétique, on peut dans la suite négliger le couple supplémentaire C_c . Etant donné que la machine fictive fondamentale présente le meilleur coefficient de couple Nm/A c'est cette machine qui est avant tout alimentée en courant. Les autres machines fictives ne sont pas capables de fournir un couple considérable avec une structure classique du rotor, comme le montre le paragraphe 2.1.2. Par conséquent, la valeur de ($L_{dM} - L_{qM}$) dans les équations (3-1) décide dans ce cas du montant du couple de réactance ajouté. Comme le couple électromagnétique de la machine fondamentale M_1 dépend de i_{qM1} , l'amplitude de courant (I) est généralement distribuée entre i_{dM1} et i_{qM1} afin de maximiser le rapport C_{total}/I . L'angle du courant fondamental dans le plan (i_{dM}, i_{qM}) qui représente cette distribution optimale peut être calculé en dérivant les équations (1-3) :

$$(C_{total})_{fondamenta\ l} = \frac{m \cdot p}{2} \cdot I \cdot \Phi_1 \cdot (\cos(\varphi_I) + \frac{I}{2 \cdot \Phi_1} \cdot \sin(2 \cdot \varphi_I) \cdot (L_{dM1} - L_{qM1}))$$

$$i_{dM1} = I \cdot \sin(\varphi_I), \quad i_{qM1} = I \cdot \cos(\varphi_I)$$

$$\frac{d}{d\varphi_I} ((C_{total})_{fondamenta\ l}) = 0 \Rightarrow \sin(\varphi_I) = \frac{I}{\Phi_1} \cdot (L_{dM1} - L_{qM1}) \cdot \cos(2 \cdot \varphi_I)$$

$$2 \cdot \frac{I}{\Phi_1} \cdot (L_{dM1} - L_{qM1}) \cdot \sin^2(\varphi_I) + \sin(\varphi_I) - \frac{I}{\Phi_1} \cdot (L_{dM1} - L_{qM1}) = 0 \quad (3-2)$$

I : l'amplitude maximale de courant dans le plan (i_{dM}, i_{qM}); φ_I : l'angle de courant dans le plan (i_{dM}, i_{qM}); m : le nombre de phases.

En résolvant l'équation du deuxième degré (3-2), on trouve l'angle optimal de courant qui génère un couple de réductant pour maximiser le rapport C_{total}/I . Les solutions de l'équation (3-2) sont représentées par la courbe rouge dans la Figure 3-3 sur laquelle il est préférable de faire fonctionner la machine en basse vitesse.

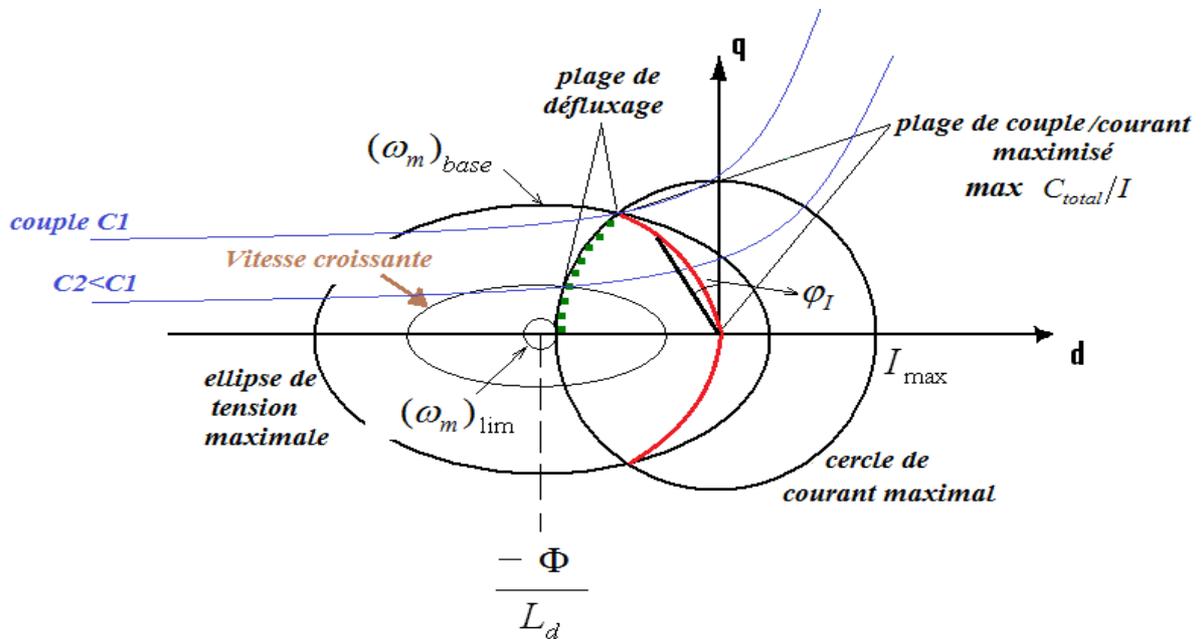


Figure 3-3 Région de fonctionnement dans le plan (i_d, i_q) d'une machine électrique à aimants

Dans cette figure on constate que les limites de la région de fonctionnement pour toutes les machines fictives dans les plans de type (i_{dM_k}, i_{qM_k}) sont l'ellipse et le cercle liées à la tension et courant maximaux disponibles par phase :

$$\left(\begin{array}{l} (v_{dM1})^2 + (v_{qM1})^2 \leq V_1^2 \\ (v_{dM2})^2 + (v_{qM2})^2 \leq V_3^2 \end{array} \right) \Rightarrow$$

$$(R_s \cdot i_{dM1} - p \cdot \omega_m \cdot L_{qM1} \cdot i_{qM1})^2 + (R_s \cdot i_{qM1} + p \cdot \omega_m \cdot (\Phi_1 + L_{dM1} \cdot i_{dM1}))^2 \leq V_1^2$$

$$(R_s \cdot i_{dM2} - p \cdot \omega_m \cdot L_{qM2} \cdot i_{qM2})^2 + (R_s \cdot i_{qM2} + p \cdot \omega_m \cdot (\Phi_3 + L_{dM2} \cdot i_{dM2}))^2 \leq V_3^2 \quad (3-3)$$

Où le centre d'ellipses: $(0, \frac{-\Phi_1}{L_{dM1}}), (0, \frac{-\Phi_3}{L_{dM2}})$

$$\begin{aligned} (i_{dM1})^2 + (i_{qM1})^2 &\leq I_1^2 \\ (i_{dM2})^2 + (i_{qM2})^2 &\leq I_3^2 \end{aligned} \tag{3-4}$$

ω_m : la vitesse de rotor ; R_s : la résistance électrique d'une phase ; (v_{dM_k}, v_{qM_k}) : les tensions dans les plans (i_{dM_k}, i_{qM_k}) ; (V_1, V_3) : l'amplitude maximale de l'harmonique (1, 3) de la tension disponible par phase ; (I_1, I_3) : l'amplitude maximale de l'harmonique (1, 3) du courant disponible par phase.

La Figure 3-3 montre comment, au delà d'une certaine vitesse, il n'est plus possible de continuer de travailler sur la courbe rouge optimale de couple. En effet, la courbe sort de l'ellipse de tension qui rétrécit lorsque la vitesse croit. Afin de réduire la taille des symboles dans la suite de ce chapitre, la lettre *M* (machine fictive) sera retirée de tous les paramètres définis dans les équations (3-1) ($i_{dM1} \rightarrow i_{d1}$, $L_{dM1} \rightarrow L_{d1} \dots$).

B. Impact de la topologie d'aimants

L'effet positif d'aimants enterrés sur le couple de réductance est illustré dans le paragraphe 1.2.2.2. Dans ce cas, l'épaisseur d'un pôle d'aimant qui se trouve dans le chemin de flux sur l'axe *d*1 réduit l'inductance de cet axe en produisant une différence entre L_{d1} et L_{q1} ($L_{q1} > L_{d1}$). Cela permet la machine de générer un couple de réductance dont le maximum dépend du montant $L_{q1} - L_{d1}$. Donc, plus les aimants enterrés assurent une différence $L_{q1} - L_{d1}$ élevée, plus un couple de réductance important peut être obtenu. Comme la diminution de l'inductance dans l'axe *d*1 est liée à l'épaisseur d'un pôle d'aimant, le couple de réductance peut être renforcé en utilisant des aimants enterrés plus épais.

En général, l'épaisseur des aimants (*a*) est choisie selon la densité de flux rotorique désirée dans l'entrefer. En considérant l'équation (1-18), une configuration d'aimants dont le ratio de concentration de flux est élevé permet d'obtenir la densité de flux exigée avec des aimants moins épais. Par conséquent, le couple de réductance fourni par des topologies d'aimants qui offrent une concentration intense de flux n'est pas très important suite au besoin limité d'aimants de forte épaisseur.

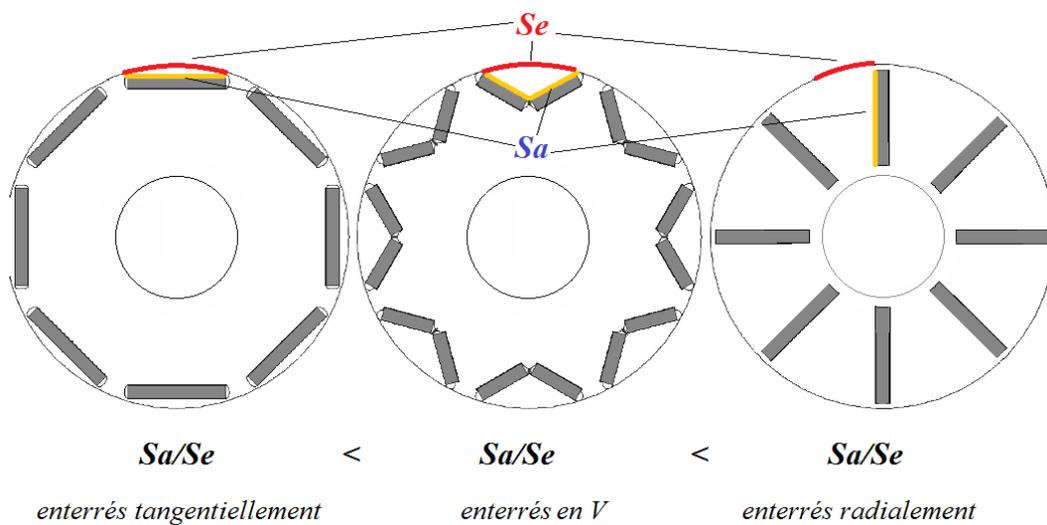


Figure 3-4 Comparaison entre les différentes configurations d'aimants enterrés selon le ratio de concentration de flux

La Figure 3-4 explique comment le ratio de concentration de flux est renforcé en enterrant les aimants plus profondément dans le rotor. La topologie d'aimants enterrés en V présente une solution pour une concentration douce de flux en exigeant une épaisseur considérable pour les aimants. Ce fait ajouté aux larges ponts de fer entre les pôles d'aimant, permet aux machines avec une telle topologie de produire un couple de réluctance important. La machine TOYOTA-PRIOUS qui est capable à générer un couple de réluctance important est un bon exemple qui appartient à cette topologie [24]-[14].

C. Effet du champ d'aimants

Dans le domaine automobile où l'espace disponible est souvent limité, le surdimensionnement des machines électriques doit être strictement évité.

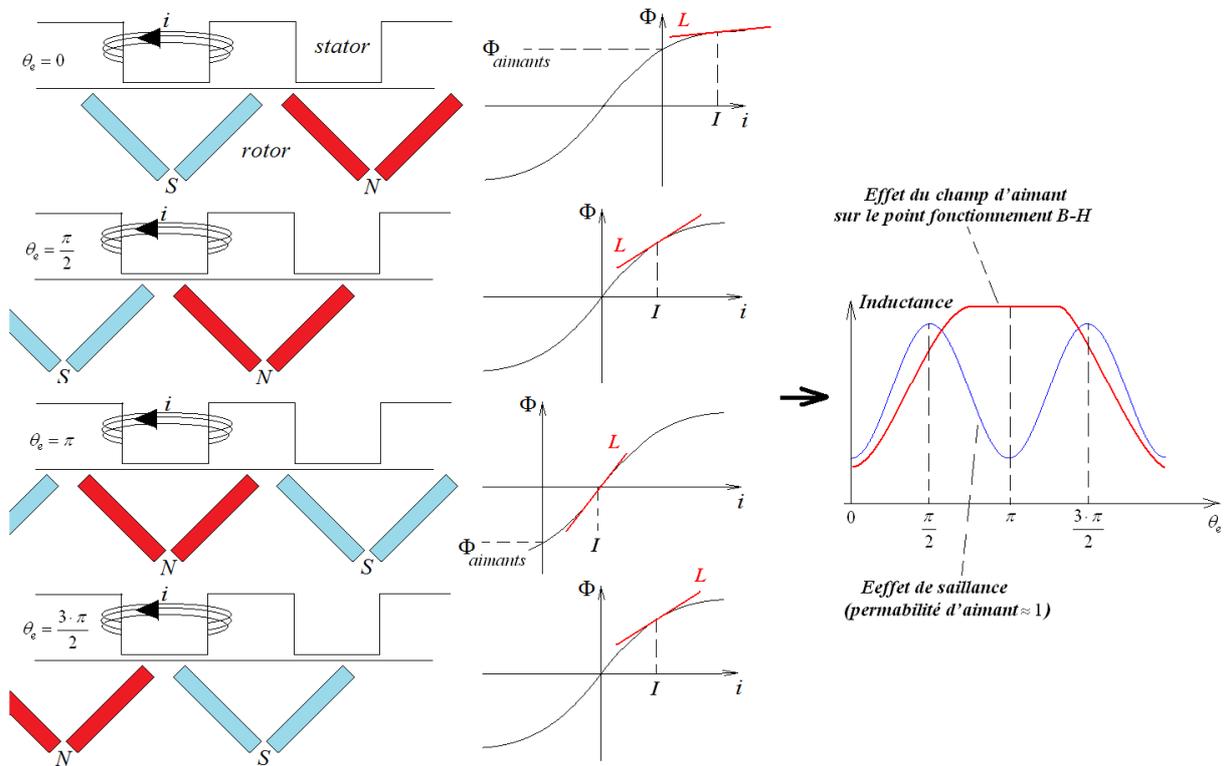


Figure 3-5 Effet du champ d'aimants sur les inductances d'une machine électrique, en bleu à droite on ne tient compte que de l'effet de saillance

Autrement dit, les dimensions sont choisies afin que le champ dû aux aimants puisse circuler dans le circuit magnétique sans trop le saturer. Par conséquent, l'interaction entre le champ d'aimants et le champ du stator change considérablement l'état magnétique de fer dans la machine. La Figure 3-5 illustre ce phénomène en montrant comment le flux d'aimants est augmenté ou réduit par le champ statorique selon l'angle électrique. Cela impose un changement du point de fonctionnement sur la courbe $B-H$ du matériau ferromagnétique utilisé en produisant une variation dans les inductances correspondantes. Cette variation réagit avec l'effet de saillance dans la machine menant à réduire le couple de réluctance en baissant la valeur de $(L_{q1} - L_{d1})$, comme on peut le remarquer dans le paragraphe 4.5.2.

D. Effet du bobinage concentré autour des dents (non-croisé)

Généralement les machines fournies avec un bobinage concentré autour des dents sont moins favorables pour produire un couple de réductant [85]-[86]. La raison de ce fait est liée à deux facteurs principaux. Premièrement, les inductances mutuelles qui sont très faibles entre les phases suite à l'absence de croisement entre les différentes bobines. Cela réduit l'effet de saillance (réductance variable) comme le montre le paragraphe 4.5.2. Deuxièmement, les bobines qui appartiennent à la même phase peuvent voir des réductances magnétiques différentes imposées par le rotor. Cela est dû au pas fractionnaire qui accompagne généralement les bobines non-croisées comme l'explique le paragraphe 1.3.2. Le résultat de ce fait est un décalage dans les courbes d'inductances entre les différentes bobines selon l'angle électrique.

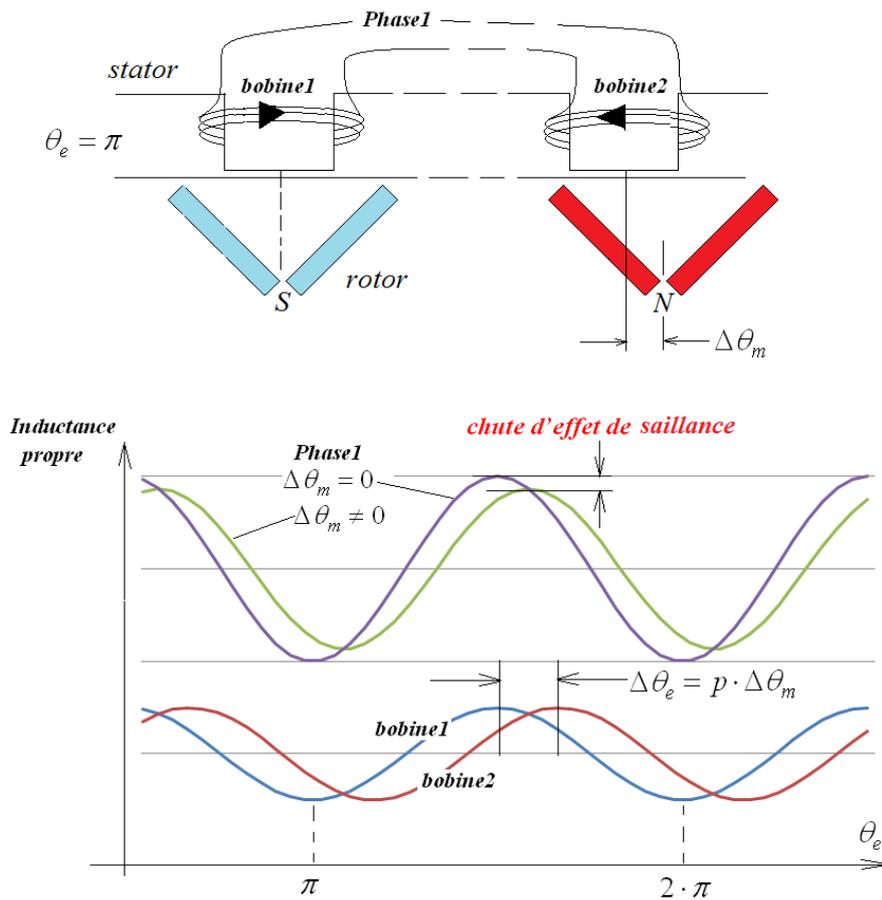


Figure 3-6 l'impact du pas fractionnaire sur l'effet de saillance

La Figure 3-6 explique ce phénomène montrant son impact négatif sur l'effet de saillance. Dans cette figure, en considérant un décalage mécanique de $\Delta\theta_m$ dans la position relative entre la bobine2 et un pôle rotorique par rapport à la bobine1, la chute dans l'effet de saillance due à ce décalage peut être déduite, en supposant une connexion en série entre les deux bobines et négligeant le flux mutuel :

$$\Delta L_p(\theta_e) = \Delta L_p \cdot \cos(2 \cdot \theta_e) + \Delta L_p \cdot \cos(2 \cdot \theta_e - 2 \cdot p \cdot \Delta\theta_m)$$

$$\delta_{saillance} = \frac{2 \cdot \Delta L_p - |\Delta L_p(\theta_e)|}{2 \cdot \Delta L_p} = \frac{2 - |\cos(2 \cdot \theta_e) + \cos(2 \cdot \theta_e - 2 \cdot p \cdot \Delta\theta_m)|}{2} > 0$$

θ_e : l'angle électrique du rotor ; $|\Delta L_p(\theta_e)|$: l'amplitude maximale de variation de l'inductance propre équivalente des bobines 1 et 2 due à l'effet de saillance ; ΔL_p : l'amplitude maximale de variation de l'inductance propre d'une bobine ; $\delta_{saillance}$: la chute dans l'effet de saillance suite au décalage entre les deux bobines.

L'équation précédente peut être généralisée pour une phase qui contient n bobines en considérant pour chacune un décalage $(\Delta\theta_m)_i$:

$$\delta_{saillance} = \frac{n - |\cos(2 \cdot \theta_e) + \cos(2 \cdot \theta_e - 2 \cdot p \cdot (\Delta\theta_m)_2) + \dots + \cos(2 \cdot \theta_e - 2 \cdot p \cdot (\Delta\theta_m)_n)|}{n} > 0 \quad (3-5)$$

Dans les machines bobinées classiquement à pas entier, l'effet précédent peut être évité en prenant des bobines croisées concentrées ($q=1$). Alors que, en cas du bobinage concentré non-croisé à pas fractionnaire ($q < 1$), seules quelques familles de combinaisons (Encoches/Pôles) sont à l'abri de cet effet. Plus précisément, si le nombre de bobines par phase est égal à la périodicité spatiale $t_{2p} = \text{gcd}(Q_s, 2 \cdot p)$ de la combinaison, toutes les bobines voient le même motif du rotor ce qui élimine le phénomène décrit ci-dessus. Cette condition nécessaire pour éviter une chute dans le couple de réluctance peut être écrite autrement. Il faut selon le type de bobinage vérifie l'une des deux conditions suivantes :

$$\left(\begin{array}{l} \text{En cas de bobinage à double couche :} \\ \text{En cas de bobinage à simple couche :} \end{array} \quad \begin{array}{l} 2 \cdot q \cdot p = \text{gcd}(Q_s, 2 \cdot p) \\ q \cdot p = \text{gcd}(Q_s, 2 \cdot p) \end{array} \right) : q \cdot p = \frac{Q_s}{2 \cdot m} \quad (3-6)$$

3.2.1.2 Effet de réluctance magnétique dans l'axe d

Afin de pouvoir défluxer une machine à aimants permanents sans devoir injecter trop de courant i_d dans l'axe d., une inductance de valeur élevée dans l'axe d, L_d , est intéressante. La dépendance de cette inductance par rapport aux paramètres s'opère de par la géométrie du rotor et plus précisément par la géométrie et le positionnement des aimants puisque la perméabilité magnétique des tôles est bien plus grande que celle des aimants. Dans ce paragraphe on s'intéressera à la réluctance magnétique dans l'axe d qui est le moyen d'action rotorique sur la valeur de l'inductance dans l'axe d.

On a donc vu qu'une inductance L_d grande était intéressante pour faciliter le défluxage, Ceci étant, si l'inductance est trop grande les risques de démagnétisation liés à des courants importants au stator augmentent. Il faudra donc trouver une limite acceptable.

Enfin cette inductance L_d intervient également dans le calcul de la plage de vitesse où l'on peut travailler à puissance constante. Elle est donc contrainte par la valeur désirée pour cette plage de vitesse.

Dans la suite nous allons donc établir deux formules importantes. L'une (3-9) induite par la nécessité de pouvoir travailler à puissance constante dans une plage de vitesse, l'autre (3-12) liée à une mesure de sécurité vis-à-vis d'un risque de démagnétisation.

De la Figure 3-3 on peut facilement déduire la condition nécessaire pour obtenir une plage infinie de fonctionnement ($(\omega_m)_{lim} = \infty$) pour toutes les machines fictives. Si le centre de l'ellipse de tension est sur ou à l'intérieur du cercle de courant maximal, la limite de vitesse monte jusqu'à l'infini en

gardant la puissance mécanique constante avec la vitesse croissante. Donc, la contrainte imposée sur l'inductance de l'axe d dans la machine fictive fondamentale et secondaire-1 :

$$L_{d1} \geq \frac{\Phi_1}{I_1} \quad , \quad L_{d2} \geq \frac{\Phi_3}{I_3} \quad (3-7)$$

Dans la suite, en utilisant l'équation (1-25) on prouve que la contrainte précédente est liée à la structure de la machine (réductance + encoches) et à la densité volumique de pertes Joule dans les encoches. En effet,

$$L_{d1,2} = N_{bobine}^2 \cdot (L_{d1,2})_{spire} \quad , \quad et \quad \frac{\Phi_{1,3}}{I_{1,3}} = \frac{N_{bobine} \cdot (\Phi_{1,3})_{spire}}{C_{parl} \cdot \frac{J_{1,3} \cdot k_{rempli} \cdot S_{encoche}}{N_{bobine} \cdot N_{couches}}} \Rightarrow$$

$$(L_{d1,2})_{spire} \geq \frac{N_{couches} \cdot (\Phi_{1,3})_{spire}}{C_{parl} \cdot k_{rempli} \cdot S_{encoche} \cdot J_{1,3}} \quad (3-8)$$

$(L_{d1,2}, \Phi_{1,3})_{spire}$: pour une spire (l'inductance de l'axe $d_{1,2}$, l'amplitude maximale du 1^{ier}, 3^{ème} harmonique de flux d'aimants) ; N_{bobine} : le nombre de spires par bobine ; C_{parl} : le nombre de circuits connectés en parallèle dans une phase ; $J_{1,3}$: l'amplitude maximale du 1^{ier}, 3^{ème} harmonique de densité surfacique de courant ; $N_{couches} = 1, 2$: le nombre de couches électriques (simple ou double).

En supposant qu'uniquement la machine fictive fondamentale soit alimentée on trouve à l'aide de l'équation (5-23) dans l'Annexe 5.7.2 :

$$(L_{d1})_{spire} \geq \frac{N_{couches} \cdot (\Phi_1)_{spire} \cdot \sqrt{\rho_{cu}}}{C_{parl} \cdot k_{rempli} \cdot S_{encoche} \cdot \sqrt{(P_{joule})_{vol}}} \quad (3-9)$$

Sachant que l'inductance est inversement proportionnelle à la réductance magnétique, on peut, pour une configuration géométrique donnée, en déduire une épaisseur maximale d'aimants à ne pas dépasser. Ceci étant, c'est aussi, à configuration géométrique donnée, l'épaisseur des aimants qui permet d'atteindre le flux d'aimant désiré Φ_1 . Plus la réductance du circuit magnétique dans l'axe d sera faible et plus il sera facile de vérifier la formule (3-9). Cette réductance dépend essentiellement de l'épaisseur d'aimant. Or la partie droite dépend également des aimants par le flux Φ_1 . Etant donné les contraintes très fortes du cahier des charges en termes de plage de vitesse, il est favorable de choisir la configuration à aimants radiaux qui permet de maximiser l'effet de concentration de flux. En effet, grâce à cette configuration, on aura le flux Φ_1 maximum avec une épaisseur faible d'aimant (a) (voir la Figure 3-4 et l'Annexe 5.6.2). Encore faut-il qu'avec cette faible valeur il soit encore possible de travailler sans risque de démagnétisation. On calcule donc ci-dessous la valeur $(a)_{min}$ nécessaire pour prévenir d'une démagnétisation.

La Figure 2-6 montre comment le point de fonctionnement dans un aimant est décidé par l'intersection entre ses caractéristiques et la droite de charge magnétique. L'expression analytique de cette droite en cas de défluxage extrême peut être déduite:

$$2 \cdot e \cdot H_e + a \cdot H_a = -N_{bobine} \cdot (I_{bobine})_{max} \quad et \quad B_e \cdot S_e = B_a \cdot S_a \quad \Rightarrow$$

$$B_a = -\left(\frac{a \cdot \mu_0}{2 \cdot e} \cdot \frac{S_e}{S_a}\right) \cdot H_a - \frac{\mu_0}{2 \cdot e} \cdot \frac{S_e}{S_a} \cdot N_{bobine} \cdot (I_{bobine})_{\max} \quad (3-10)$$

$(I_{bobine})_{\max}$: la valeur maximale de courant par bobine.

La démagnétisation se produit dans l'aimant lorsque la droite de charge représentée par l'équation précédente arrive au point $(H_a, B_a) = (-H_c, 0)$ sur la courbe caractéristique de l'aimant. Donc l'épaisseur minimale autorisée d'aimant $(a)_{\min}$ afin d'éviter la démagnétisation est :

$$(a)_{\min} = \frac{N_{bobine} \cdot (I_{ph})_{\max}}{C_{part} \cdot H_c} \quad (3-11)$$

$(I_{ph})_{\max}$: la valeur maximale de courant par phase, H_c : intensité du champ de coercivité d'aimants.

Cependant, la valeur de H_c dans l'équation (3-11) baisse avec l'augmentation de la température. De plus, lorsque la température monte, la pente de la courbe de caractéristiques d'aimants devient plus grande lorsque $(B_a, H_a) = (B_{critique}, H_{critique})$. Au-delà de ce point, le risque de démagnétisation irréversible augmente en cas de variation de courant (voir la Figure 5-10 dans l'Annexe 5.6.3.2). Ainsi, l'épaisseur minimale d'aimant $(a)_{\min}$ devrait être choisie pour le point $(B_{critique}, H_{critique})_{\min}$ qui correspond à la température maximale atteinte dans les aimants.

$$(a)_{\min} = \frac{(B_{critique})_{\min} + \frac{\mu_0}{2 \cdot e} \cdot \frac{S_e}{S_a} \cdot N_{bobine} \cdot (I_{ph})_{\max}}{C_{part} \cdot \frac{\mu_0}{2 \cdot e} \cdot \frac{S_e}{S_a} \cdot (H_{critique})_{\min}} \quad (3-12)$$

3.2.2 Tenue en court-circuit

Dans ce paragraphe on prouve que, la problématique de la tenue en court-circuit est la même que celle d'avoir une plage large de fonctionnement à puissance constante. En cas du court-circuit on peut écrire :

$$v_{d1} = v_{q1} = 0 \quad \Rightarrow$$

$$R_s \cdot i_{d1} - p \cdot \omega_m \cdot L_{q1} \cdot i_{q1} = 0 \quad \text{et} \quad R_s \cdot i_{q1} + p \cdot \omega_m \cdot (\Phi_1 + L_{d1} \cdot i_{d1}) = 0 \quad \Rightarrow$$

$$i_{d1} = -\frac{\Phi_1}{L_{d1}} \cdot \frac{p^2 \cdot \omega_m^2 \cdot L_{d1} \cdot L_{q1}}{p^2 \cdot \omega_m^2 \cdot L_{d1} \cdot L_{q1} - R_s^2} \quad (3-13)$$

$$i_{q1} = -\frac{\Phi_1}{L_{d1}} \cdot \frac{p \cdot \omega_m \cdot L_{d1} \cdot R_s}{p^2 \cdot \omega_m^2 \cdot L_{d1} \cdot L_{q1} - R_s^2} \quad (3-14)$$

$$\left. \begin{array}{l} i_{d1} \xrightarrow{\omega_m \rightarrow \infty} -\frac{\Phi_1}{L_{d1}} \\ i_{q1} \xrightarrow{\omega_m \rightarrow \infty} 0 \end{array} \right\} \lim_{\omega_m \rightarrow \infty} (I_{court-circuit}) = \lim_{\omega_m \rightarrow \infty} |i_{d1}| = \frac{\Phi_1}{L_{d1}} \quad (3-15)$$

Les relations (3-15) montrent clairement qu'à grande vitesse, l'amplitude maximale de courant de court-circuit $(I_{court-circuit})$ est égale à l'amplitude maximale exigée pour faire travailler la machine à puissance constante (voir l'équation (3-7)). Autrement dit, si la machine peut tenir les conséquences du court-circuit en haute vitesse (pertes et risque de démagnétisation), elle aura une plage infinie

d'opération. De plus, la réluctance faible sur l'axe dI influence positivement la tenue en court-circuit, car elle réduit le courant et par conséquent les pertes associées.

Enfin, dans le cas du court-circuit et contrairement au fonctionnement en grande vitesse l'effet des autres machines fictives (non-fondamentales) est inévitable. En effet, le courant n'est plus contrôlé par l'onduleur mais il représente la somme vectorielle des courants de court-circuit de toutes les machines fictives. Donc, l'équation (3-15) peut être généralisée comme suite :

$$\text{Dans le cas d'une machine 5-phases : } \lim_{\omega_m \rightarrow \infty} (I_{\text{court-circuit}}) = |i_{dM1} + i_{dM2}| = \sqrt{\left(\frac{\Phi_1}{L_{d1}}\right)^2 + \left(\frac{\Phi_3}{L_{d2}}\right)^2} \quad (3-16)$$

Donc, si les machines fictives secondaires présentent des flux non nuls en modifiant la structure de rotor comme dans le paragraphe 3.3.2, la machine doit tenir l'amplitude maximale de courant donnée par l'équation précédente. Cependant, ce n'est pas uniquement l'amplitude qui compte car le contenu harmonique du courant influence largement les pertes comme le montre le paragraphe 3.2.3.3.

3.2.3 Pertes dans les aimants du rotor

La topologie rotorique joue un rôle principal en déterminant les pertes par courants induits dans les aimants du rotor. Ce rôle peut être simplement de protéger les aimants contre les harmoniques nocifs du champ statorique, ou de conférer aux machines fictives secondaires (non-fondamentales) un rapport Nm/A significatif par une structure spéciale de rotor.

3.2.3.1 Protection des aimants contre certains harmoniques nocifs de FMM

Comme on a vu dans le chapitre 2, la FMM dans les machines bobinées à pas fractionnaire est riche en harmoniques parasites qui sont responsables de pertes élevées dans les aimants rotoriques. L'enterrement d'aimants dans le rotor permet de les protéger contre certains de ces harmoniques nocifs. Le principe est de créer des passages dans le rotor avec une réluctance magnétique faible. Cela oblige le flux des harmoniques parasites à circuler dans le rotor au lieu de traverser les aimants.

Par conséquent, l'efficacité de cet effet varie selon la configuration d'aimants dans le rotor. La Figure 3-7 montre comment en cas de configurations rotoriques avec des aimants enterrés radialement ou en V, les aimants sont bien protégés contre les harmoniques de FMM dont la longueur d'onde dans l'entrefer est proche ou inférieure au pas polaire rotorique. Par contre, dans le cas d'aimants enterrés tangentielllement le passage rotorique étroit en face de chaque pôle réduit largement la protection d'aimants.

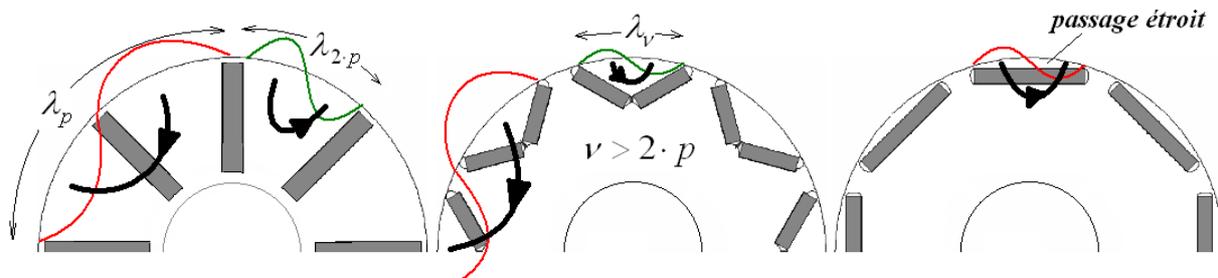


Figure 3-7 le rôle de la configuration rotorique dans la protection d'aimants contre les harmoniques nocifs de FMM

Plus précisément, les aimants enterrés radialement sont à l'abri des harmoniques dont la fréquence spatiale ν dans l'entrefer est : $\nu \approx 2 \cdot p$ ou $\nu > 2 \cdot p$. Par contre, si $\nu \approx 2 \cdot p$ ce n'est pas le cas des aimants enterrés en V du fait de leur pôle rotorique réduit. En effet, cette configuration protège les aimants uniquement contre les harmoniques dont la fréquence spatiale est bien supérieure à $2 \cdot p$.

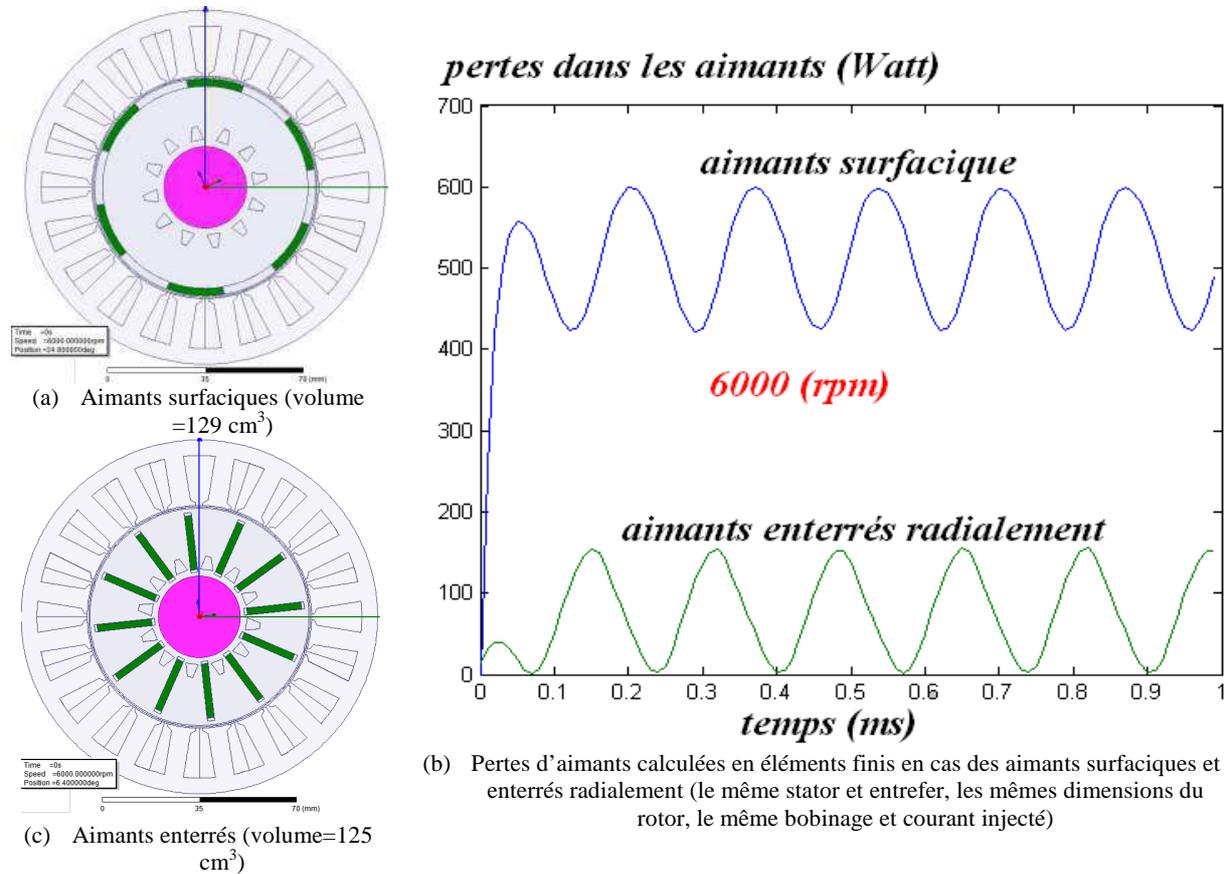


Figure 3-8 Validation en éléments finis de la protection d'aimants offerte par la topologie d'enterrement radial dans la combinaison 5-phases 20/12

Tableau 3-2 examen de l'efficacité de protection offerte par des configurations rotoriques pour les aimants avec certaines combinaisons Encoches/Pôles

20 encoches et 5 phases				
nombre d'encoches par pôle et par phase (q)	fréquence spatiale de l'harmonique nocif de FMM (ν)	nombre de pôles (2p)	protection d'aimants enterrés radialement	protection d'aimants enterrés en V
2/7	13	14	$\nu \approx 2 \cdot p$ 😊	$\nu \approx 2 \cdot p$ 😞
2/9	11	18	$\nu < 2 \cdot p$ 😞😞	$\nu < 2 \cdot p$ 😞😞
1/2	16	8	$\nu = 4 \cdot p$ 😊😊	$\nu = 4 \cdot p$ 😊😊
1/3	14	12	$\nu > 2 \cdot p$ 😊😊	$\nu > 2 \cdot p$ 😊
1/4	12	16	$\nu < 2 \cdot p$ 😞	$\nu < 2 \cdot p$ 😞

Le Tableau 3-2 fournit le niveau de protection que les configurations à aimants enterrés radialement et en V peuvent assurer aux aimants contre les harmoniques parasites de FMM. Les cinq combinaisons Encoches/Pôles examinées dans le Tableau 3-2 ont déjà été sélectionnées dans le paragraphe 3.1 pour une utilisation dans le domaine automobile. L'harmonique nocif de FMM qui

génère la majorité de pertes d'aimants selon le paragraphe 2.2.5 est considéré pour chaque combinaison. A l'examen du Tableau 3-2, il apparaît que la structure rotorique à aimants enterrés radialement est propice pour une utilisation avec la combinaison 20/14 ($q=2/7$), qui bénéficie d'une telle configuration afin de mieux protéger ses aimants.

Une validation par les éléments finis pour le rôle de la topologie rotorique dans la protection des aimants est effectuée. La Figure 3-8 (a) et (c) illustre les deux modèles construits pour la combinaison 20/12 avec des aimants surfaciques et enterrés radialement. Les pertes dynamiques dans les aimants, tracées dans la Figure 3-8 (b), montrent un grand écart entre les deux structures pour presque le même volume d'aimants. Cela confirme l'intérêt d'utiliser la topologie d'enterrement radial avec la combinaison 20/12, afin de mieux protéger ses aimants d'harmoniques nuisibles de FMM.

3.2.3.2 Sensibilité des pertes à la segmentation des aimants

A. Segmentation axiale

La segmentation d'aimants est une solution classique pour diminuer les pertes volumiques par courants induits [87]. La segmentation dans le sens perpendiculaire aux lignes de flux (segmentation axiale dans les machines à flux radial) est la plus connue dans les machines à aimants [88].

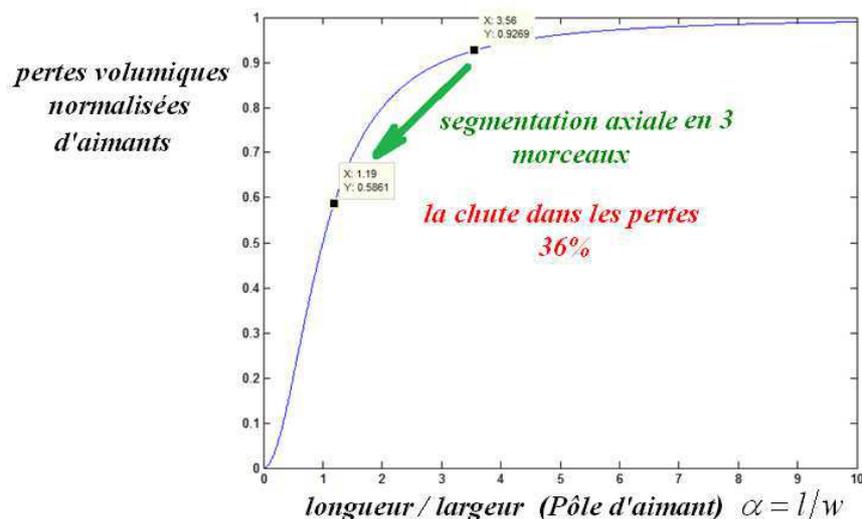


Figure 3-9 Impact de la segmentation axiale sur les pertes volumiques d'aimants

Néanmoins, ce type de segmentation est peu efficace tant que la longueur d'un pôle d'aimant (l) est grande par rapport à sa largeur (w), ce qui est généralement le cas dans la plupart des machines électriques. Ce fait peut être prouvé par le modèle analytique de pertes volumiques dans les aimants développé dans le paragraphe 2.2.5. Dans ce modèle, l'influence de la longueur d'un pôle d'aimant apparaît dans le facteur $\frac{\alpha^2}{\alpha^2 + 1}$: $\alpha = l/w$. En supposant que l , avec $l = \text{Longueur de la machine} / \text{Nombre de segments}$, est le seul paramètre qui varie grâce à la segmentation, la Figure 3-9 illustre les pertes volumiques normalisées selon le ratio α . Dans cette figure on peut clairement voir qu'il faut que le ratio α descende à trois pour que l'effet de la segmentation devienne perceptible. Au dessus de cette valeur, ce sont plutôt des considérations de fabrication qui peuvent justifier la segmentation axiale. L'exemple présenté dans la Figure 3-9 concerne le prototype 5-phases 20/14, qui est fabriqué pour valider une des structures sélectionnées (pour MHYGALE) dans cette thèse (voir le

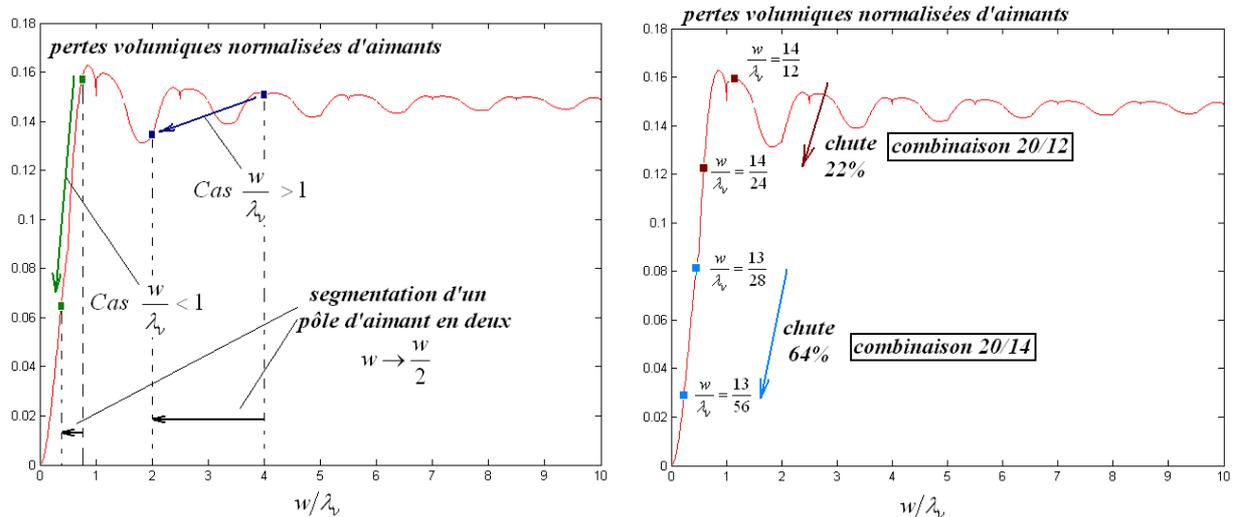
chapitre 4). Avec un ratio initial ($\alpha = 3.56$), en supposant un seul segment, la chute dans les pertes d'aimants est de 36% suite à une segmentation axiale de chaque pôle en 3 morceaux égaux.

B. Segmentation dans le plan flux

La segmentation d'aimants dans le plan de flux peut également réduire les pertes volumiques générées. En utilisant le modèle analytique déduit dans le paragraphe 2.2.5, et supposant que la largeur d'un pôle d'aimant (w) est le seul paramètre qui varie (grâce à la segmentation dans le plan de flux), la Figure 3-10 (a) trace les pertes normalisées résultantes de l'harmonique nocif ν de FMM selon le ratio w/λ_ν . Où λ_ν est la longueur d'onde de l'harmonique ν vue par un pôle d'aimant. Les deux exemples de segmentation présentés dans la Figure 3-10 (a) montrent clairement que la segmentation dans le plan de flux est efficace lorsque $w/\lambda_\nu < 1$. Si l'aimant voit plus qu'une longueur d'onde entière de l'harmonique nocif, une segmentation plus dense sera nécessaire afin de baisser les pertes. Cela est le cas si $\nu > 2 \cdot p$ et les aimants sont surfaciques, enterrés tangentiellement, ou en V dans le rotor. La raison est que, dans ces configurations un pôle d'aimant voit un secteur d'entrefer qui est égale ou proche de $\frac{2 \cdot \pi \cdot R_{rotor}}{2 \cdot p}$. Donc :

$$\text{Si } \nu > 2 \cdot p \Rightarrow \frac{2 \cdot \pi \cdot R_{rotor}}{2 \cdot p} > \frac{2 \cdot \pi \cdot R_{rotor}}{\nu} \Leftrightarrow w/\lambda_\nu > 1$$

En revanche, comme illustre la Figure 3-4, un pôle d'aimant enterré radialement voit un secteur d'entrefer qui est égale à $(\frac{2 \cdot \pi \cdot R_{rotor}}{4 \cdot p})$. Par conséquent, dans une configuration d'aimants enterrés radialement on peut obtenir $w/\lambda_\nu < 1$ même avec $\nu > 2 \cdot p$. Ce qui permet la segmentation radiale d'aimants de réduire considérablement les pertes volumiques liées à l'harmonique ν .



(a) Intérêt d'avoir $w/\lambda_\nu < 1$

(b) Segmentation de chaque pôle d'aimant en deux pour les combinaisons 20/12 20/14

Figure 3-10 Impact de la segmentation dans le plan de flux sur les pertes volumiques d'aimants

Afin de valider l'impact de la configuration rotorique sur la sensibilité des pertes à la segmentation d'aimants dans le plan de flux, deux modèles en éléments finis sont construits. Le premier modèle est avec aimants surfaciques et correspond à la combinaison 5-phases 20/12 présentée

dans le paragraphe 3.1. Tandis que, le deuxième est avec aimants enterrés radialement et correspond au prototype réalisé et développé au chapitre 4 (5 phases 20/14). La combinaison 20/12 est choisie parce qu'elle réalise $\nu > 2 \cdot p$ (voir le Tableau 3-2). Donc, selon l'étude ci-dessus, les pertes d'aimants doivent montrer une sensibilité faible à la segmentation circonférentielle. La Figure 3-11 affiche les deux modèles avec les pertes d'aimants calculées en éléments finis, avant et après une segmentation dans le plan de flux en deux morceaux égaux. Le résultat montre comment la sensibilité de pertes à la segmentation radiale est largement plus importante que pour celui avec aimants surfaciques.

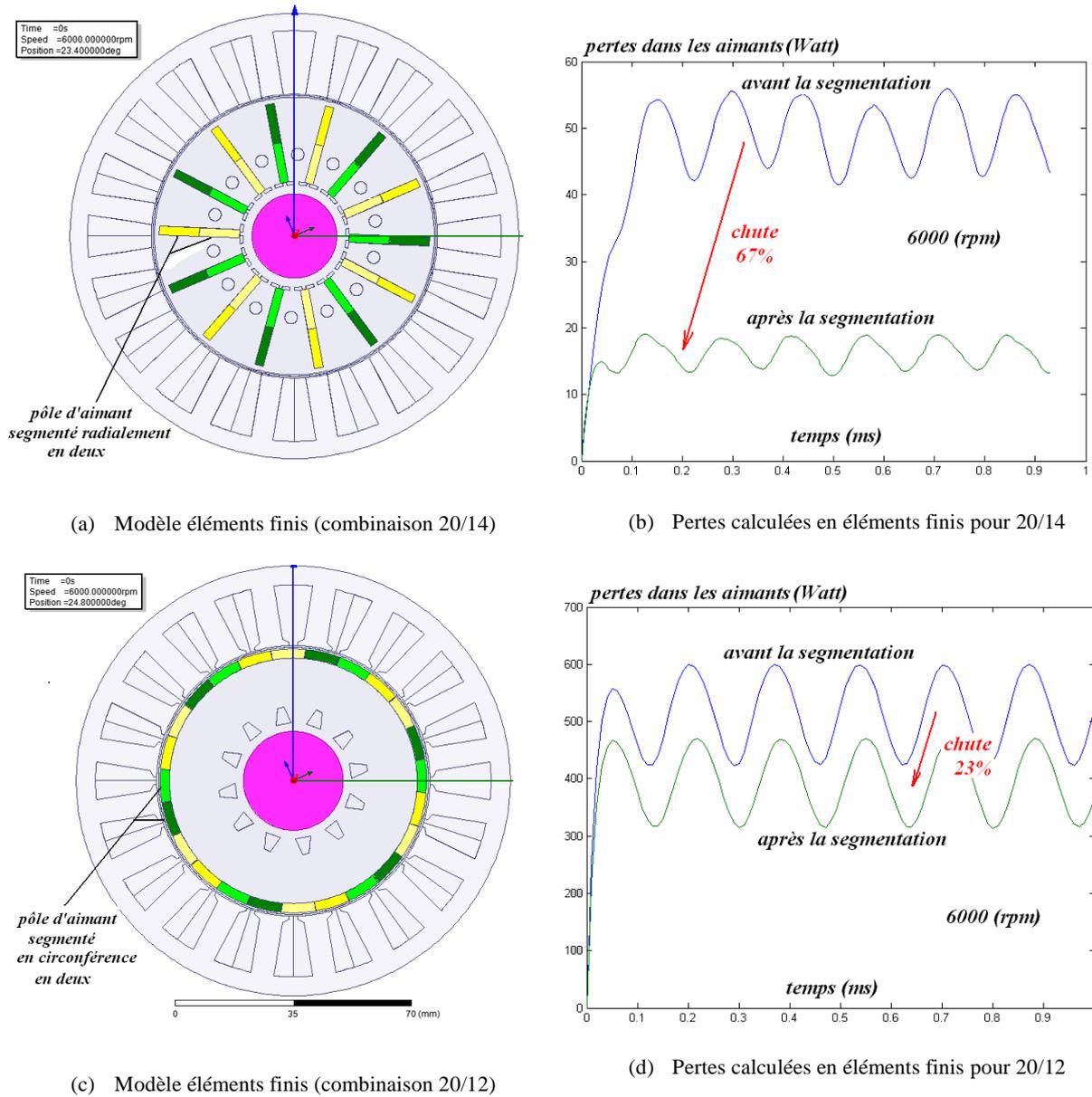


Figure 3-11 Validation en éléments finis pour la sensibilité de pertes d'aimants à la segmentation radiale et circonférentielle dans les combinaisons 5-phases 20/14 et 20/12

Les chutes dans les pertes trouvées en éléments finis (voir la Figure 3-11), peuvent être calculées analytiquement à l'aide de la courbe dans la Figure 3-10 (b). En utilisant le Tableau 3-2, le fait d'avoir des aimants enterrés radialement dans la combinaison 20/14 et surfaciques dans la 20/12 permet d'écrire :

$$\left(\frac{w}{\lambda_v}\right)_{20/14} = \frac{2 \cdot \pi \cdot R_{rotor}}{4 \cdot p} = \frac{v}{4 \cdot p} = \frac{13}{28} \quad \text{et} \quad \left(\frac{w}{\lambda_v}\right)_{20/12} = \frac{2 \cdot \pi \cdot R_{rotor}}{2 \cdot p} = \frac{v}{2 \cdot p} = \frac{14}{12}$$

Ensuite, les chutes dans les pertes grâce à la segmentation sont déduites dans la Figure 3-10 (b) et les résultats correspondent bien à ceux calculés en éléments finis (voir la Figure 3-11 (b) et (d)).

Enfin, l'efficacité significative de la segmentation radiale (même en deux morceaux seulement), en comparant avec celle axiale dans la Figure 3-9, favorise l'adoption d'une telle segmentation pour le prototype 20/14 illustré dans le chapitre 4. Cependant, afin de baisser encore les pertes dans les aimants, une segmentation en trois morceaux égaux est appliquée dans ce prototype.

3.2.3.3 Sensibilité des pertes à l'exploitation de la deuxième machine fictive

A. Structure classique du rotor

Pour un rotor classique, malgré un faible renforcement du couple global en exploitant d'autres machines fictives non-fondamentales (voir le paragraphe 2.1.2), certains avantages peuvent être acquis grâce à l'injection des harmoniques de courant qui correspondent à ces machines (voir le paragraphe 1.2.1). Un de ces avantages est de baisser les pertes générées dans les aimants à grande vitesse en défluxant la machine fictive secondaire-1. La fréquence de flux lié à cette machine est égale à trois fois la fréquence fondamentale. Par conséquent, même avec un rotor classique (avec donc une machine secondaire dont la force électromotrice est de faible amplitude), des pertes considérables seront produites dans les aimants à cause de l'effet des dents, si le flux de cette machine continue à circuler dans le stator aux hautes vitesses. Ainsi, la solution est de défluxer la machine fictive secondaire-1 en injectant le 3^{ème} harmonique de courant avec l'angle électrique convenable (proche de l'axe $d2$). En outre, suite à la faiblesse de la machine secondaire, un 3^{ème} harmonique relativement faible par rapport au fondamental est suffisant pour ce défluxage. Ce fait est validé à l'aide d'un calcul en éléments finis pour le prototype 5-phases 20/14 et les résultats sont affichés dans le Tableau 3-3.

Tableau 3-3 validation par éléments finis de l'influence du 3^{ème} harmonique de courant sur les pertes d'aimants dans le prototype 5-phases 20/14

Vitesse=16000 (rpm) $\Phi_1/L_{d1} = 143$ (A) et $\Phi_3/L_{d2} = 13$ (A)						
I_1 (A) harmonique1 de courant	I_3 (A) harmonique3 de courant	φ angle électrique par rapport à l'axe $q1$	φ angle électrique par rapport à l'axe $q2$	Pertes moyennes d'aimants (Watt)	Pertes Joule (Watt)	Couple moyen (N.m)
129	0	79°	0	195	379	5.90
129	13.5	79°	71°	119	383	5.95
129	13.5	79°	(71°-90°)=-19°	233	383	6.22

Dans le tableau précédent, on voit comment un 3^{ème} harmonique de courant qui fait seulement 10% du fondamental (donc peu de pertes Joule ajoutées) aide remarquablement à faire baisser les pertes d'aimants. La valeur de cette harmonique est choisie selon la relation (3-7). Evidemment, le but ici n'est plus d'obtenir une plage large de fonctionnement pour la machine fictive secondaire, mais de supprimer à grande vitesse son flux d'aimants associé. De plus, le troisième point de fonctionnement dans le Tableau 3-3 prouve que, la chute dans les pertes est grâce au défluxage effectué pour la machine fictive secondaire. Parce que, l'injection du 3^{ème} harmonique de courant loin de l'axe $d2$

produit plus de pertes dans les aimants. Ce fait est lié au retour des pertes par l'effet des dents, sans oublier les pertes imposées par la FMM associée au 3^{ème} harmonique de courant (voir le paragraphe B suivant). La Figure 3-12 (a) trace les pertes dynamiques dans les aimants calculées en éléments finis. Les couples dynamiques calculés et illustrées dans la Figure 3-12, montrent la participation mineure de la machine fictive secondaire dans le couple final fourni.

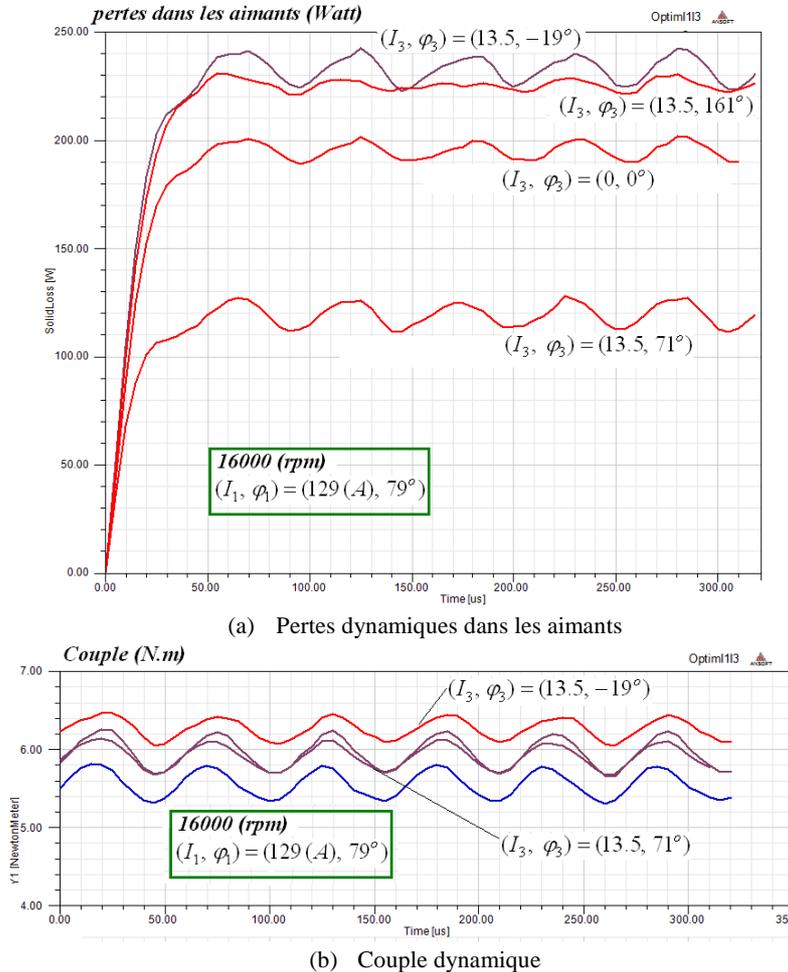


Figure 3-12 Validation en éléments finis pour l'impact du défluxage de la machine fictive secondaire-1 sur les pertes dans les aimants (combinaison 5-phases 20/14)

B. Structure spéciale du rotor

Si la structure du rotor est modifiée afin de renforcer une des machines fictives secondaires (comme dans le paragraphe 3.3.2), des harmoniques non-fondamentaux avec des amplitudes importantes seront injectés pour exploiter la machine renforcée. Cela ajoute des harmoniques parasites au spectre spatial de FMM, ayant un impact négatif sur les pertes dans le rotor.

Le paragraphe 2.2.2 montre que, chaque harmonique du courant est responsable de l'émergence d'une famille d'harmoniques spatiaux de FMM. La combinaison 5-phases 20/8 peut être un bon exemple pour examiner cet effet, car la valeur élevée du facteur de bobinage due au 3^{ème} harmonique permet d'exploiter la machine fictive secondaire-1 (voir le paragraphe 3.3.2). La Figure 3-13 utilise l'équation (2-24) pour détecter les harmoniques spatiaux de FMM qui apparaissent dus à l'injection du 3^{ème} harmonique de courant. Le résultat prouve clairement l'influence négative de l'exploitation de la

machine fictive secondaire-1. En effet, des harmoniques proches du fondamental (8 et 12) qui produisent plus de pertes dans les aimants selon la Figure 2-12 sont créés.

En outre, ces harmoniques progressent dans l'entrefer avec une vitesse angulaire élevée par rapport aux harmoniques liés au courant fondamental :

$$((\omega_v)_{ef})_{3^{eme}} = 3 \cdot p \cdot f_{rotor} \cdot \frac{2\pi}{\nu}, \text{ avec :}$$

$((\omega_v)_{ef})_{3^{eme}}$: la vitesse angulaire de propagation dans l'entrefer du champ magnétique résultant de l'harmonique ν de FMM suite à l'interaction entre le 3^{ème} harmonique de courant et la fonction de bobinage.

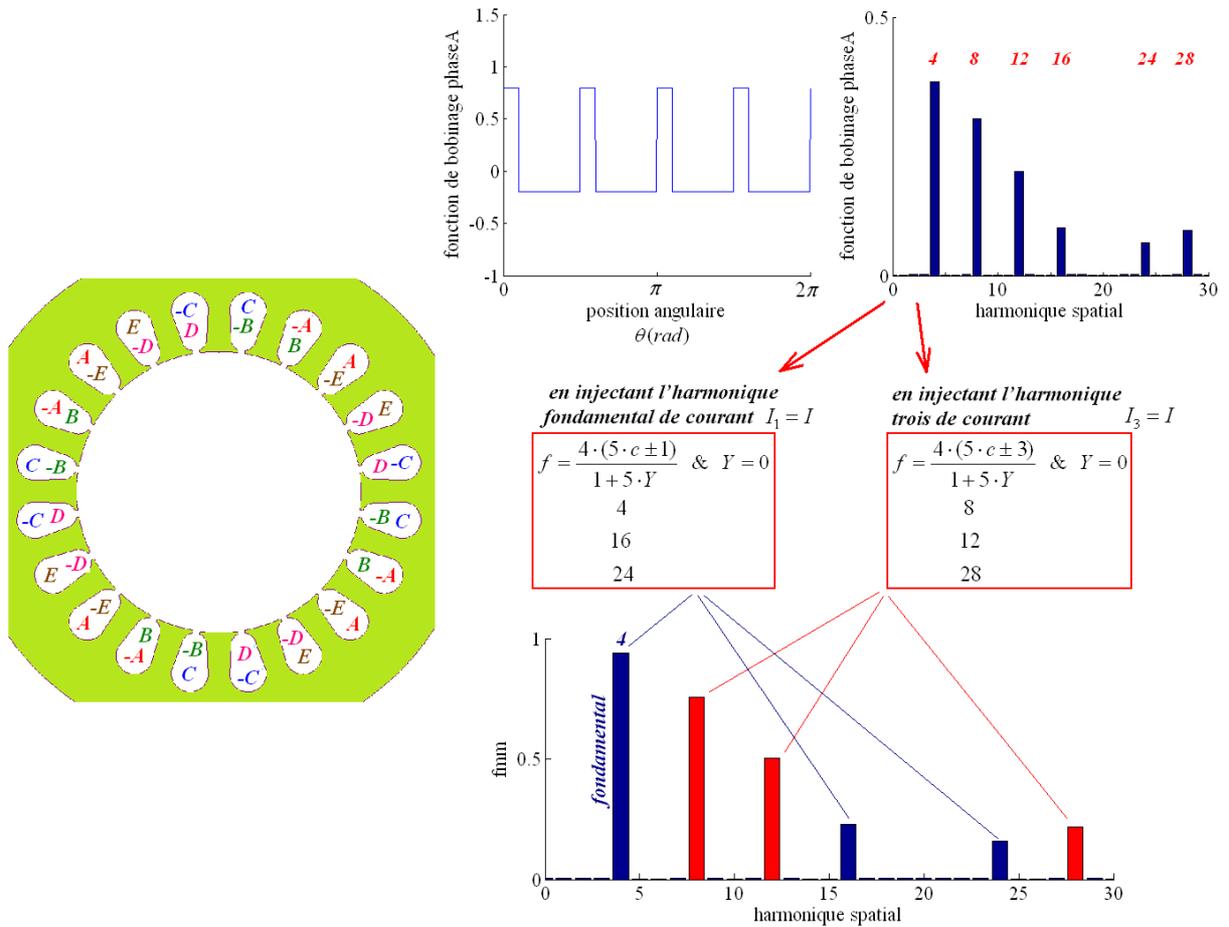


Figure 3-13 Impact nocif de l'injection du 3^{ème} harmonique de courant sur le spectre spatial de FMM dans la combinaison 5-phases 20/8

Par conséquent, en suivant les mêmes étapes qui mènent à l'équation (2-26) on trouve :

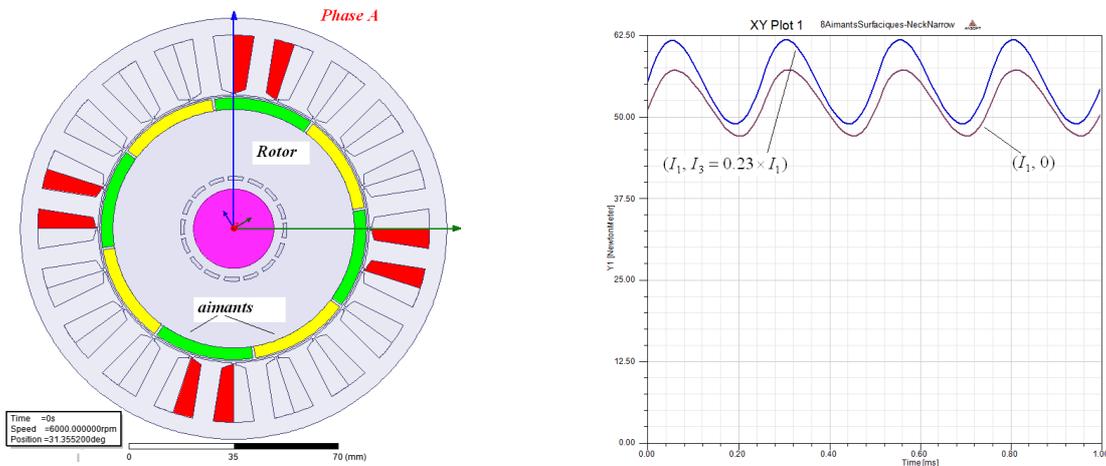
$$(\omega_v)_{3^{eme}} = 2 \cdot \pi \cdot (f_{BV})_{3^{eme}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{rotor} \cdot p \cdot \left| \frac{\nu}{p} - 3 \times \text{sgn} \right| \quad (3-17)$$

$(f_{BV})_{3^{eme}}$, $(\omega_v)_{3^{eme}}$: la fréquence et pulsation du champ magnétique en un point du rotor résultant de l'harmonique ν de FMM.

Grâce à l'équation (3-17) avec le modèle analytique de pertes dans les aimants développé dans le chapitre 2 (équation (2-36)), le taux d'augmentation de pertes suite à l'injection du 3^{ème} harmonique de courant peut être calculé. Pour faciliter le calcul des harmoniques de FMM appliqués sur les aimants, on suppose que, la combinaison 20/8 est fournie avec un rotor classique à aimants surfaciques. En injectant le 3^{ème} harmonique de courant selon le ratio $I_3/I_1 = 23\%$, on trouve :

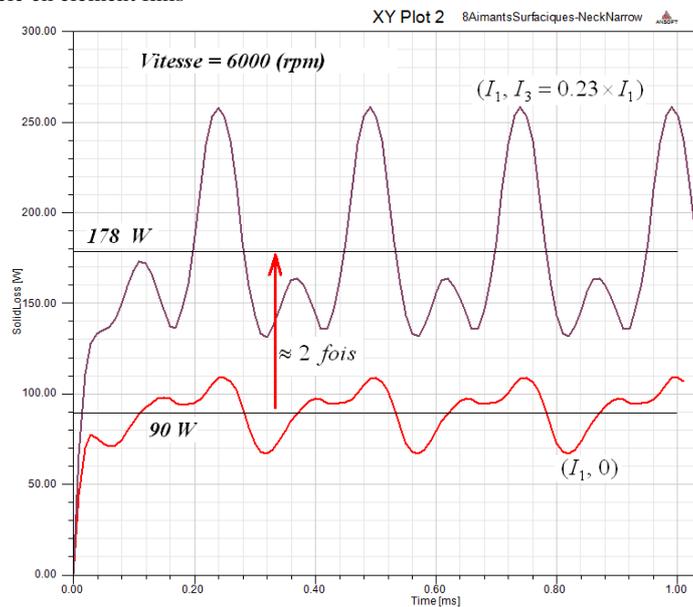
$$\frac{\text{Pertes aimants avec } (I_1, I_3 = 0.23 \times I_1)}{\text{Pertes aimants avec } (I_1, 0)} = \frac{\sum_{v \in (FMM)_{\text{fondamental}}} (P_{\text{vol}}(\omega_v))_v + \sum_{v \in (FMM)_{3^{\text{ème}}}} (P_{\text{vol}}(\omega_v)_{3^{\text{ème}}})_v}{\sum_{v \in (FMM)_{\text{fondamental}}} (P_{\text{vol}}(\omega_v))_v} = 2.4$$

((FMM)_{fondamental} et (FMM)_{3^{ème}}): les spectres spatiaux de FMM dans l'entrefer produits par l'harmonique fondamental et le 3^{ème} harmonique de courant.



(a) modèle en éléments finis

(b) couple produit avec et sans I_3



(c) pertes dans les aimants avec et sans I_3

Figure 3-14 Calcul en éléments finis pour la combinaison 5-phases 20/8 fournie avec un rotor à aimants surfaciques

Le résultat analytique précédent est validé à l'aide d'un modèle construit en éléments finis pour la combinaison 20/8 (voir la Figure 3-14 (a)). Le taux d'augmentation de pertes d'aimants qui est calculé

en éléments finis et illustré dans la Figure 3-14 (c), confirme le risque lié à l'injection du 3^{ème} harmonique de courant. Si on utilise une injection d'harmonique de rang trois de courant il faut tenir compte de cet inconvénient. Pour une machine à rotor classique, le gain en couple étant faible (voir la Figure 3-14 (b)), l'injection d'harmonique de rang 3 de courant ne peut se justifier que par d'autres considérations comme par exemple l'optimisation de l'utilisation du bus de tension [25]. Par contre, pour une machine à rotor spécial permettant un gain en couple appréciable, cet inconvénient impliquera un fonctionnement limité dans le temps du fait de contraintes thermiques, comme on va le remarquer dans le paragraphe 3.3.3 (Figure 3-26).

3.3 Eléments sur le contenu harmonique du champ magnétique fourni par un rotor à aimants enterrés radialement

Les structures polyphasées (>3) offrent la possibilité d'interaction efficace entre le contenu harmonique de la force électromotrice et d'autres harmoniques non-fondamentaux de courant. Cela est exprimé dans le paragraphe 2.1.1 par l'existence de plusieurs machines fictives, où chacune fonctionne par l'un des harmoniques de courant. Dans ce paragraphe l'influence de la topologie rotorique sur la capacité de ces machines fictives sera étudiée. En outre, une topologie du rotor qui offre un contenu bi-harmonique du champ magnétique pour renforcer l'une des machines secondaires est examinée. Finalement, la performance globale est vérifiée suite à l'exploitation de la machine secondaire renforcée. Cette performance comprend deux niveaux principaux :

- Basses vitesses, où la capacité de la machine à fournir un rapport $Couple / (Pertes\ joule)$ élevé est le critère le plus important à examiner.
- Hautes vitesses, où l'aptitude de la machine pour fonctionner en puissance constante avec les moindres pertes possibles doit être vérifiée.

Parmi les combinaisons 5-phases sélectionnées dans le paragraphe 3.1 (qui résume le chapitre 2), les combinaisons 20/14 et 20/8 montrent des qualités particulières concernant le fonctionnement en automobile. La première 20/14 représente un compromis satisfaisant entre tous les critères exigés. Tandis que, la deuxième 20/8 appartient à la famille $q = 0.5$, où les pertes rotoriques (qui représentent le phénomène le plus nocif du bobinage concentré autour des dents) sont remarquablement faibles. De plus, cette combinaison fournit avec des bobines concentrées bénéficie d'un facteur élevé de bobinage pour le 3^{ème} harmonique. Cela rend possible le renforcement de la machine fictive secondaire-1 par un rotor spécial. Par ces raisons, l'étude dans ce paragraphe sera basée sur ces deux combinaisons.

3.3.1 Rotor classique mono-harmonique dominant (p paires de pôles)

Premièrement, les combinaisons 20/14 et 20/8 seront testées avec un rotor classique à aimants enterrés radialement. La Figure 3-15 représente les structures étudiées, où le rotor impose un champ magnétique avec un seul harmonique dominant dans l'entrefer. Cet harmonique $(B_{rotor})_1$ correspond à la machine fictive fondamentale. Donc, avec un tel rotor, une exploitation limitée des autres machines fictives non-fondamentales sera probablement appliquée, comme le montrent la suite de ce paragraphe.

Selon l'équation (3-1), en négligeant la saturation, si l'harmonique fondamental et le 3^{ème} harmonique de courant (I_1, I_3) sont calés sur les axes $q1$ et $q2$ respectivement, le couple électromagnétique $(C_{em})_{max}$ qu'une machine 5-phases peut fournir est égal à :

$$(C_{em})_{\max} = \frac{5}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot p \cdot I_{efficace} \cdot \left(\sqrt{\Phi_1^2 + 9 \cdot \Phi_3^2} \right) \quad (3-21)$$

Machine fictive fondamentale + Machine fictive secondaire-1

Enfin, le gain dans le couple (G_{couple}) grâce à cette exploitation optimale (par rapport au couple fondamental) peut être calculé en utilisant l'équation précédente :

$$G_{couple} = \frac{(C_{em})_{\max} \left((I_1, I_3) = \sqrt{2} \cdot I_{efficace} \times (r_{opt}, \sqrt{1-r_{opt}^2}) \right)}{(C_{em})_{\max} \left((I_1, I_3) = \sqrt{2} \cdot I_{efficace} \times (1, 0) \right)} = \sqrt{1 + \left(\frac{3 \cdot \Phi_3}{\Phi_1} \right)^2} \quad (3-22)$$

Selon la Figure. 2-2, une structure classique du rotor comme celui de la Figure 3-15 prévoit :

$$(B_{rotor})_3 = 0.33 \cdot (B_{rotor})_1$$

En utilisant l'équation (2-8) et le Tableau 2-5 on obtient le ratio $\frac{\Phi_1}{3 \cdot \Phi_3}$ pour les deux structures illustrées dans la Figure 3-15 :

$$\frac{\Phi_1}{3 \cdot \Phi_3} = \frac{(\xi_w)_1 \cdot (B_{rotor})_1}{(\xi_w)_3 \cdot (B_{rotor})_3} \quad (3-23)$$

$$\left(\left(\frac{\Phi_1}{3 \cdot \Phi_3} \right)_{rotor\ classique} \right)_{20/14} = 19.2 \Rightarrow \left((r_{opt})_{rotor\ classique} \right)_{20/14} = 0.999 \Rightarrow \left((G_{couple})_{rotor\ classique} \right)_{20/14} = 1$$

$$\left(\left(\frac{\Phi_1}{3 \cdot \Phi_3} \right)_{rotor\ classique} \right)_{20/8} = 1.87 \Rightarrow \left((r_{opt})_{rotor\ classique} \right)_{20/8} = 0.882 \Rightarrow \left((G_{couple})_{rotor\ classique} \right)_{20/8} = 1.13$$

Dans la combinaison 20/14, à cause du facteur de bobinage très bas pour le 3^{ème} harmonique ($(\xi_w)_3 = 0.139$), la machine fictive secondaire-1 est très faible. Par conséquent, r_{opt} prend une valeur élevée (presque 1) exprimant que, le couple maximal est fourni uniquement par la machine fondamentale. Tandis que, dans la combinaison 20/8, une certaine participation limitée de la machine fictive secondaire-1 prend lieu.

Les résultats analytiques précédents sont validés à l'aide des modèles éléments finis qui sont construits comme dans la Figure 3-15, en considérant le cahier des charges du projet MHYGALE.

Premièrement, le flux d'une phase dans la combinaison 20/8 est calculé en éléments finis et illustré dans la Figure 3-16. Dans cette figure on voit que, le gain dans le couple extrait du spectre de flux est proche du résultat trouvé analytiquement ($G_{couple} = 1.13$). Ensuite, le couple maximal qui peut être livré par cette combinaison est calculé en éléments finis dans les cas suivants :

- A vide ;
- $I_{efficace}$ est injecté uniquement dans la machine fictive fondamentale ;
- $I_{efficace}$ est injecté uniquement dans la machine fictive secondaire-1 ;

- I_{efficace} est distribué selon r_{opt} entre les deux machines fictive fondamentale et secondaire-1.

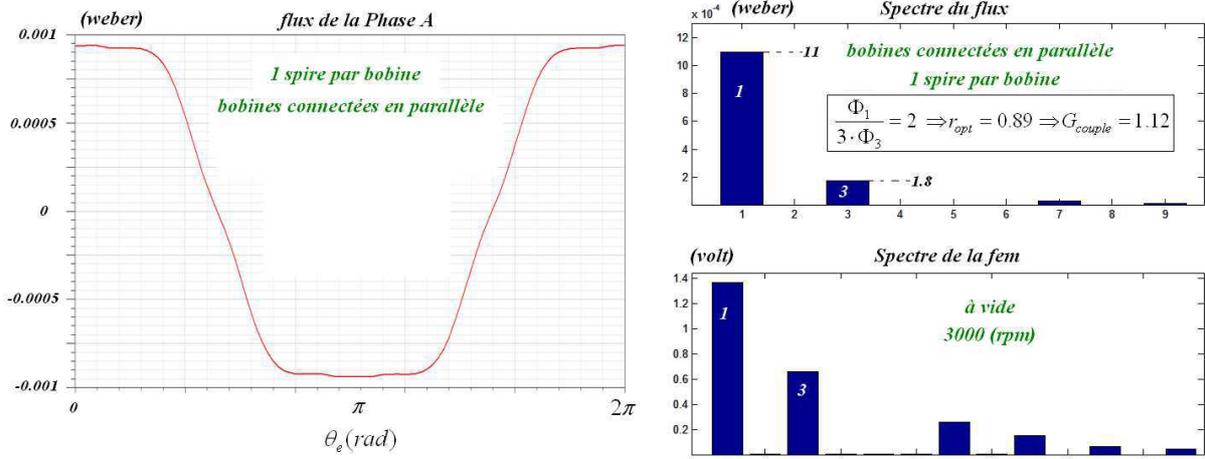


Figure 3-16 Flux et fem d'une Phase calculées en éléments finis pour la combinaison 20/8 avec un rotor classique

Sachant que, le couple de réductance dans le modèle est faible en comparant avec le couple électromagnétique et les tôles ferromagnétiques utilisées ne sont pas saturées, comme le montre la cartographie de la densité de flux dans l'Annexe 5.4.1.

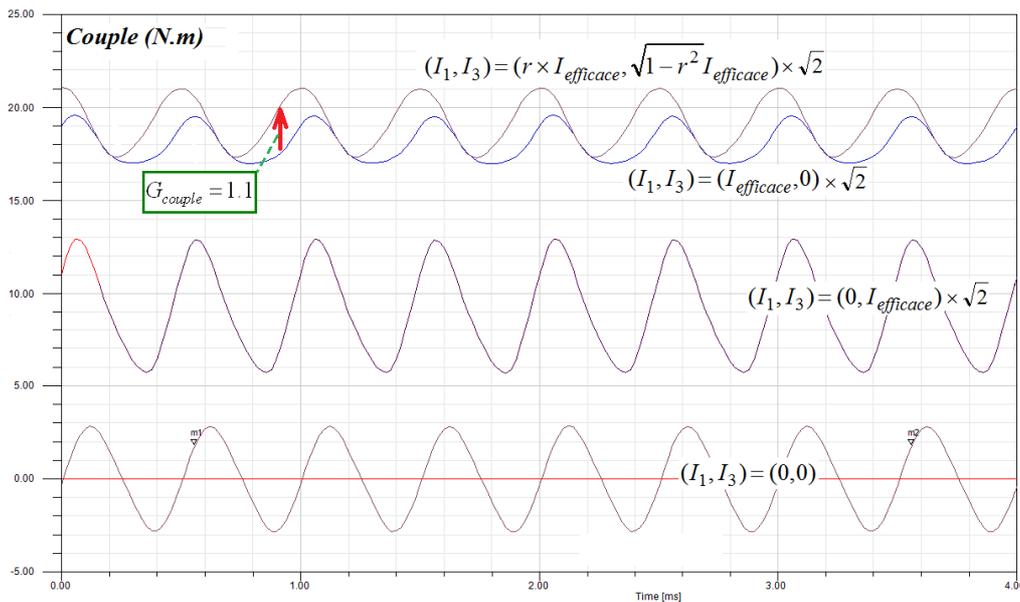


Figure 3-17 Couple calculé en éléments finis pour la combinaison 20/8 fournie avec un rotor classique

Les couples calculés en éléments finis dans la Figure 3-17 confirment l'obtention du gain limité ($G_{\text{couple}} = 1.1$) suite à l'exploitation optimale des machines fictives, si un rotor classique est utilisé.

Par ailleurs, pour la combinaison 20/14, le flux d'une phase calculé en éléments finis dans la Figure 3-18 confirme que la machine secondaire-1 est trop faible pour être exploitée.

Néanmoins, la combinaison 20/14 et contrairement à la combinaison 20/8 est capable à fournir un couple significatif grâce uniquement à la machine fondamentale, comme le montre la Figure 3-19.

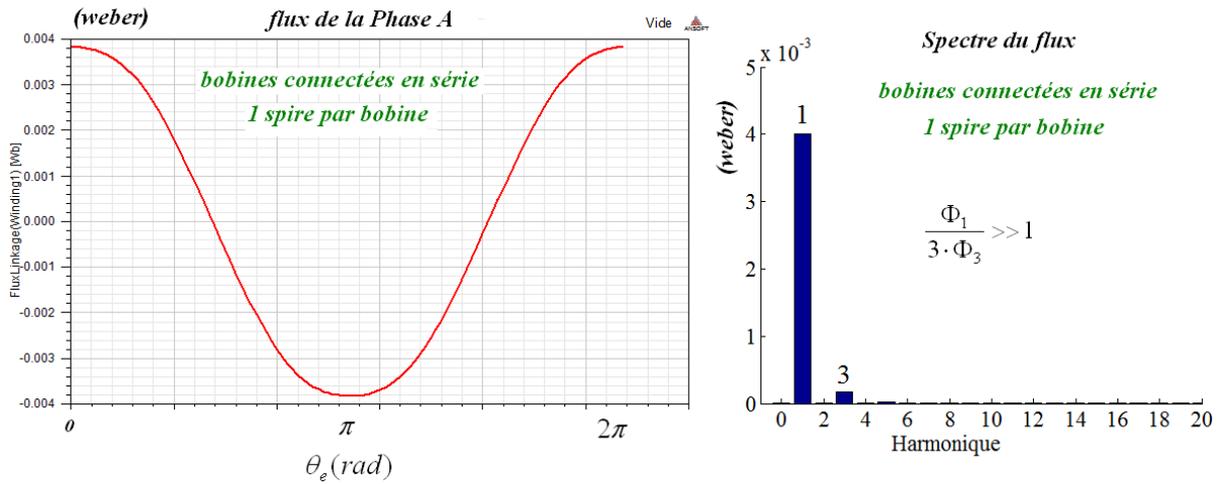


Figure 3-18 Flux et fem d'une Phase calculées en éléments finis pour la combinaison 20/14 avec un rotor classique

Cette comparaison précédente est juste, car :

- Les deux combinaisons ont les mêmes dimensions du rotor ;
- les valeurs efficaces de courant $I_{efficace}$ injectées dans les deux combinaisons mènent à la même densité linéique de courant ;
- la largeur d'un pôle d'aimant est choisie pour chaque combinaison afin d'imposer le même champ magnétique dans l'entrefer.

Par conséquent, selon l'équation (1-8) les facteurs de bobinage décident seuls du couple maximal produit par les deux combinaisons. Cela justifie la faiblesse de la combinaison 20/8 dont le facteur fondamental de bobinage est bas ($(\xi_w)_1 = 0.588$), par rapport à celui de la combinaison 20/14 ($(\xi_w)_1 = 0.88$). Enfin, la cartographie de champ magnétique calculé en éléments finis dans la combinaison 20/14 est illustrée dans l'Annexe 5.4.2.

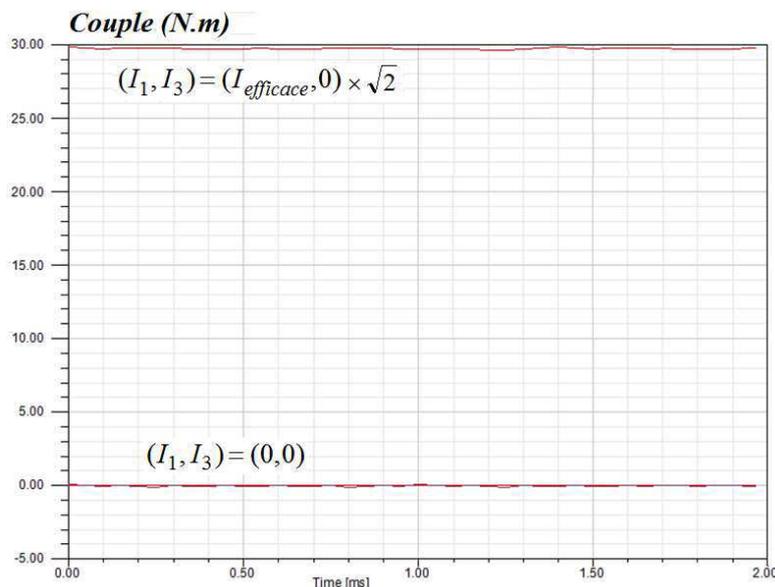


Figure 3-19 Couple calculé en éléments finis pour la combinaison 20/14 fournie avec un rotor classique

Pour conclure, dans la combinaison 20/8 avec un rotor classique, le facteur de bobinage élevé pour le 3^{ème} harmonique ($(\xi_w)_3 = 0.951$) ne crée pas une machine fictive secondaire-1 suffisamment

forte, pour booster efficacement le couple fondamental faible. Donc, un rotor spécial qui renforce la machine fictive secondaire-1 est indispensable pour la combinaison 20/8, afin d'être en mesure de rivaliser avec la 20/14 dans le couple maximal délivré. Par ailleurs, la combinaison 20/14 et contrairement à la 20/8 profite d'une qualité remarquable de couple (voir la Figure 3-19). En effet, presque aucune oscillation n'est fournie du fait d'un couple de détente faible et de l'absence d'harmoniques parasites dans la fem, comme il est prévu par la Figure 3-1.

3.3.2 Rotor bi-harmonique dominants (p paires de pôles et $3p$ paires de pôles)

Ce rotor impose un champ magnétique avec deux harmoniques dominants dans l'entrefer, le fondamental $(B_{rotor})_1$ et l'harmonique $(B_{rotor})_3$ (dont la fréquence spatiale est $\nu = 3 \times p$) qui correspond à la machine fictive secondaire. Selon l'équation (2-11), une valeur importante de $(B_{rotor})_3$ accompagnée avec un facteur de bobinage élevé pour le 3^{ème} harmonique peut renforcer la machine fictive secondaire. Donc, pour exploiter efficacement les deux machines fictives, la combinaison 20/8 (dont le facteur de bobinage 3^{ème} harmonique est haut $(\xi_w)_3 = 0.951$) sera testée avec un rotor bi-harmonique.

Dans ce paragraphe, une modification rotorique est illustrée afin d'obtenir un rotor bi-harmonique à partir d'un rotor classique. Le principe est basé sur la création d'une zone avec une densité nulle de flux magnétique au milieu de chaque pôle rotorique. Cela redistribue la densité de flux dans l'entrefer entre le premier et le troisième harmonique. En cas de rotor à aimants enterrés radialement, deux méthodes sont proposées pour effectuer cette modification :

- Créer p trous dans le fer du rotor au milieu de chaque pôle, ce qui permet d'augmenter radicalement la réluctance magnétique et annuler le champ en face de chacun de ces trous. On a donc imposé des barrières de flux dans le rotor ;
- Ajouter deux petites pièces d'aimant au milieu de chaque pôle créant un pôle supplémentaire dont la polarité est inversée de celle du pôle principal. Cela empêche le flux magnétique de traverser et impose une densité de flux nulle en face de ces pôles supplémentaires. Donc, on a également créé des barrières de flux.

En appliquant les deux méthodes précédentes, un phénomène de concentration de flux aura lieu, là où ce dernier peut circuler. La Figure 3-20 illustre ces deux stratégies proposées et la nouvelle densité de flux résultante dans l'entrefer. Le paramètre $\chi_{rotor} \in [0, 1]$ dans la Figure 3-20 (c) et (d) représente le ratio entre l'ouverture angulaire du trou créé dans la densité de flux et l'ouverture polaire. Dans la suite, la plage optimale de ce paramètre qui maximise le couple fourni en exploitant les deux machines fictives sera déduite.

En observant la Figure 3-20 (d), l'harmonique fondamental du champ rotorique $(B_{rotor})_1$ imposé dans l'entrefer peut être calculé selon le paramètre χ_{rotor} :

$$(B_{rotor})_1 = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} B(\theta) \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta$$

$$(B_{rotor})_1 = B'_e \times \frac{2}{2\pi} \times \left[\int_0^{\frac{\pi}{2} - \chi_{rotor} \frac{\pi}{2}} \sin(\theta) d\theta + \int_{\frac{\pi}{2} + \chi_{rotor} \frac{\pi}{2}}^{\pi} \sin(\theta) d\theta - \int_{\frac{3\pi}{2} - \chi_{rotor} \frac{\pi}{2}}^{\pi} \sin(\theta) d\theta - \int_{\frac{3\pi}{2} + \chi_{rotor} \frac{\pi}{2}}^{2\pi} \sin(\theta) d\theta \right]$$

$$(B_{rotor})_1 = \frac{4 \cdot B'_e}{\pi} \cdot \left[1 - \sin\left(\chi_{rotor} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (3-24)$$

$B(\theta)$: la densité de flux d'aimants dans la position angulaire θ de l'entrefer ; B'_e : la densité maximale de flux d'aimants dans l'entrefer (voir la Figure 3-20 (d)) ; χ_{rotor} : le taux d'ouverture de la zone sans flux $\chi_{rotor} = \frac{D_t}{D_p}$ (voir la Figure 3-20 (c) et (d)).

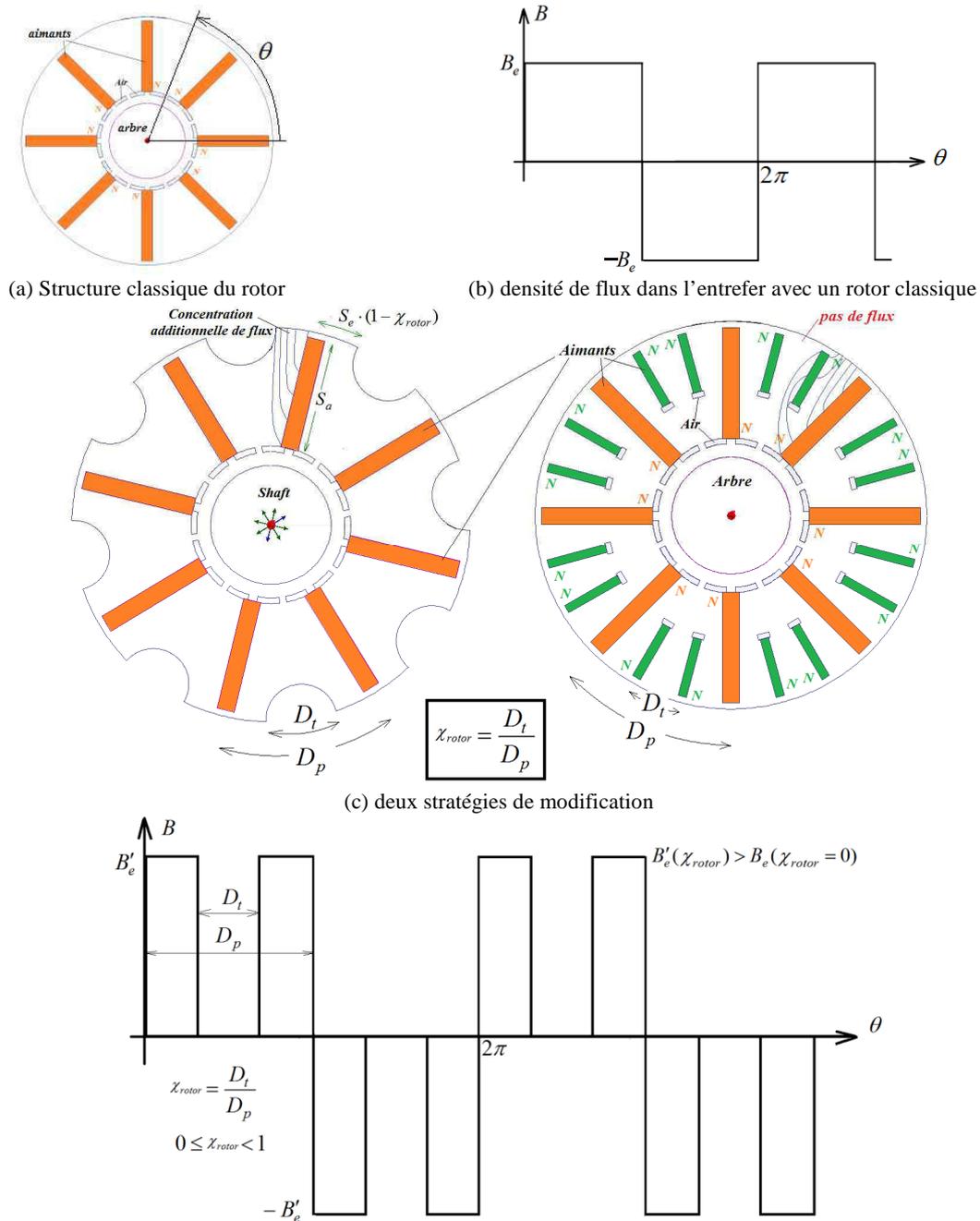


Figure 3-20 les deux méthodes proposées pour obtenir un rotor bi-harmonique et la nouvelle densité de flux résultante

De la même façon, le troisième harmonique de la densité de flux rotorique dans l'entrefer $(B_{rotor})_3$ peut être exprimé en fonction du paramètre χ_{rotor} :

$$\begin{aligned}
 (B_{rotor})_3 &= \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} B(\theta) \cdot \sin(3 \cdot \theta) \cdot d\theta \\
 (B_{rotor})_3 &= B'_e \times \frac{2}{2\pi} \times \left[\int_0^{\frac{\pi}{2} - \chi_{rotor} \frac{\pi}{2}} \sin(3 \cdot \theta) d\theta + \int_{\frac{\pi}{2} + \chi_{rotor} \frac{\pi}{2}}^{\pi} \sin(3 \cdot \theta) d\theta - \int_{\pi}^{3\frac{\pi}{2} - \chi_{rotor} \frac{\pi}{2}} \sin(3 \cdot \theta) d\theta - \int_{3\frac{\pi}{2} + \chi_{rotor} \frac{\pi}{2}}^{2\pi} \sin(3 \cdot \theta) d\theta \right] \\
 (B_{rotor})_3 &= \frac{4 \cdot B'_e}{3 \cdot \pi} \cdot \left[1 + \sin\left(3 \cdot \chi_{rotor} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right] \tag{3-25}
 \end{aligned}$$

La concentration de flux résultante de la modification illustrée dans la Figure 3-20 (c) renforce le champ maximal d'aimants dans l'entrefer (B_e dans la Figure 3-20 (b)). La valeur renforcée de ce champ (B'_e) dépend également du paramètre χ_{rotor} . Afin de calculer cette valeur, les hypothèses suivantes sont imposées :

- La saturation de fer est négligée, ce qui est généralement acceptable dans la plage $\chi_{rotor} \in [0, 0.6]$;
- Les deux méthodes proposées dans la Figure 3-20 (c) sont considérées équivalentes, car le flux du petit pôle d'aimants ajoutés peut être négligé en comparant avec le flux principal, donc le rôle des aimants supplémentaires est seulement d'empêcher le flux de circuler entre eux vers l'entrefer (voir la cartographie de la densité de flux dans l'Annexe 5.4.3).

Ainsi, en observant la Figure 3-20 (c) et selon l'équation (1-15), la valeur de B'_e peut être déduite :

$$B'_e = \frac{B_r \cdot \frac{S_a}{S_e \cdot (1 - \chi_{rotor})}}{1 + \frac{2 \cdot e}{a} \cdot \frac{S_a}{S_e \cdot (1 - \chi_{rotor})}} \tag{3-26}$$

Ensuite, en se basant sur les équations (2-8), (3-24), (3-25), (3-26), le fondamental et le 3^{ème} harmonique de flux d'aimant captés par les bobines d'une phase peuvent être écrits :

$$\left[\begin{aligned}
 \Phi_1 &= \frac{G \cdot (\xi_w)_1 \cdot (B_{rotor})_1}{p} = \frac{4 \cdot G \cdot (\xi_w)_1 \cdot B_r}{\pi \cdot p} \cdot \frac{S_a/S_e}{1 + \frac{2 \cdot e}{a} \cdot \frac{S_a}{S_e} - \chi_{rotor}} \cdot \left[1 - \sin\left(\chi_{rotor} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right] \\
 \Phi_3 &= \frac{G \cdot (\xi_w)_3 \cdot (B_{rotor})_3}{3 \cdot p} = \frac{4 \cdot G \cdot (\xi_w)_3 \cdot B_r}{9 \cdot \pi \cdot p} \cdot \frac{S_a/S_e}{1 + \frac{2 \cdot e}{a} \cdot \frac{S_a}{S_e} - \chi_{rotor}} \cdot \left[1 + \sin\left(3 \cdot \chi_{rotor} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right]
 \end{aligned} \right] \tag{3-27}$$

G : constante dépendant de la structure et du nombre de spires par phase.

Enfin, en utilisant les équations (3-27) et (3-21), le couple maximal produit par l'exploitation optimale des machines fictives peut être réécrit :

$$(C_{em})_{\max} = \frac{5}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{efficace} \cdot \frac{4 \cdot G \cdot B_r}{\pi} \cdot \frac{S_a/S_e}{1 + \frac{2 \cdot e}{a} \cdot \frac{S_a}{S_e} - \chi_{rotor}} \cdot \sqrt{(\xi_w)_1^2 \cdot \left[1 - \sin(\chi_{rotor} \cdot \frac{\pi}{2})\right]^2 + \frac{1}{9} \cdot (\xi_w)_3^2 \cdot \left[1 + \sin(3 \cdot \chi_{rotor} \cdot \frac{\pi}{2})\right]^2} \quad (3-28)$$

En considérant le rotor mono-harmonique étudié analytiquement et validé en éléments finis avec la combinaison 20/8 dans le paragraphe 3.3.1, on trouve :

$$\frac{S_a/S_e}{1 + \frac{2 \cdot e}{a} \cdot \frac{S_a}{S_e} - \chi_{rotor}} = \frac{1.45}{1.73 - \chi_{rotor}} \quad \text{car : } \frac{S_a}{S_e} = 1.45 \quad \text{et} \quad \frac{2 \cdot e}{a} = 0.5$$

Afin de transformer ce rotor en rotor bi-harmonique suivant une des méthodes proposées ci-dessus, un taux d'ouverture χ_{rotor} convenable doit être choisi. Pour un certain niveau de pertes Joule liées au courant efficace donné ($I_{efficace}$), le couple maximal normalisé est tracé dans la Figure 3-21 en fonction du paramètre χ_{rotor} grâce à l'équation (3-28). Dans cette figure la plage optimale de χ_{rotor} où le couple est maximisé peut être clairement dégagée :

$$(\chi_{rotor})_{opt} \in [0.15, 0.54] \quad (3-29)$$

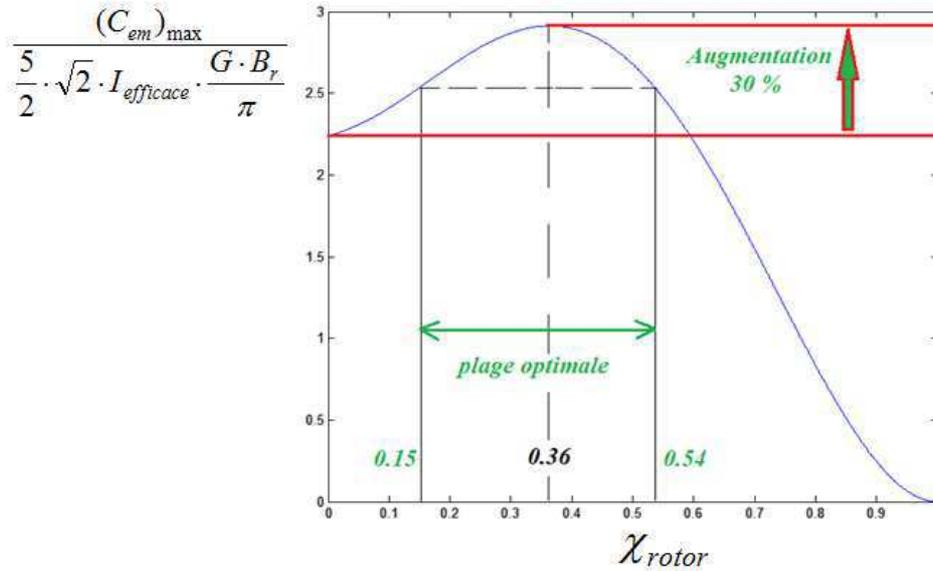


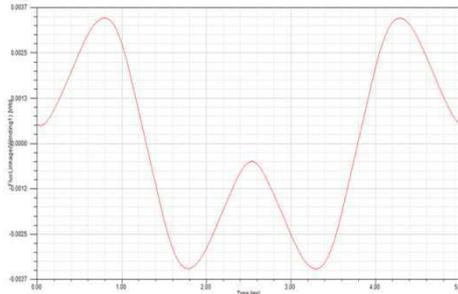
Figure 3-21 Couple maximal normalisé obtenu selon le taux d'ouverture χ_{rotor}

Une valeur qui appartient à la plage précédente $\chi_{rotor} = 0.36$ est choisie pour modifier le rotor mono-harmonique de la combinaison 20/8. Les rotors bi-harmoniques résultants sont illustrés dans la Figure 3-20 (c). En utilisant les équations (3-20), (3-23) et (3-27), la distribution optimale de courant efficace entre les machines fictives correspondantes à ces rotors bi-harmoniques peut être déduite :

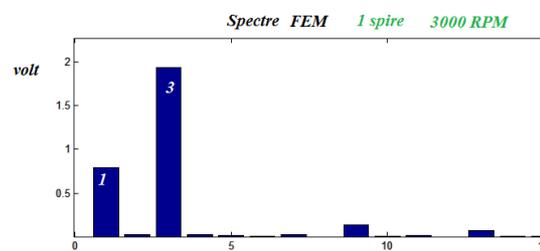
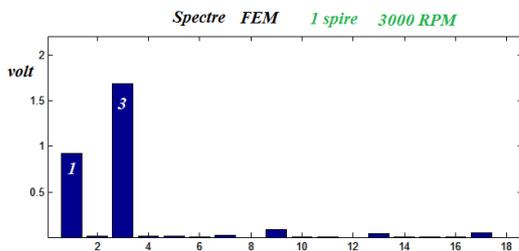
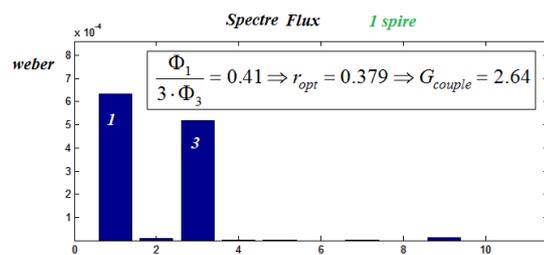
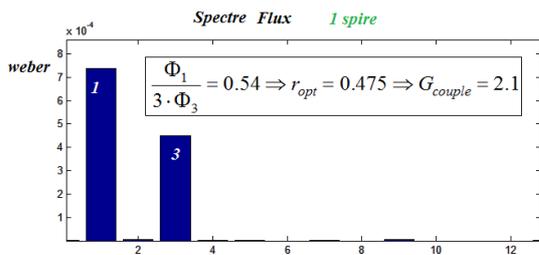
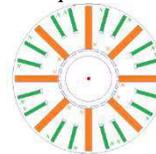
$$\frac{\Phi_1}{3 \cdot \Phi_3} = \frac{3 \cdot (\xi_w)_1 \cdot \left[1 - \sin(\chi_{rotor} \cdot \frac{\pi}{2})\right]}{(\xi_w)_3 \cdot \left[1 + \sin(3 \cdot \chi_{rotor} \cdot \frac{\pi}{2})\right]} \quad (3-30)$$

Ainsi, pour $\chi_{rotor} = 0.36$ on trouve :

$$\left(\left(\frac{\Phi_1}{3 \cdot \Phi_3} \right)_{rotor \text{ bi-harmonique}} \right)_{20/8} = 0.43 \Rightarrow \left((r_{opt})_{rotor \text{ bi-harmonique}} \right)_{20/8} = 0.395 \Rightarrow \left((G_{couple})_{rotor \text{ bi-harmonique}} \right)_{20/8} = 2.53$$



(a) Allure du flux par phase avec un rotor bi-harmonique



(b) Spectre du flux et fem pour le rotor bi-harmonique avec trous

(c) Spectre du flux et fem pour le rotor bi-harmonique avec pôles supplémentaires

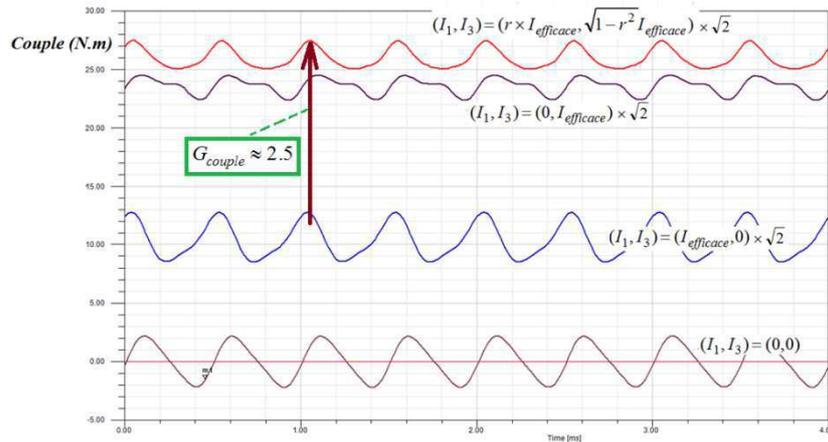
Figure 3-22 Flux et FEM calculés en éléments finis pour la combinaison 20/8 avec les deux rotors bi-harmoniques

On peut clairement remarquer le gain remarquable dans l'accroissement du couple ($G_{couple} = 2.53$) grâce à l'exploitation de la machine fictive secondaire qui est renforcée par le rotor bi-harmonique.

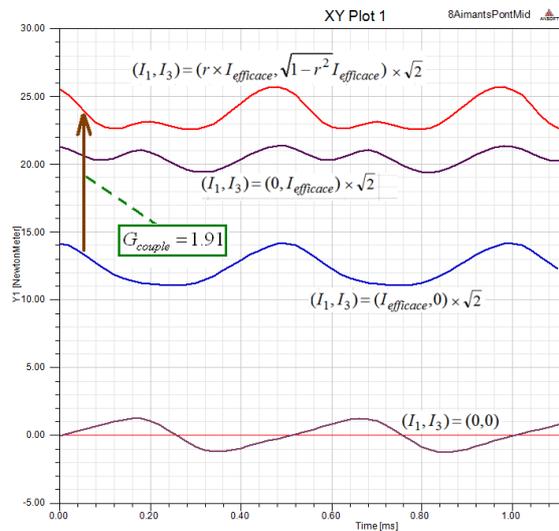
De nouveaux modèles en éléments finis pour la combinaison 20/8 avec les rotors bi-harmoniques de la Figure 3-20 (c) sont construits. Ensuite, les spectres de flux et de la force électromotrice calculés par ces modèles sont affichés dans la Figure 3-22.

Les gains dans le couple déduits du flux calculé en éléments finis dans la Figure 3-22 (b) et (c) sont proches du résultat trouvé par l'équation (3-30). Cependant, le rotor bi-harmonique avec des pôles supplémentaires semble être plus efficace que celui avec des trous. Car, les aimants ajoutés compensent la fuite magnétique et même permet la machine d'atteindre un gain dans le couple

supérieur à celui calculé analytiquement ($2.64 > 2.53$). Afin de valider l'effet d'exploitation optimale dans la combinaison 20/8 fournie avec un rotor bi-harmonique, le couple est également calculé en éléments finis de la même façon que dans la Figure 3-17. Sachant que, le stator, l'entrefer, et le courant efficace sont les mêmes utilisés avec le rotor classique. En outre, le couple de réductance est toujours faible en comparant avec le couple électromagnétique et les tôles ferromagnétiques utilisés ne sont pas saturés. Les résultats de ce calcul illustrés dans la Figure 3-23 confirment l'obtention des gains significatifs ($G_{couple} = 2.5$ et 1.91), suite à l'exploitation optimale de la machine fictive secondaire, si un rotor bi-harmonique est utilisé.



(a) Rotor bi-harmonique avec des pôles supplémentaires



(b) Rotor bi-harmonique avec des trous dans le fer du rotor

Figure 3-23 Couple calculé en éléments finis pour la combinaison 20/8 fournie avec un rotor bi-harmonique ($\chi_{rotor} = 0.36$)

Finalement, en observant les valeurs moyennes des couples maximaux (calculés en éléments finis) dans la Figure 3-23 et la Figure 3-17, on trouve le taux d'augmentation du couple maximal grâce à la transformation du rotor en bi-harmonique :

$$\frac{\Delta(C_{em})_{max}}{(C_{em})_{max}} = \frac{26 - 19.2}{19.2} = 35\% \text{ en ajoutant des pôles supplémentaires au rotor}$$

$$\frac{\Delta(C_{em})_{\max}}{(C_{em})_{\max}} = \frac{23.73 - 19.2}{19.2} = 24\% \text{ en créant des trous dans le fer du rotor}$$

Le premier taux est un peu plus élevé que celui trouvé analytiquement dans la Figure 3-21 (30%). Ceci est dû aux aimants supplémentaires qui boostent légèrement le flux principal. Par contre, le deuxième taux est un peu plus bas, à cause de la fuite et la non-linéarité prises en compte dans le modèle par éléments finis, sans oublier que l'étude analytique au-dessus suppose une distribution uniforme du champ magnétique dans l'entrefer.

3.3.3 Comparaison en grande vitesse entre les deux rotors (mono et bi-harmonique)

Il a été montré dans le paragraphe précédent qu'une structure de rotor bi-harmonique (la structure 20/8) pouvait être intéressante dans la production du couple. La qualité intéressante liée à cette solution pour améliorer les caractéristiques de la machine en basses vitesses est qu'elle ne renforce pas le flux rotorique. Par contre, le flux est redistribué entre les machines fictives permettant de renforcer la machine secondaire et de mieux exploiter l'ensemble des deux machines (voir la Figure 3-22 et la Figure 3-16). Par conséquent, cette solution ne dégrade pas les caractéristiques en hautes vitesses, car, un courant supérieur n'est plus nécessaire pour défluxer la machine et lui permettre de fonctionner en puissance constante.

L'équation (3-8) représente la contrainte que les machines fictives doivent respecter, afin d'obtenir pour chacune une plage large de fonctionnement en puissance constante. Dans le cas de la combinaison 5-phases 20/8 avec $N_{couches} = 2$ et $C_{part} = 4$, on trouve :

$$J_1 \geq \frac{(\Phi_1)_{spire}}{2 \cdot k_{rempli} \cdot S_{encoche} \cdot (L_{d1})_{spire}}, \text{ et } J_3 \geq \frac{(\Phi_3)_{spire}}{2 \cdot k_{rempli} \cdot S_{encoche} \cdot (L_{d2})_{spire}}$$

Donc, la densité surfacique efficace de courant dans les encoches, nécessaire pour faire fonctionner toutes les machines fictives à grande vitesse en puissance constante, est égale à :

$$(J)_{\min} = \sqrt{\frac{(J_1)_{\min}^2 + (J_3)_{\min}^2}{2}} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot k_{rempli} \cdot S_{encoche}} \sqrt{\left(\frac{(\Phi_1)_{spire}}{(L_{d1})_{spire}}\right)^2 + \left(\frac{(\Phi_3)_{spire}}{(L_{d2})_{spire}}\right)^2} \quad (3-31)$$

La somme vectorielle dans l'équation précédente permet de renforcer la machine secondaire en augmentant le flux $(\Phi_3)_{spire}$ sans exiger une densité totale élevée de courant en haute vitesse. De plus, la redistribution de flux entre les deux machines fictives peut aider à réduire cette densité.

En considérant les deux structures de la combinaison 20/8 étudiées dans les paragraphes précédents (avec et sans la modification rotorique), les caractéristiques à grande vitesse sont examinées grâce à l'équation (3-31) qui utilise le flux et les inductances calculées en éléments finis. On rappelle que, les deux machines comparées ont le même stator, le même entrefer, les mêmes dimensions de rotor, et la seule différence est la présence de 8 petits pôles supplémentaires. Les résultats sont affichés dans le Tableau 3-4, où on peut remarquer que, le rotor bi-harmonique redistribue presque uniformément le flux entre les deux machines fictives, en baissant le flux fondamental et augmentant le 3^{ème} harmonique. Cela réduit largement la densité surfacique efficace de courant exigée pour que la machine puisse travailler en puissance constante ($\frac{2067-1156}{2067} = 44\%$). Par

conséquent, selon l'équation (1-25), la densité volumique de pertes Joule générées dans les encoches est également réduite de $\frac{2067^2 - 1156^2}{2067^2} = 69\%$.

Tableau 3-4 Comparaison en grande vitesse entre la performance de la combinaison 20/8 avant et après la transformation du rotor en rotor bi-harmonique (en ajoutant des pôles supplémentaires)

	<i>Rotor classique mono-harmonique</i>	<i>Rotor bi-harmonique</i>
$(\Phi_1)_{spire}$	0.0011 (web)	0.000633 (web)
$(\Phi_3)_{spire}$	0.000178 (web)	0.000515 (web)
$(L_{d1})_{spire}$	1.896×10^{-7} (H)	2.133×10^{-7} (H)
$(L_{d2})_{spire}$	2.465×10^{-7} (H)	3.745×10^{-7} (H)
$(J_1)_{min}$ <i>densité de courant minimale pour que la machine fondamentale fonctionne en puissance constante</i>	$\frac{2901}{S_{encoche}}$ (A/mm ²)	$\frac{1484}{S_{encoche}}$ (A/mm ²)
$(J_3)_{min}$ <i>densité de courant minimale pour que la machine secondaire fonctionne en puissance constante</i>	$\frac{361}{S_{encoche}}$ (A/mm ²)	$\frac{687}{S_{encoche}}$ (A/mm ²)
$(J)_{min} = \sqrt{\frac{(J_1)_{min}^2 + (J_3)_{min}^2}{2}}$ <i>densité efficace totale de courant nécessaire pour fonctionner en puissance constante</i>	$\frac{2067}{S_{encoche}}$ (A/mm ²)	$\frac{1156}{S_{encoche}}$ (A/mm ²)

Afin de confirmer le résultat du Tableau 3-4, la plage de fonctionnement est tracée pour les deux structures précédentes. Ainsi, une tension de bus continu et un nombre de spires doivent être imposés. On a développé un outil analytique sous Matlab pour tracer les caractéristiques Couple-Puissance/Vitesse d'une machine synchrone, à partir de ses paramètres mesurés ou calculés en éléments finis. La stratégie de défluxage appliquée par cet outil pour chacune des machines fictives se base sur :

- Maximisation du rapport $\frac{Couple}{I_{efficace}}$ en basses vitesses
- Maximisation du couple en grandes vitesses

L'Annexe 5.5 présente deux exemples qui illustrent les points optimums de fonctionnement dans le plan (i_d, i_q) qui sont recherchés par la stratégie de défluxage appliquée, en grande et basse vitesse. Les figures de cette annexe montrent clairement que cette stratégie développée prend en compte la résistance électrique et l'effet de réductance.

Les paramètres nécessaires pour calculer la plage de fonctionnement des structures étudiées sont affichés dans le Tableau 3-5. Une application basse tension (MHYGALE) est considérée, puis en utilisant l’outil précédent, les nombres de spires sont choisis pour que les deux machines comparées fournissent la même puissance maximale de 15kW. Les flux et les inductances sont calculés en éléments finis. Enfin, la relation (3-7) donne les courants exigés afin de maintenir un fonctionnement à puissance constante. Les caractéristiques Couple-Puissance/Vitesse calculées analytiquement grâce à l’outil présenté au-dessus sont affichées dans la Figure 3-24.

Tableau 3-5 Les paramètres électromagnétiques qui permettent de calculer la plage de fonctionnement pour les machines qui correspondent à la combinaison 20/8 fournie avec un rotor classique et un rotor bi-harmonique

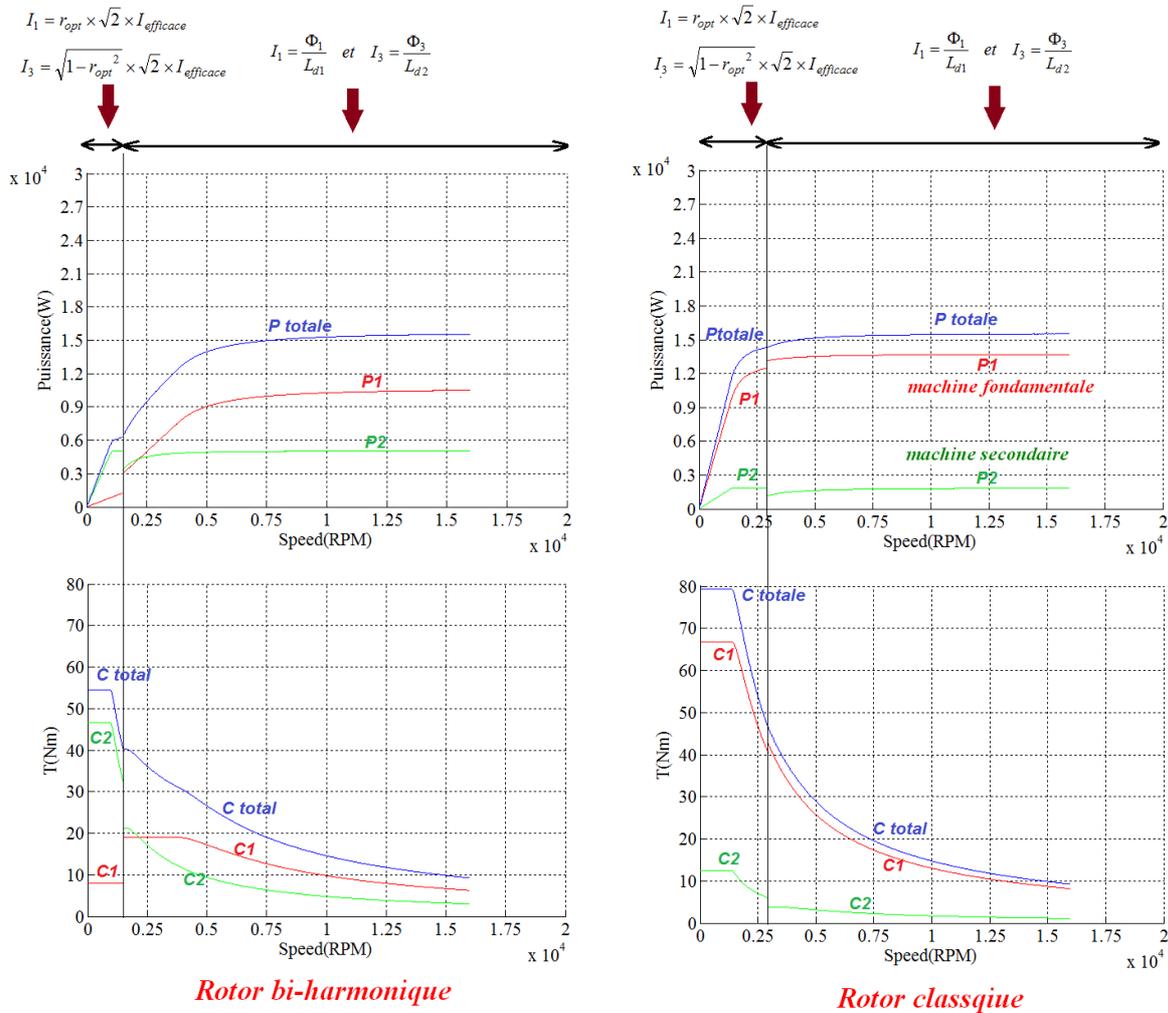
	<i>Structure1</i>	<i>Structure2</i>	<i>Procédé de calcul</i>
Structure de Rotor	<i>Mono-harmonique (classique)</i>	<i>Bi-harmonique</i>	
Dimensions de rotor	<i>mêmes</i>	<i>mêmes</i>	
Stator	<i>même</i>	<i>même</i>	
Puissance	<i>15 kW</i>	<i>15 kW</i>	
V_{dc} (Bus Continu)	<i>60 (volt)</i>	<i>60 (volt)</i>	<i>imposée</i>
$(\Phi_1)_{phase}$	<i>0.0318 (web)</i>	<i>0.0127 (web)</i>	<i>éléments finis</i>
$(\Phi_3)_{phase}$	<i>0.0051 (web)</i>	<i>0.0103 (web)</i>	<i>éléments finis</i>
L_{d1}	<i>0.16 (mH)</i>	<i>0.09 (mH)</i>	<i>éléments finis</i>
L_{q1}	<i>0.27 (mH)</i>	<i>0.1 (mH)</i>	<i>éléments finis</i>
L_{d2}	<i>0.21 (mH)</i>	<i>0.15 (mH)</i>	<i>éléments finis</i>
L_{q2}	<i>0.2 (mH)</i>	<i>0.15 (mH)</i>	<i>éléments finis</i>
$N_{couches}$	<i>2</i>	<i>2</i>	
C_{par}	<i>4</i>	<i>4</i>	
N_{bobine} Nombre de spires par bobine	<i>29</i>	<i>20</i>	<i>analytiquement pour obtenir 15 kW</i>
courant fondamental minimal pour fonctionner en puissance constante	<i>199 (A)</i>	<i>141 (A)</i>	$(I_1)_{min} = \frac{\Phi_1}{L_{d1}}$
courant 3^{ème} harmonique minimale pour fonctionner en puissance constante	<i>24 (A)</i>	<i>69 (A)</i>	$(I_3)_{min} = \frac{\Phi_3}{L_{d2}}$
valeur efficace du courant nécessaire pour fonctionner en puissance constante	<i>142 (A)</i>	<i>111 (A)</i>	$I_{efficace} = \sqrt{(I_1^2 + I_3^2)}/2$

Dans cette figure, on peut remarquer la puissance et le couple livrés par chaque machine fictive. En basse vitesse, une répartition optimale du courant efficace (calculé dans le Tableau 3-5) entre les machines fictives est effectuée. Puis, au-delà d’une certaine vitesse, chaque machine fictive est défluxée par son propre courant nécessaire pour garder sa puissance constante (voir le Tableau 3-5). La vitesse qui correspond à la commutation précédente est choisie pour obtenir une continuité dans la puissance totale fournie. Autrement dit, lorsqu’on arrive à cette vitesse, la puissance totale générée par la répartition optimale baisse jusqu’à la puissance liée au défluxage propre de chaque machine fictive.

En comparant les densités de courant qui permettent aux deux machines de maintenir une puissance de 15 kW en grande vitesse, on trouve que, le rotor bi-harmonique permet une diminution importante de

cette densité menant à des pertes Joule volumiques dans les encoches qui sont largement plus faibles (71% moins que le cas d'un rotor classique). En outre, à cause de l'injection du même courant efficace en basse et haute vitesse, un couple supérieur a lieu avec le rotor classique à basse vitesse. Par contre,

le rapport $\frac{\text{Couple}}{\text{Pertes Joule encoches}}$ associé au rotor bi-harmonique est $\frac{54.53/(1110)^2}{79.25/(2059)^2} = 2.37$ fois plus grand que celui du rotor classique.



$$J_{\text{efficace}} = \frac{N_{\text{bobine}} \times I_{\text{efficace}}}{C_{\text{parl}} \times \frac{S_{\text{encoche}}}{N_{\text{couches}}}} = \frac{1110}{S_{\text{encoche}}} \text{ A/mm}^2$$

$$(P_{\text{joule}})_{\text{vol}} = \rho_{\text{cu}} \cdot \left(\frac{1110}{S_{\text{encoche}}} \right)^2 \text{ Watt/mm}^3$$

$$J_{\text{efficace}} = \frac{N_{\text{bobine}} \times I_{\text{efficace}}}{C_{\text{parl}} \times \frac{S_{\text{encoche}}}{N_{\text{couches}}}} = \frac{2059}{S_{\text{encoche}}} \text{ A/mm}^2$$

$$(P_{\text{joule}})_{\text{vol}} = \rho_{\text{cu}} \cdot \left(\frac{2059}{S_{\text{encoche}}} \right)^2 \text{ Watt/mm}^3$$

Figure 3-24 Caractéristiques Couple-Puissance/Vitesse tracées pour les deux machines comparées qui correspondent à la combinaison 20/8 fournie avec un rotor classique et un rotor bi-harmonique

En observant la Figure 3-24, on peut facilement remarquer que, le rôle majeur de la machine fictive secondaire se limite aux basses vitesses (booster le couple), tandis qu'une participation moins importante de cette machine a lieu aux grandes vitesses.

Afin de valider le calcul analytique des caractéristiques Puissance/Vitesse pour le rotor bi-harmonique, un calcul en éléments finis est effectué pour le point $(\omega_m, P) = (10000 \text{ rpm}, 15.4 \text{ kW})$ qui appartient à la plage de fonctionnement dans la Figure 3-24. Le résultat est illustré dans la Figure 3-25, où un écart d'environ 20% peut être remarqué par rapport au calcul analytique. Cet écart est probablement lié au fait que dans ce calcul on suppose que les machines fictives sont complètement indépendantes. De plus, les inductances du Tableau 3-5 peuvent varier selon le point de fonctionnement, sans oublier des autres phénomènes pris en compte dans le modèle par éléments finis (fuite, non-linéarité...).

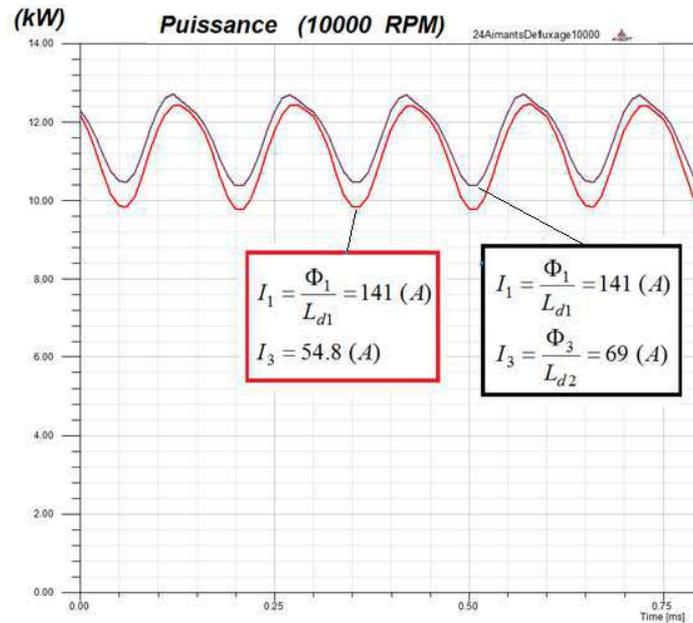


Figure 3-25 Puissance mécanique calculée en éléments finis pour la structure2 fournie avec un rotor bi-harmonique

L'autre courbe rouge dans la Figure 3-25 montre que, une réduction de 20% dans le courant de la machine fictive secondaire (3^{ème} harmonique) influence légèrement la puissance totale. Cela est prouvé par la plage de fonctionnement dans la Figure 3-24, où, une participation d'un tiers est calculée pour cette machine secondaire dans la fourniture de puissance à grande vitesse.

En revanche, cette réduction du 3^{ème} harmonique de courant permet de réduire largement les pertes rotoriques liées aux harmoniques nocifs de FMM. Ce fait est illustré dans la Figure 3-26, où une chute significative dans la valeur moyenne de pertes d'aimants $(\frac{330 - 200}{330} = 40\%)$ a lieu, grâce à la réduction précédente du I_3 .

La chute dans les pertes est approximativement égale au ratio $\frac{(I_3)^2_{ancien} - (I_3)^2_{réduit}}{(I_3)^2_{ancien}} = 37\%$. Ce fait prouve que, ces pertes sont liées presque entièrement à l'exploitation de la machine fictive secondaire $Pertes \text{ d'aimants} \propto (champ \text{ magnétique})^2 \propto Courant^2$, comme l'explique le paragraphe 3.2.3.3.

Cependant, la technique précédente pour baisser les pertes rotoriques n'est plus faisable lorsque la machine est en court-circuit. Ce cas ressemble au fonctionnement à grande vitesse, mais sans aucun contrôle des courants (voir le paragraphe 3.2.2). Par conséquent, la structure fournie avec un rotor bi-

harmonique n'est pas très convenable pour les applications où la tenue en court-circuit à grande vitesse est imposée (MHYGALE).

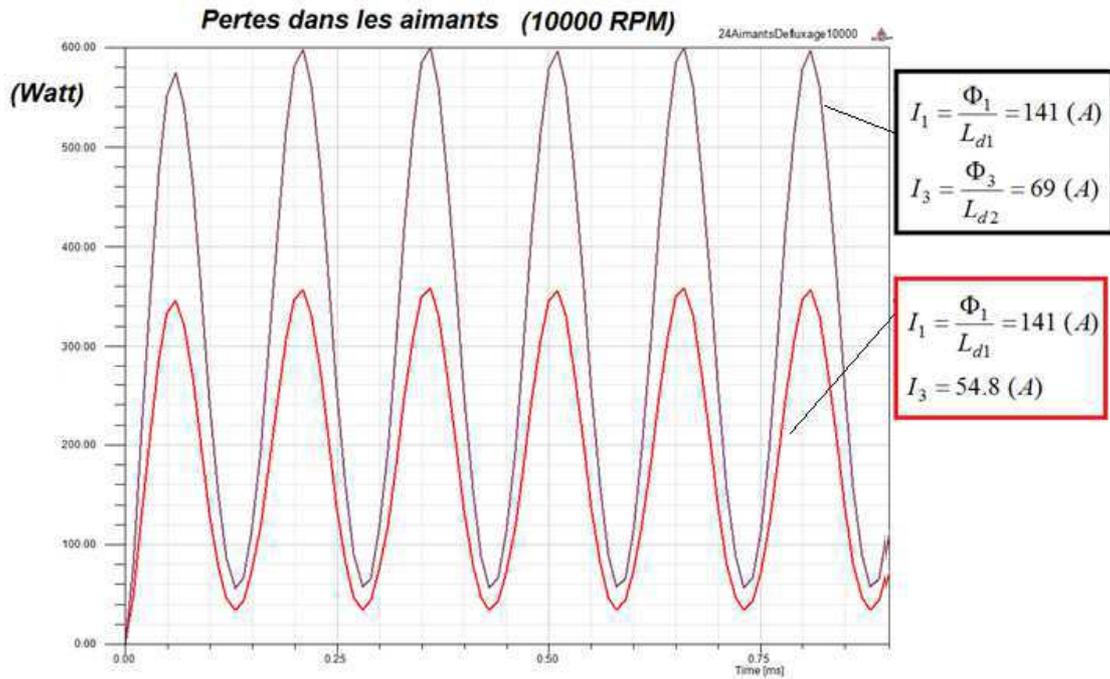


Figure 3-26 Pertes dans les aimants calculées en éléments finis pour la structure2 fournie avec un rotor bi-harmonique

4 Dimensionnement d'un Prototype et validation expérimentale

Après avoir comparé différentes configurations rotoriques et statoriques et considérant l'ensemble des résultants des études précédentes, la combinaison 20/14 fournie avec un rotor à aimants enterrés radialement est choisie pour être fabriquée comme prototype pour le projet MHYGALE. Dans ce paragraphe, les dimensions principales du prototype sont calculées analytiquement dans le but de minimiser le volume global. Ensuite, grâce à des modèles éléments finis, la procédure de dimensionnement est finalisée puis la performance est validée. Enfin, les résultants expérimentaux du test du prototype sur une plateforme sont illustrés.

4.1 Pré-dimensionnement analytique

Le but est de calculer les dimensions initiales d'une machine électrique à aimants en se basant sur un cahier des charges exigé. Evidemment, la précision du calcul analytique n'est pas suffisante surtout pour les applications en automobile où l'espace et l'énergie disponibles sont limités. Par conséquent, une étape suivante de calcul avec logiciel de calcul basé sur la méthode des éléments finis (FE) est indispensable pour affiner ces dimensions initiales et éviter tout surdimensionnement. Ainsi, il n'est pas nécessaire d'utiliser des modèles analytiques complexes, car le but est de réduire le temps de calcul en éléments finis en partant de dimensions initiales calculées rapidement.

Les différentes étapes de pré-dimensionnement du rotor et du stator sont illustrées dans les Annexes 5.6 et 5.7. Dans ce calcul, des relations classiques sont utilisées en mettant en évidence les contraintes induites au niveau du dimensionnement par celles du projet MHYGALE. Seront déduits ainsi, en utilisant l'état de l'art en termes de pré-dimensionnement, les paramètres de base de la machine électrique.

4.2 Diagramme final de dimensionnement

Ce paragraphe illustre le schéma final qui montre la séquence de toutes les étapes de la conception d'une machine électrique à partir du rotor vers le stator. Dans ce schéma représenté par la Figure 4-1, tous les paramètres qui influencent les dimensions principales de la machine sont affichés.

De plus, les équations qui lient entre les différents paramètres et dimensions sont aussi indiquées par leurs numéros dans les Annexes 5.6 et 5.7. Habituellement, les paramètres colorés en rouge sont choisis en fonction de ce qui est permis par les contraintes mécaniques et thermiques imposées. Les paramètres en bleu quant à eux dépendent de la technologie de fabrication et des matériaux utilisés. Cela impose certaines contraintes et limitations sur ces paramètres en bleu en fonction du coût final de fabrication. Le type de bobinage choisi pour la machine est influencé à la fois par la technologie adoptée et les différentes contraintes exigées. Enfin, les paramètres en vert peuvent être optimisés afin de réduire le volume global de la machine comme l'explique le paragraphe suivant. Néanmoins, le fait que la densité linéique de courant décide de la valeur maximale du courant par phase impose une limitation sur le processus d'optimisation liée à l'électronique de puissance associée.

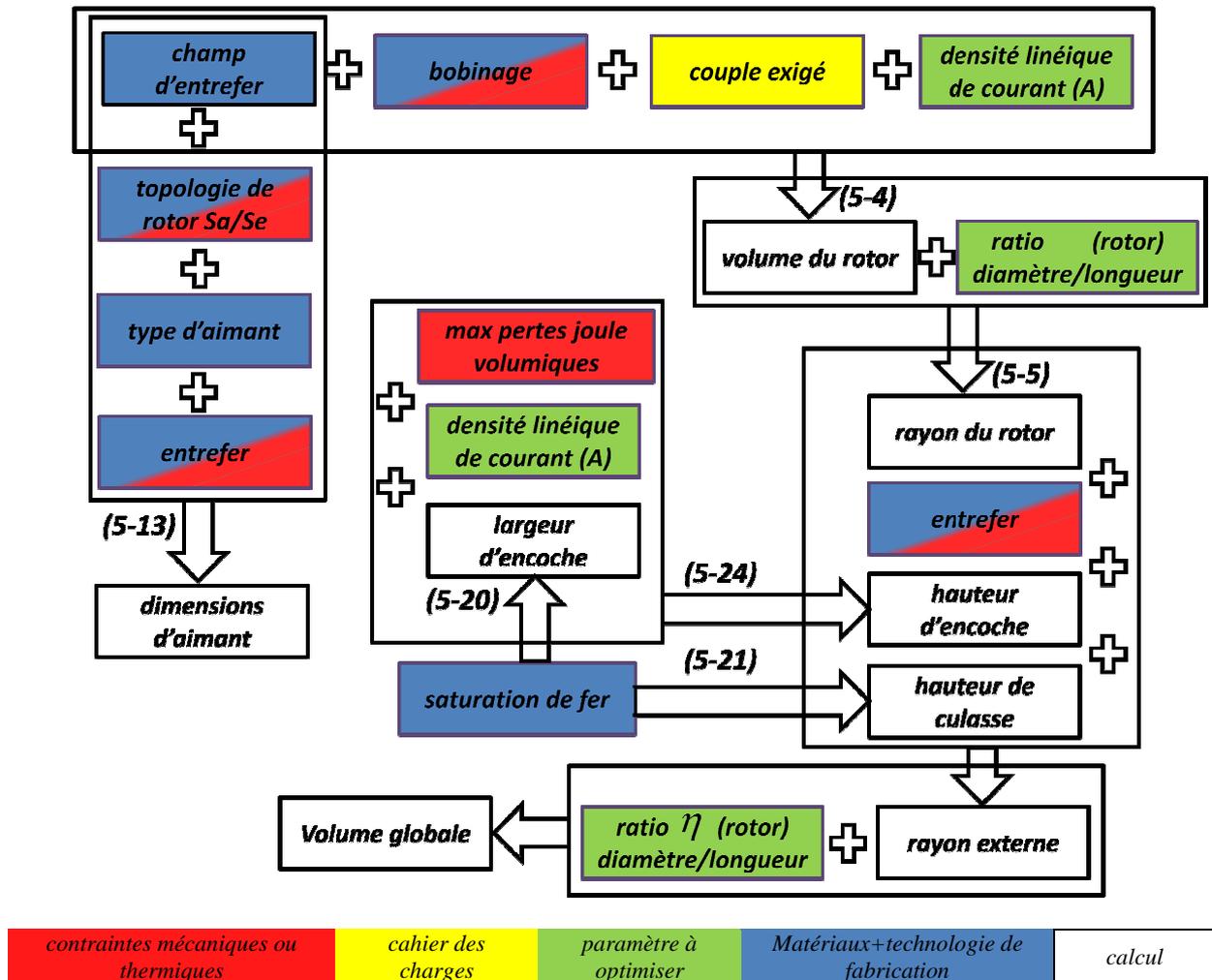


Figure 4-1 Diagramme général de la séquence de dimensionnement d'une machine synchrone à aimants (les grands rectangles représentent les étapes de calcul et les flèches signifient les équations utilisées)

4.3 Minimisation du volume global de la machine

Suite au fait que l'espace disponible dans les applications Mild-Hybrid est limité, la moindre réduction dans le volume global de la machine électrique est largement appréciée. De là, ce paragraphe concerne le choix optimal de certains paramètres et dimensions afin de faire baisser le volume global occupé par la machine électrique dont le diamètre externe est contraint. Ce choix optimal est basé entièrement sur le calcul analytique présenté dans les Annexes 5.6 et 5.7. Cela, offre une solution simple et rapide en évitant toutes les méthodes lentes et complexes en éléments finis.

4.3.1 Illustration de la problématique

Dans l'Annexe 5.6.1, l'équation (5-4) montre bien comment, pour un couple donné, une densité linéique de courant A plus élevée permet de réduire le volume de rotor. Par contre, dans l'Annexe 5.7.2, l'équation (5-24) prouve que, pour des pertes volumiques maximales permises, une densité linéique plus élevée exige une encoche plus haute et par conséquent un volume statorique plus grand. Ce double impact de la densité linéique croissante de courant à la fois sur le volume statorique et rotorique (voir la Figure 4-2), offre la possibilité de trouver une valeur optimale pour A associée avec certaines dimensions qui minimisent le volume global de la machine.

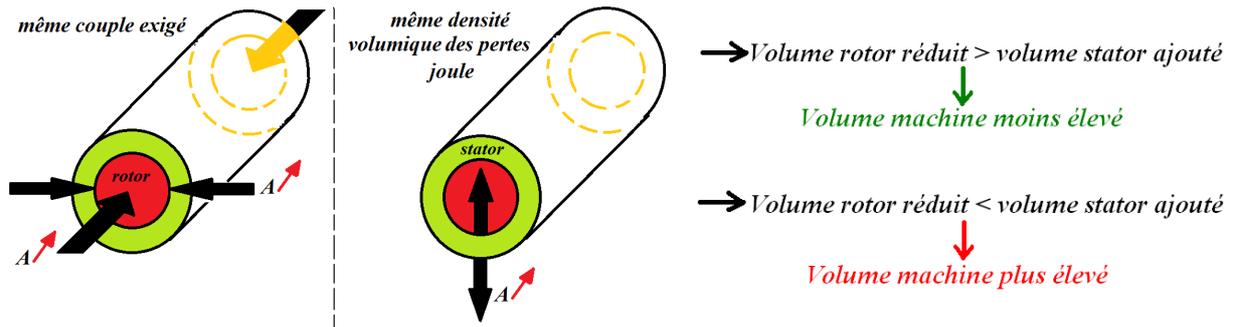


Figure 4-2 le double impact de la densité linéique croissante de courant (A) à la fois sur le volume statorique et rotorique

4.3.2 Pré-dimensionnement optimisé

Afin de calculer les dimensions d'une machine électrique à aimants qui répond au cahier des charges MHYGALE, la séquence de dimensionnement présentée dans la Figure 4-1 est appliquée. Tout d'abord, des plages de variation sont déterminées pour les deux paramètres à optimiser η , le rapport Diamètre/Longueur du rotor et A , la densité linéique de courant :

$$\vec{\eta} = [\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_n] \quad \text{et} \quad \vec{A} = [A_1, A_2, \dots, A_m]$$

En deuxième lieu, une boucle de calcul est lancée afin de répéter $n \times m$ fois la séquence de design dans la Figure 4-1 en considérant toutes les combinaisons $(\eta_i, A_j) : i \in [1, n], j \in [1, m]$. Le résultat de ce calcul est une matrice de volumes $V_{\eta A}$, où chaque élément V_{ij} est le volume global de la machine pour le choix $(\eta = \eta_i \text{ et } A = A_j)$.

$$V_{\eta A} = \begin{bmatrix} V(\eta_1, A_1), V(\eta_1, A_2), \dots, V(\eta_1, A_m) \\ V(\eta_2, A_1), V(\eta_2, A_2) \\ \vdots \\ V(\eta_n, A_1), V(\eta_n, A_2), \dots, V(\eta_n, A_m) \end{bmatrix}$$

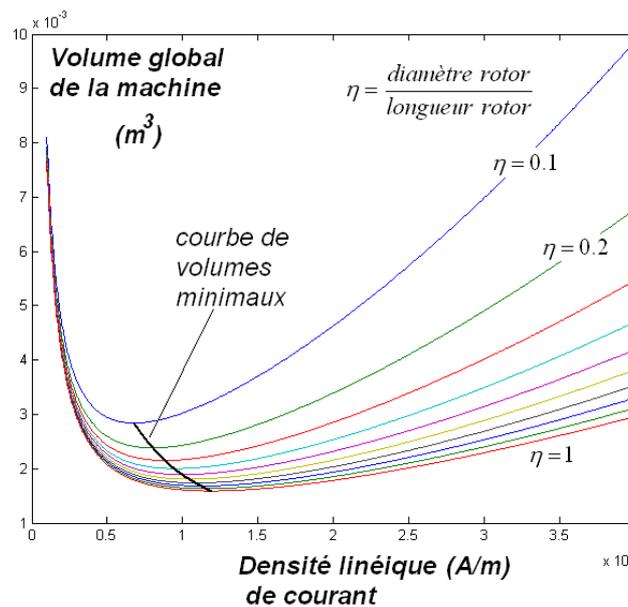


Figure 4-3 le volume global de la machine par rapport à (η, A)

Les différentes courbes tracées dans la Figure 4-3 représentent les lignes de la matrice $V_{\eta A}$. Dans cette figure on peut clairement constater que, pour tous les ratios η il y a une valeur minimale du volume qui correspond à une certaine densité linéique de courant A . En outre, la courbe qui relie les points du volume minimal prouve que, en augmentant la densité linéique de courant, un ratio (η) plus élevé (entre le diamètre et la longueur du rotor) permet de baisser la valeur minimale du volume.

Dans l'Annexe 5.8, l'expression analytique de la courbe des volumes minimaux illustrée dans la Figure 4-3, est déduite. Ensuite, pour le cahier des charges MHYGALE, on trouve les dimensions optimales qui appartiennent à cette courbe et qui font baisser le plus possible le volume sans dépasser le diamètre externe maximal imposé.

4.4 Finalisation du dimensionnement par modélisation «Eléments Finis»

En se basant sur les dimensions trouvées dans le paragraphe précédent, un modèle 2D en éléments finis est construit afin de finaliser la procédure de dimensionnement. Grâce à ce modèle, les dimensions déduites analytiquement sont affinées puis les paramètres électromagnétiques principaux sont calculés. Enfin, pour atteindre la plage désirée de fonctionnement, le circuit électrique et le nombre de spires sont déterminés.

4.4.1 Affiner les dimensions initiales

Comme la non-linéarité des tôles magnétiques est prise en compte par le modèle par éléments finis, certaines dimensions dans la machine peuvent être affinées. La hauteur de culasse ($h_{culasse}$) et la largeur de dent (w_{dent}) sont légèrement réduites afin d'agrandir la surface d'encoche, en assurant toujours que le fer statorique ne soit pas saturé. Cela permet d'augmenter la section de cuivre et par conséquent réduire la densité volumique de pertes Joule dans les encoches (voir l'équation (5-23)).

En outre, le modèle par éléments finis aide à déterminer la configuration finale du rotor où les dimensions de plusieurs ponts ferromagnétiques doivent être affinées. On rappelle que les « ponts », en tôle ferromagnétique, séparent les aimants enterrés de l'entrefer et constituent une barrière mécanique retenant les aimants par rapport aux forces centrifuges. Idéalement la largeur de ces ponts qui maintiennent mécaniquement les aimants doit être la plus faible possible. En effet, ces ponts ferromagnétiques agissent comme des court-circuits magnétiques des aimants réduisant ainsi le flux utile et donc le couple. Le principe est d'amincir ces ponts afin de réduire les fuites magnétiques d'aimants sans oublier la tenue mécanique du rotor. Le modèle 2D construit en élément finis pour le prototype est illustré dans l'Annexe 5.9. De plus, la cartographie de la densité de flux magnétique calculée dans ce modèle à basse vitesse et à pleine charge est également affichée.

4.4.2 Calcul du flux et des inductances

Les différentes inductances et flux nécessaires pour poursuivre le dimensionnement du prototype sont calculés grâce au modèle par éléments finis. Ce choix permet d'obtenir des résultats plus précis en considérant les différents phénomènes qui sont trop complexes pour être modélisés analytiquement.

La périodicité spatiale qui est égale à 2 et liée au nombre de pôles dans la combinaison 20/14 ($t_{2p} = \text{gcd}(Q_s, 2 \cdot p) = 2$), permet d'obtenir deux circuits en parallèle dans chaque phase (voir l'Annexe 5.10). Le but est d'augmenter le nombre de spires par bobine pour faciliter le processus de fabrication, en particulier dans les applications de basse tension comme MYHGALE.

En utilisant deux méthodes différentes, le flux d'aimants capté à vide est calculé pour une seule spire par bobine puis les résultats sont affichés dans le Tableau 4-1. Les flux Φ_{d1} et Φ_{d2} relatifs aux deux machines fictives sont déduits à l'aide de la transformation de Park généralisée pour 5 phases et leurs valeurs fixes dans le temps indiquent l'absence d'harmoniques parasites comme prévu pour la combinaison 20/14. Pour cette raison et comme la transformation utilisée conserve la puissance on trouve que les valeurs du Tableau 4-1 vérifient : $\Phi_{d1} = \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot \Phi_1$ et $\Phi_{d2} = \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot \Phi_3$.

Tableau 4-1 flux d'aimants calculé à vide en éléments finis utilisant deux méthodes différentes

Nombre de spires par bobine (N_{bobine})	1	
Nombre de circuits en parallèle (C_{parl})	2	
Φ_1	194×10^{-5} (weber)	analyse spectral du flux par phase Φ_{Phase} calculé en éléments finis
Φ_3	6.75×10^{-5} (weber)	
Φ_{d1}	305×10^{-5} (weber)	projection des flux des cinq phases $\Phi_A, \Phi_B, \Phi_C, \Phi_D, \Phi_E$ Calculés en éléments finis dans les deux plans (i_{d1}, i_{q1}) et (i_{d2}, i_{q2})
Φ_{d2}	10×10^{-5} (weber)	

En dernier lieu, le Tableau 4-1 confirme clairement la faiblesse attendue de la machine fictive secondaire dans la combinaison 20/14 ($\Phi_3 \ll \Phi_1$ et $\Phi_{d2} \ll \Phi_{d1}$).

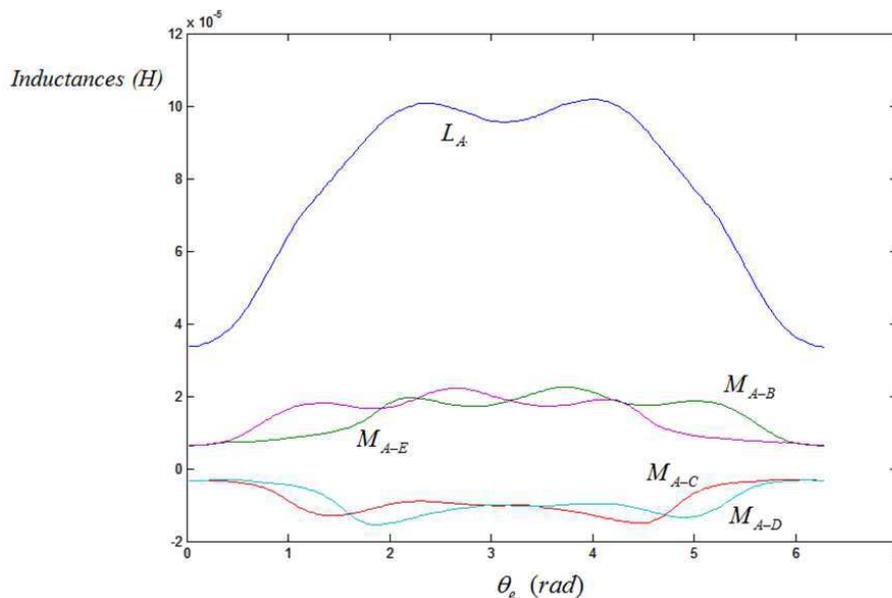


Figure 4-4 Inductances propre est mutuelles du prototype calculées en éléments finis (10 spires par bobine et 2 circuits en parallèle)

Une procédure de calcul a été définie en éléments finis pour tracer les inductances propres et mutuelles. Un courant continu (I_A) qui correspond à la densité linéique maximale a été injecté dans la phase A puis le flux capté par chaque phase est calculé en fonction de l'angle du rotor. Finalement les

inductances propres $L(\theta_e)$ et mutuelles $M(\theta_e)$ sont tracées dans la Figure 4-4 utilisant les relations suivantes :

$$L(\theta_e) = \frac{\Phi_A(\theta_e) - (\Phi_A)_{Vide}(\theta_e)}{I_A} \quad \text{et} \quad M_{A-BCDE}(\theta_e) = \frac{\Phi_{BCDE}(\theta_e) - (\Phi_{BCDE})_{Vide}(\theta_e)}{I_A} \quad (4-1)$$

$L(\theta_e)$: Inductance propre de phase A en fonction de l'angle électrique, $M_{A-BCDE}(\theta_e)$: inductances mutuelles entre la phase A et les phases B, C, D, et E.

Ces inductances calculées permettent de construire la matrice d'inductances propres et mutuelles ($M(\theta_e)$) en fonction de l'angle électrique. À partir de cette matrice les inductances dans les plans (i_{d1}, i_{q1}) et (i_{d2}, i_{q2}) peuvent être calculées grâce à la transformation de Park généralisée pour le cas 5-phases (voir l'Annexe 5.11). Les inductances $L_o, L_{d1}, L_{q1}, L_{d2}, L_{q2}$ sont tracées selon l'angle électrique dans la Figure 4-5. Cette figure met en évidence l'effet faible de réluctance dans le prototype (L_{d1} égal à L_{q1} à 20% près). Ce fait a été justifié dans le paragraphe 3.2.1.1 à cause du choix d'aimants peu épais permettant une large plage de défluxage et de bobinage concentré autour des dents.

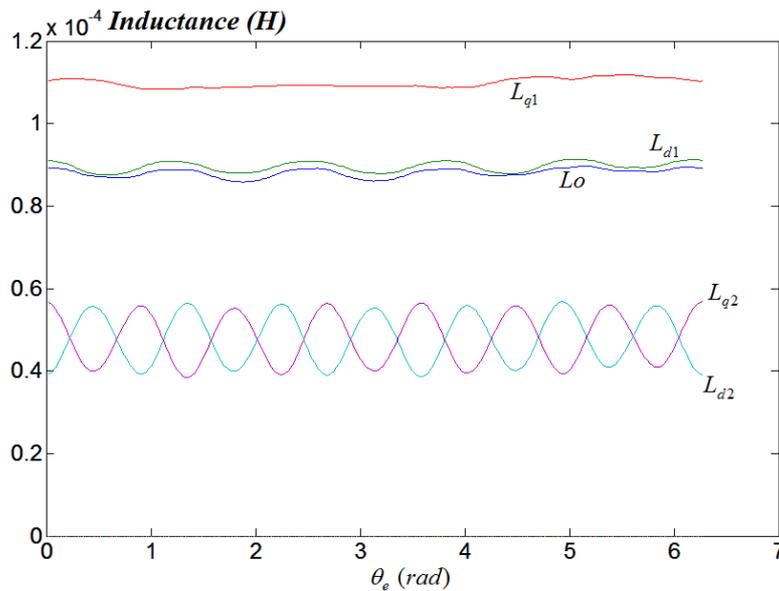


Figure 4-5 Inductances d'axes d et q du prototype déduites à partir des inductances propres et mutuelles calculées en éléments finis (10 spires par bobine et 2 circuits en parallèle)

Finalement, afin de déterminer L_{d1} et L_{q1} pour différents point de fonctionnement, les flux Φ_{d1}, Φ_{q1} sont calculées en éléments finis pour différentes amplitudes de courant puis les inductances sont déduites grâce aux équations suivantes :

$$L_d(i_d) = \frac{\Phi_d(i_d = 0) - \Phi_d(i_d)}{i_d} \quad \text{et} \quad L_q(i_q) = \frac{\Phi_q(i_q)}{i_q} \quad (4-2)$$

Les résultats du calcul précédent sont tracés dans la Figure 4-6. Comme le courant sur l'axe d réduit le flux d'aimants (en défluxage), les tôles magnétiques ne saturent pas lorsque l'amplitude de ce courant augmente. Cela justifie pourquoi l'inductance de l'axe dI (L_{d1}) ne varie pas avec le courant i_{d1} alors que, l'inductance de l'axe q diminue lorsque le courant augmente sur l'axe q . Cependant, cette

dernière variation dans L_{q1} ne dépasse pas 16% même pour l'amplitude qui correspond à la densité linéique maximale de courant, comme le montre la Figure 4-6.

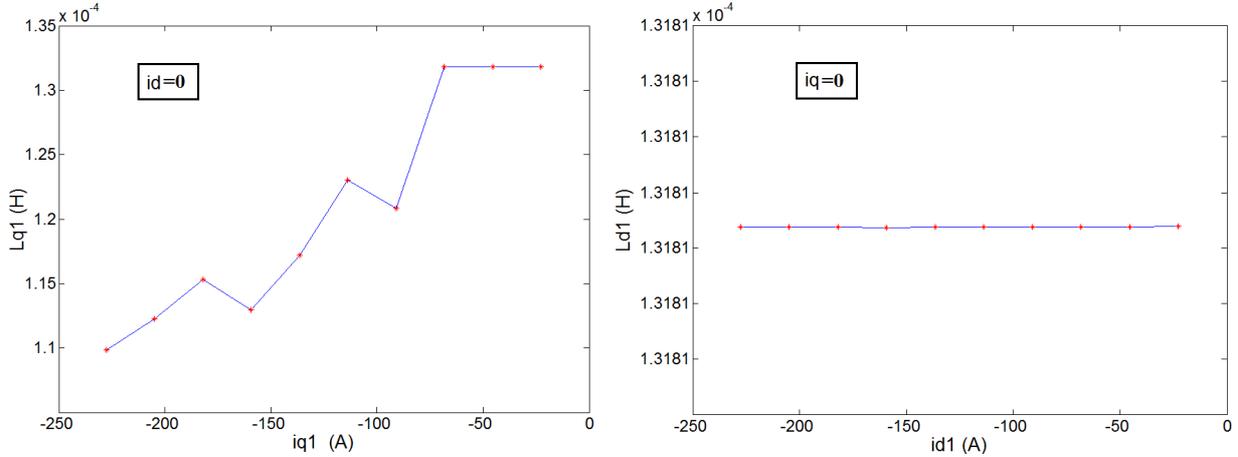


Figure 4-6 Inductances L_{d1} et L_{q1} du prototype calculées en charge en éléments finis pour des différentes amplitudes de courant (10 spires par bobine et 2 circuits en parallèle)

4.4.3 Détermination du nombre de spires par bobine approprié pour la plage du fonctionnement exigée

Le nombre de spires par bobine (N_{bobine}) est le dernier paramètre à déterminer avant fabriquer le prototype. En choisissant ce paramètre, on impose la puissance finale fournie par la machine à grande vitesse. De plus, suite à ce choix, l'arrangement du bobinage dans les encoches et le nombre de fils bobinés en parallèle peuvent être sélectionnés, menant à déterminer la résistance électrique d'une phase.

Comme la machine fictive secondaire dans la combinaison 20/14 est très faible, le nombre de spires sera déterminé en se basant uniquement sur les paramètres de la machine fondamentale. En utilisant la relation (3-3), on peut déduire la vitesse de base $(\omega_m)_{base}$, au-delà de laquelle la machine fondamentale doit être défluxée en injectant un courant sur l'axe dI . Afin de faciliter ce calcul, la résistance électrique est négligée et le couple de réluctance (qui se trouve faible dans le paragraphe précédent) n'est pas considéré.

$$(\omega_m)_{base} = \frac{V_1}{\sqrt{(p \cdot L_{q1} \cdot I_1)^2 + (p \cdot \Phi_1)^2}} = \frac{V_1}{N_{bobine} \cdot \sqrt{(p \cdot (L_{q1})_{spire} \cdot (I_1)_{spire})^2 + (p \cdot (\Phi_1)_{spire})^2}}$$

En supposant que la puissance mécanique finale (P_{mec}) soit atteinte à partir de la vitesse de base et le courant fondamental injecté suffisant pour l'opération à puissance constante, on peut écrire :

$$N_{bobine} = \text{Partie Entiere} \left(\frac{C_{em} \cdot V_1}{P_{mec} \cdot \sqrt{(p \cdot (L_{q1})_{spire} \cdot \frac{(\Phi_1)_{spire}}{(L_{d1})_{spire}})^2 + (p \cdot (\Phi_1)_{spire})^2}} \right) \Rightarrow$$

$$N_{bobine} = \text{Partie Entiere} \left(\frac{5 \cdot (\Phi_1)_{spire} \cdot V_1}{2 \cdot P_{mec} \cdot \sqrt{(L_{q1})_{spire}^2 + (L_{d1})_{spire}^2}} \right) \quad (4-3)$$

En respectant le cahier de charges MHYGALE qui est illustré dans le paragraphe 1.1.2.2, on trouve : $(V_1)_{max} = 30$ (Volt) et $P_{mec} = 10$ (kW), où une marge de 1 à 2 (kW) est considérée pour les pertes non-prises en compte dans l'équation (4-3). Le flux et les inductances par spire sont calculés en éléments finis dans le paragraphe précédent. Le nombre de spires correspondant peut être déduit à $N_{bobine} = 8$.

Afin de valider le calcul précédent, l'outil analytique présenté dans le paragraphe 3.3.3 et l'Annexe 5.5, est utilisé pour tracer la plage de fonctionnement du prototype en se basant sur les paramètres $(\Phi_1, L_{d1}, L_{q1}, (V_1)_{max}, (I_1)_{max} = \Phi_1/L_{d1}, N_{bobine})$ déduits au-dessus. En outre, la résistance électrique (R_s) qui correspond au nombre de spires choisi est également prise en compte par cet outil. Les caractéristiques résultantes de couple et puissance en fonction de la vitesse sont tracées dans la Figure 4-7.

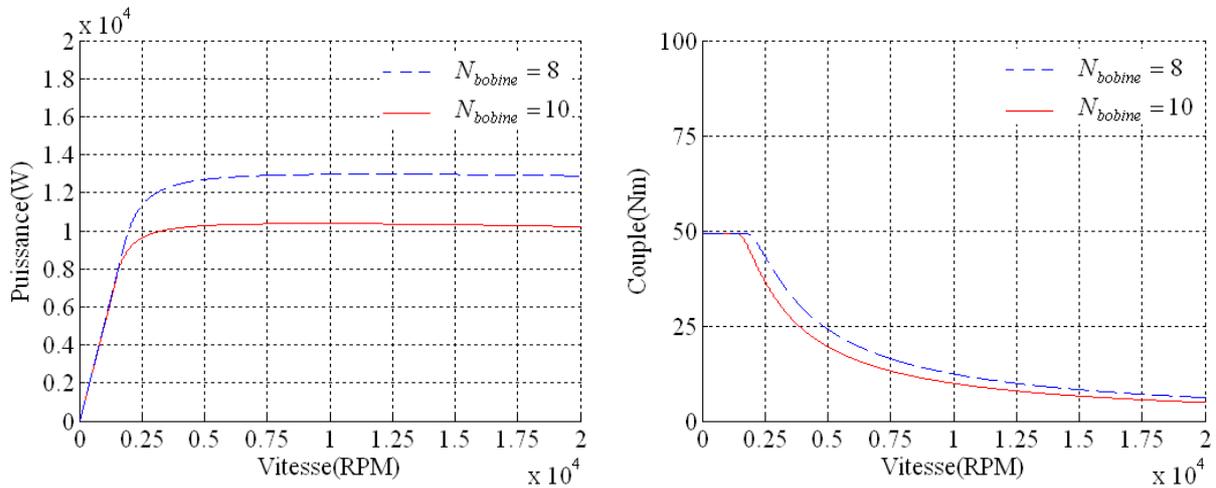


Figure 4-7 Caractéristiques Puissance/Couple-Vitesse calculées analytiquement pour le prototype en utilisant une stratégie de défluxage qui maximise le couple à grande vitesse ($(V_1)_{max} = 30$ (V), $(I_1)_{max} = \Phi_1/L_{d1}$)

Dans cette figure, on peut noter que la puissance correspondante au nombre de spires $N_{bobine} = 8$ est supérieure à celle exigée (10 kW). Afin de réduire la puissance finale fournie, ce nombre est augmenté jusqu'à 10 ($N_{bobine} = 10$) et les nouvelles caractéristiques sont retracées dans la même figure.

Tableau 4-2 paramètres finals du prototype calculées en fonctionnement à grande vitesse

N_{bobine}	C_{parl}	Φ_1 (weber)	Φ_3 (weber)	L_{d1} (mH)	L_{q1} (mH)	L_{d2} (mH)	L_{q2} (mH)	I_1 en court-circuit $I_1 = \Phi_1/L_{d1}$ (A)	I_3 en court-circuit $I_3 = \Phi_3/L_{d2}$ (A)	R_s (mΩ) @ 20°C
10	2	0.0194	0.00067 5	0.13 5	0.13 7	0.05	0.05	144	13.5	11

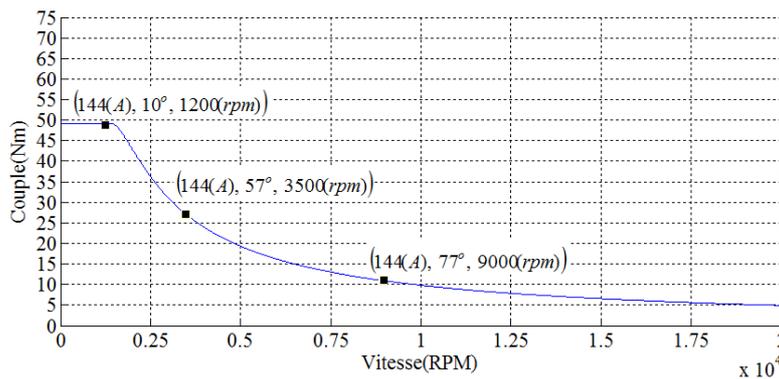
Après avoir déterminé le nombre de spires par bobine les paramètres correspondants sont déduits puis affichés dans le Tableau 4-2. Enfin, l'arrangement optimisé des fils dans l'encoche est trouvé comme le montre l'Annexe 5.12.

4.4.4 Validation des caractéristiques Couple/Vitesse en éléments finis

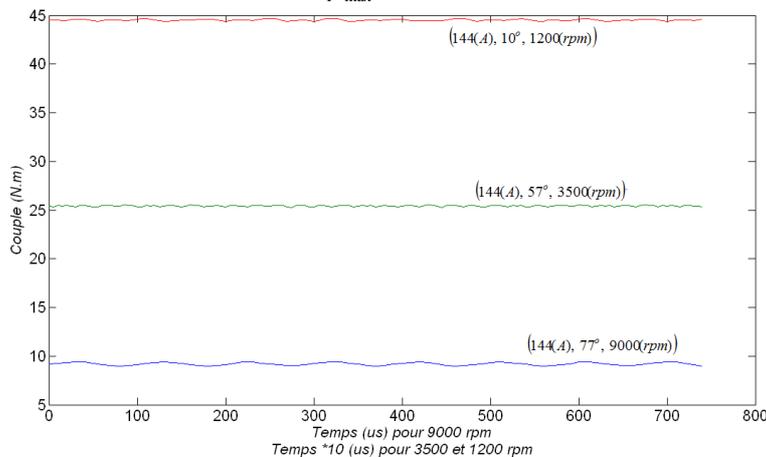
Afin de valider la plage de fonctionnement calculée analytiquement dans le paragraphe précédent, des simulations en éléments finis seront effectuées pour trois points appartenant à cette plage à basse et haute vitesses. Tout d’abord, le couple moyen fourni par les deux machines fictives du prototype est calculé à basse vitesse en fonction du déphasage électrique entre le courant et la force électromotrice (φ_I dans la Figure 3-3). Les résultats illustrés dans l’Annexe 5.13 confirment l’effet faible du couple de réluctance sur le couple total livré (+1.5% pour la machine fictive fondamentale). Cette annexe montre également l’incapacité de la machine fictive secondaire à générer de couple important.

Tableau 4-3 Rendement du prototype calculé en éléments finis pour trois points de fonctionnement

Vitesse ω_m (rpm)	puissance mécanique moyenne (Watt)	pertes Joule (Watt) têtes des bobines inclus	pertes fer stator+rotor (Watt) tôles isolées M270 35A	pertes fer rotor (Watt)	pertes d’aimants (Watt) type Cobalt SmCo30H	rendement %
1200	5595	570	49	4	0.9	90
3500	9318	570	70	13	12	93.5
9000	8712	570	150	56	78	91.6



(a) Trois points de fonctionnement appartiennent aux caractéristiques Couple-Vitesse calculées analytiquement ((V_1)_{max} = 30 Volt)



(b) Couple dynamique calculé en éléments finis pour les trois points de fonctionnement au-dessus

Figure 4-8 Validation des caractéristiques Couple-Vitesse du prototype grâce au modèle en éléments finis

Ensuite, un calcul en éléments finis est effectué pour les points de fonctionnement suivants :

$$\left(|I_1| (A), \varphi_{I_1} (^\circ), vitesse (rpm) \right) = (144, 10^\circ, 1200), (144, 57^\circ, 3500), (144, 77^\circ, 9000)$$

φ_{I_1} : l'angle électrique entre le courant I_1 et l'axe qI .

Ces points sont choisis à partir de la plage de fonctionnement déduit analytiquement dans le paragraphe précédent et tracée par la Figure 4-7.

Les couples dynamiques calculés en éléments finis pour les trois points précédents sont illustrés dans la Figure 4-8 (b). Ces 3 points (Couple/Vitesse) sont représentés en Figure 4-8 (a) dans la caractéristique Couple/Vitesse déterminée. Cependant, l'écart limité entre les résultats précédents est lié principalement à la saturation de fer et la non-linéarité du circuit magnétique.

Finalement, grâce au modèle par éléments finis, les différentes pertes dans le prototype sont calculées puis le rendement pour les mêmes trois points de fonctionnement est déduit. Les résultats affichés dans le Tableau 4-3 représentent une performance satisfaisante du prototype, où le rendement est important et les pertes d'aimants sont tolérables. Dans ce tableau on peut remarquer que les pertes dans le rotor (fer+aimants) sont négligeables en basse vitesse mais qu'elles augmentent proportionnellement à ω_m^2 . A contrario, grâce à la procédure de défluxage effectuée, les pertes fer dans le stator ne montent pas aussi vite avec la vitesse.

4.4.5 Validation des caractéristiques du court-circuit en éléments finis

Le calcul en éléments finis de l'opération en court-circuit à grande vitesse permet de vérifier la capacité du prototype à supporter un tel mode de fonctionnement. Le courant dynamique du court-circuit et son spectre temporel sont calculés puis illustrés dans la Figure 4-9. L'harmonique fondamental de courant correspond bien à cela déduit analytiquement dans le Tableau 4-2. Par contre, un écart de 30% peut être trouvé dans le cas du 3^{ème} harmonique. Cela est lié à la valeur faible de cet harmonique pour le quelle la moindre erreur a un effet importante. L'ensemble des pertes générées en court-circuit est affichée dans le Tableau 4-4. De plus, les pertes dans les aimants sont tracées en fonction du temps dans la Figure 4-10 (a).

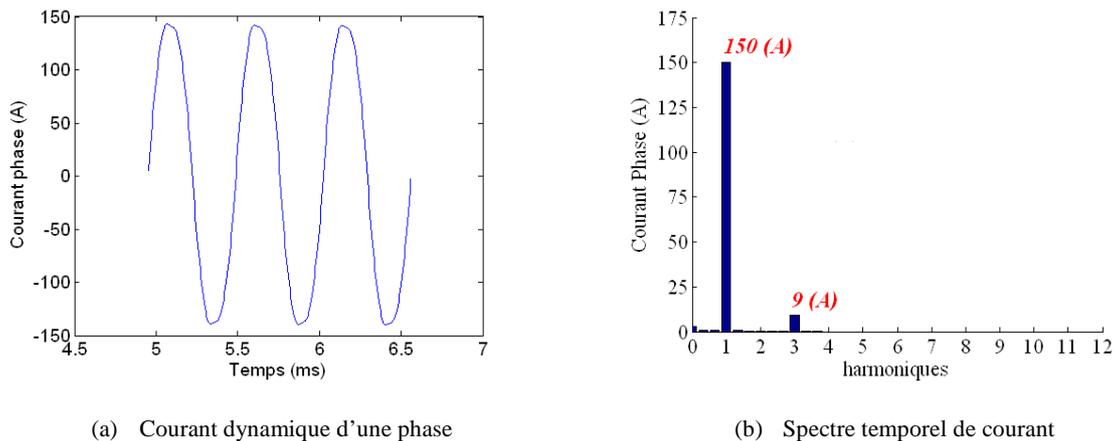


Figure 4-9 Courant du court-circuit calculé en éléments finis à la vitesse maximale (16000 rpm)

La capacité du prototype à tenir ces pertes est examinée en construisant un modèle thermique 2D en éléments finis. En considérant les pertes du court-circuit dans le Tableau 4-4, la température finale (en régime permanent) de différents composants de la machine est calculée puis illustré par une cartographie dans l'Annexe 5.14. Les résultats sont comparés avec les températures maximales permises pour les composants afin de valider leur capacité à résister cette condition thermique.

Tableau 4-4 Pertes dans le prototype calculées en éléments finis pour l'opération en court-circuit à 16000 (rpm) et 20°C

pertes Joule	pertes fer	pertes aimants	pertes totales rotor	pertes totales stator
621 (Watt)	361 (Watt)	179 (Watt)	305 (Watt)	856 (Watt)

Le risque de démagnétisation est aussi vérifié en traçant la densité de flux dans un pôle d'aimant. La Figure 4-10 (b) montre que, cette densité correspond à celle calculée analytiquement à 20°C dans l'Annexe 5.6.3 (voir la Figure 5-11). Cela confirme l'étude faite dans l'Annexe 5.6.3 et assure que les aimants sont à l'abri de la démagnétisation dans les conditions thermiques prévues. En dernier lieu, les deux pics de la densité magnétique de flux qui peuvent être trouvés dans la Figure 4-10 (b), sont liés à la segmentation de chaque pôle d'aimant en 3 morceaux isolés.

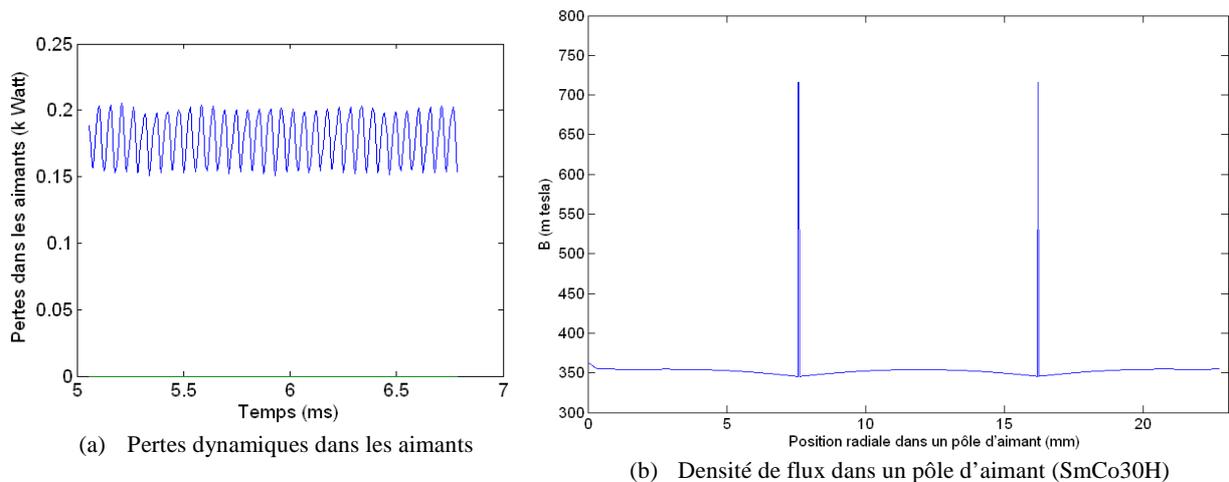


Figure 4-10 Examen d'aimants du prototype en cas du court-circuit (16000 rpm et 20°) à l'aide du modèle par éléments finis

Des études mécaniques indispensables avant de passer à la phase de fabrication sont illustrées dans l'Annexe 5.15. Dans cette annexe on trouve également des photos pour le prototype pendant les différentes étapes de fabrication.

4.5 Caractérisation et validation expérimentale

Afin de tester et valider les caractéristiques du prototype, ce dernier est installé sur une plateforme équipée des plusieurs composants électroniques, mécaniques, et informatiques. Le but de cette plateforme est d'assurer le test du prototype aux plusieurs points de fonctionnement en contrôlant les courants des phases et la vitesse imposée. L'Annexe 5.16 présente une photographie de la plateforme et résume le schéma du contrôle appliqué dans les plans (i_{d1}, i_{q1}) et (i_{d2}, i_{q2}) , en montrant les liaisons entre les différents composants.

4.5.1 Mesure à vide

La force électromotrice (fem) générée par le prototype est mesurée à vide puis comparée avec celle calculée en éléments finis. Cette comparaison est illustrée dans la Figure 4-11 où les spectres temporels sont également calculés.

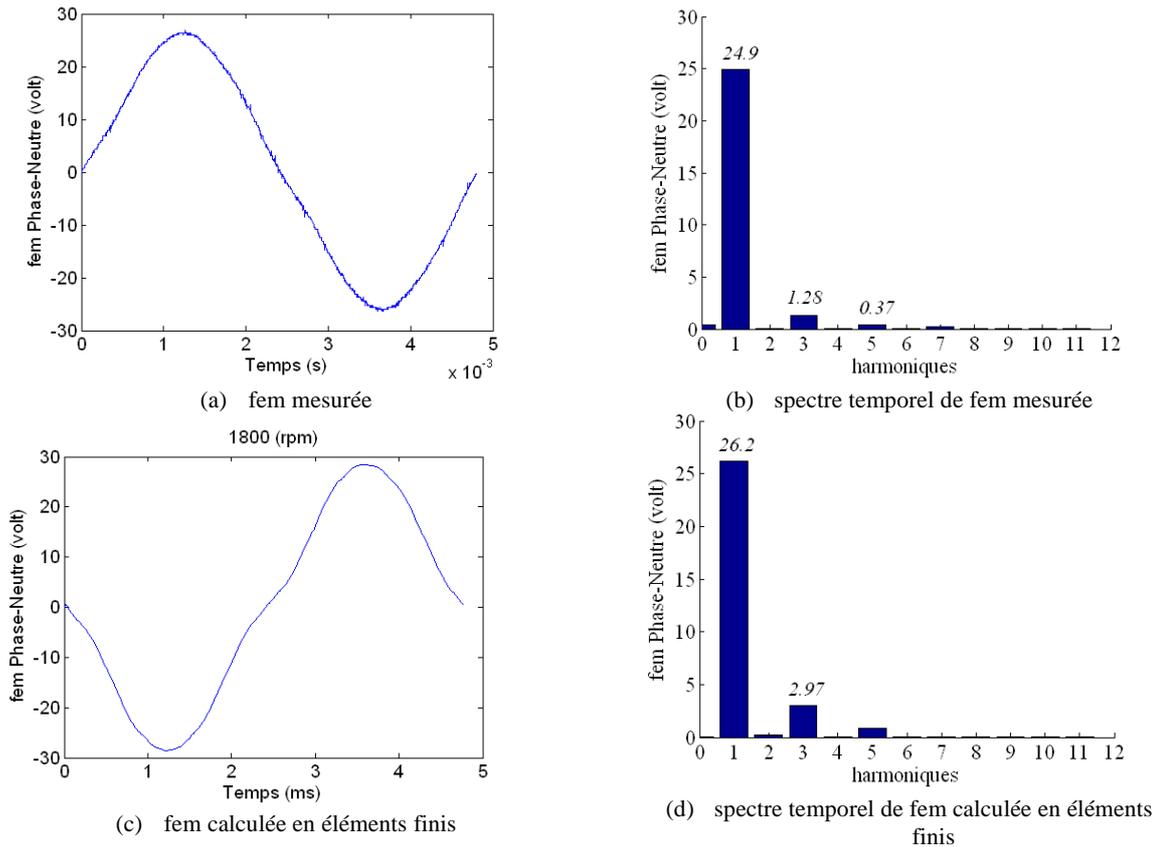


Figure 4-11 Force électromotrice (fem) du prototype à vide et pour une vitesse de 1800 (rpm)

Comme prévu pour la combinaison 5-phases 20/14, un spectre presque sans aucun harmonique parasite peut être remarqué pour la force électromotrice mesurée. De plus, on trouve un écart tolérable de 5% entre l'harmonique fondamentale de la fem mesurée et celle calculée en éléments finis. Alors que, dans le cas du 3^{ème} harmonique et en raison de sa faible valeur, cet écart relatif monte jusqu'à 57%. Néanmoins, ce dernier chiffre a peu d'importance car la machine est destinée à fonctionner uniquement avec l'harmonique fondamental de courant.

4.5.2 Mesure d'inductances

La méthode suivie pour mesurer les inductances propres et mutuelles du prototype est d'injecter un courant sinusoïdal dans la phase A en utilisant une boucle fermée. Ensuite, les tensions aux bornes de toutes les phases sont mesurées afin de calculer les inductances grâce aux équations affichées dans l'Annexe 5.17. Dans cette annexe on trouve également le schéma qui résume la méthode précédente permettant de mesurer les inductances en fonction de l'angle électrique.

La Figure 4-12 (a) trace les inductances mesurées propres et mutuelles puis, en utilisant la transformation dans l'Annexe 5.11, les inductances d'axes (d, q) sont déduites et tracées dans la Figure 4-12 (b). Une convergence remarquable peut être trouvée entre les résultats de mesure et ceux donnés par le modèle par éléments finis dans la Figure 4-4 et Figure 4-5. Cela confirme la fiabilité des différents calculs d'inductance qui sont effectuées en éléments finis. En dernier lieu, l'effet faible de réluctance est également validé par la mesure, où la différence $L_{q1} - L_{d1}$ dans la Figure 4-12 (b) n'est pas suffisamment élevée pour livrer un couple important.

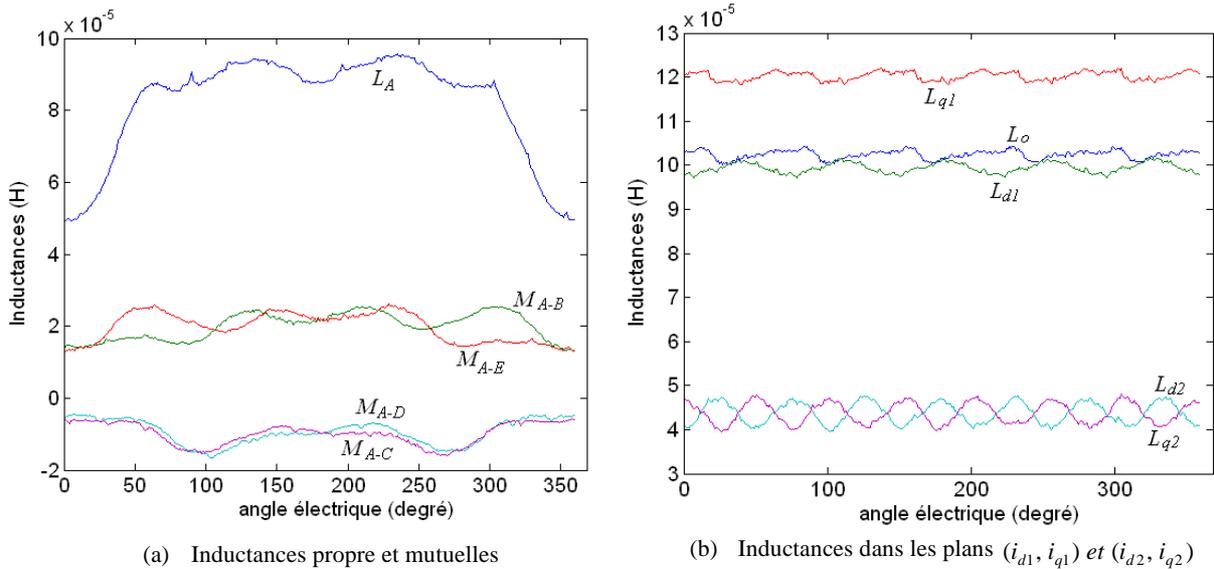


Figure 4-12 Inductances du prototype mesurées en fonction de l'angle électrique

4.5.3 Couple/courant et puissance en basse vitesse

La capacité du prototype à fournir un couple est aussi validée par la mesure effectuée. En imposant une vitesse basse constante, le couple dynamique est mesuré à l'aide d'un capteur du couple pour différentes amplitudes du courant fondamental injecté, puis sa valeur moyenne est calculée sur plusieurs périodes électriques.

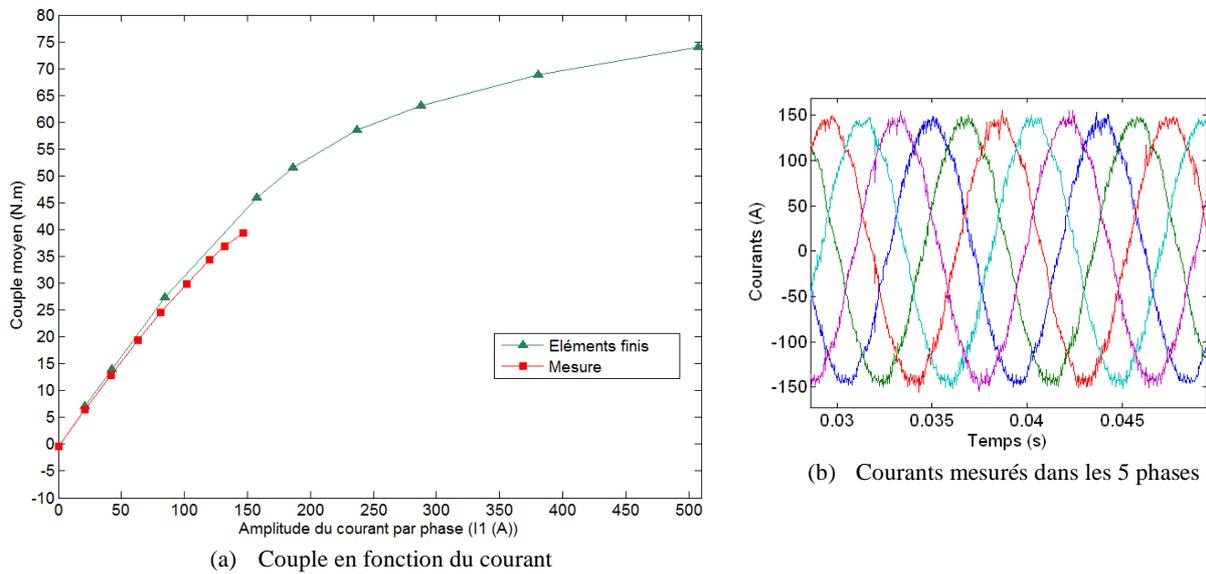


Figure 4-13 Caractéristiques du prototype en basse vitesse et température (955 rpm, 40°C)

Les résultats de ces mesures sont tracés avec le couple donné par le modèle par éléments finis dans la Figure 4-13 (a). On peut remarquer que, la courbe du couple mesuré descend légèrement sous celle calculée en éléments finis lorsque le courant monte. Cela indique probablement que les caractéristiques B-H des tôles utilisées dans le prototype sont un peu moins bonnes que celles pris en compte par le modèle par éléments finis.

Tableau 4-5 Mesure des puissances et des rendements en basse vitesse

<i>vitesse= 955 (rpm)</i>						
<i>amplitude courant par phase</i> I_1 (A)	<i>couple moyen</i> (N.m)	<i>puissance DC entrée</i> P_{DC} (Watt)	<i>puissance mécanique sortie</i> P_{mec} (Watt)	<i>pertes Joule machine</i> P_{joule} (Watt)	<i>rendement total machine+onduleur</i> $\frac{P_{mec}}{P_{DC}}$ (%)	<i>rendement machine</i>
0	-0,4	107	-41	0,5	-	-
21	6,4	840	642	12,1	76,4	92,4
42	12,9	1587	1291	46,3	81,3	93,7
63	19,4	2354	1944	103,2	82,6	93,1
81	24,6	2968	2456	170,2	82,7	92,1
102	29,9	3590	2993	269,4	83,4	90,6
120	34,3	4145	3433	372,7	82,8	89,2
132	36,8	4475	3680	473,7	82,2	87,7
147	39,4	4932	3937	592,8	79,8	86,1

Le Tableau 4-5 affiche les différentes mesures de puissance effectuées en basse vitesse puis il donne les rendements correspondants. Le couple résistant (négatif) qui correspond au courant nul représente principalement les pertes mécaniques et les pertes fer à vide. En négligeant les pertes dans le rotor à basse vitesse (voir le Tableau 4-3), on peut supposer que les pertes fer en charge sont égales à celles mesurées à vide car la machine n'est pas défluxée pour la vitesse imposée (955 rpm). Cela nous a permis de calculer le rendement de la machine donné dans le Tableau 4-5 :

$$\text{Rendement Machine} = \frac{P_{mec}}{P_{mec} + P_{joule} - P_{mec} (I_1 = 0)}$$

La valeur de ce rendement correspond à celle calculée en éléments finis pour la vitesse 1200 (rpm) dans le Tableau 4-3. Cependant, à cause de la saturation des tôles et de son effet négatif sur le couple qui est indiqué dans la Figure 4-13 (a), le rendement du prototype baisse avec la croissance du courant.

Tableau 4-6 Couples massique et volumique mesurés du prototype

<i>courant par phase</i> (A)	<i>densité surfacique de courant dans le cuivre des encoches</i> (A/mm ²)	<i>Couple</i> (N.m)	<i>volume efficace</i> (l)	<i>poids efficace</i> (kg)	<i>Vitesse</i> (rpm)	<i>Rendement</i> (%)	<i>couple massique</i> (N.m/kg)	<i>couple volumique</i> (N.m/l)
147	14	39.4	1.49	12	955	86.1	3.3	26.5

Enfin, dans le Tableau 4-6, les couples massique et volumique du prototype sont calculés pour un point de fonctionnement où le rendement est toujours élevé. En comparant avec le couple massique continu du moteur de Toyota Prius refroidi par huile (3.6 N.m/kg) [90], la valeur 3.3 N.m/kg indiquée dans le Tableau 4-6 représente un couple massique important avec un rendement relativement élevé grâce au bobinage concentré autour des dents.

4.5.4 Court-circuit

Afin de valider les caractéristiques du court-circuit, les 5 phases du prototype sont connectées ensemble puis une vitesse de rotation croissante est imposée. Pour chaque vitesse, le couple et les courants des phases sont mesurés puis projetés en conservant l'amplitude dans les plans (i_{d1}, i_{q1}) , (i_{d2}, i_{q2}) . Dans la Figure 4-14, les mesures sont comparées avec les résultats analytiques donnés par les équations (3-13) et (3-14). Afin d'effectuer ce calcul, les paramètres du prototype affichés dans le Tableau 4-2 sont considérés.

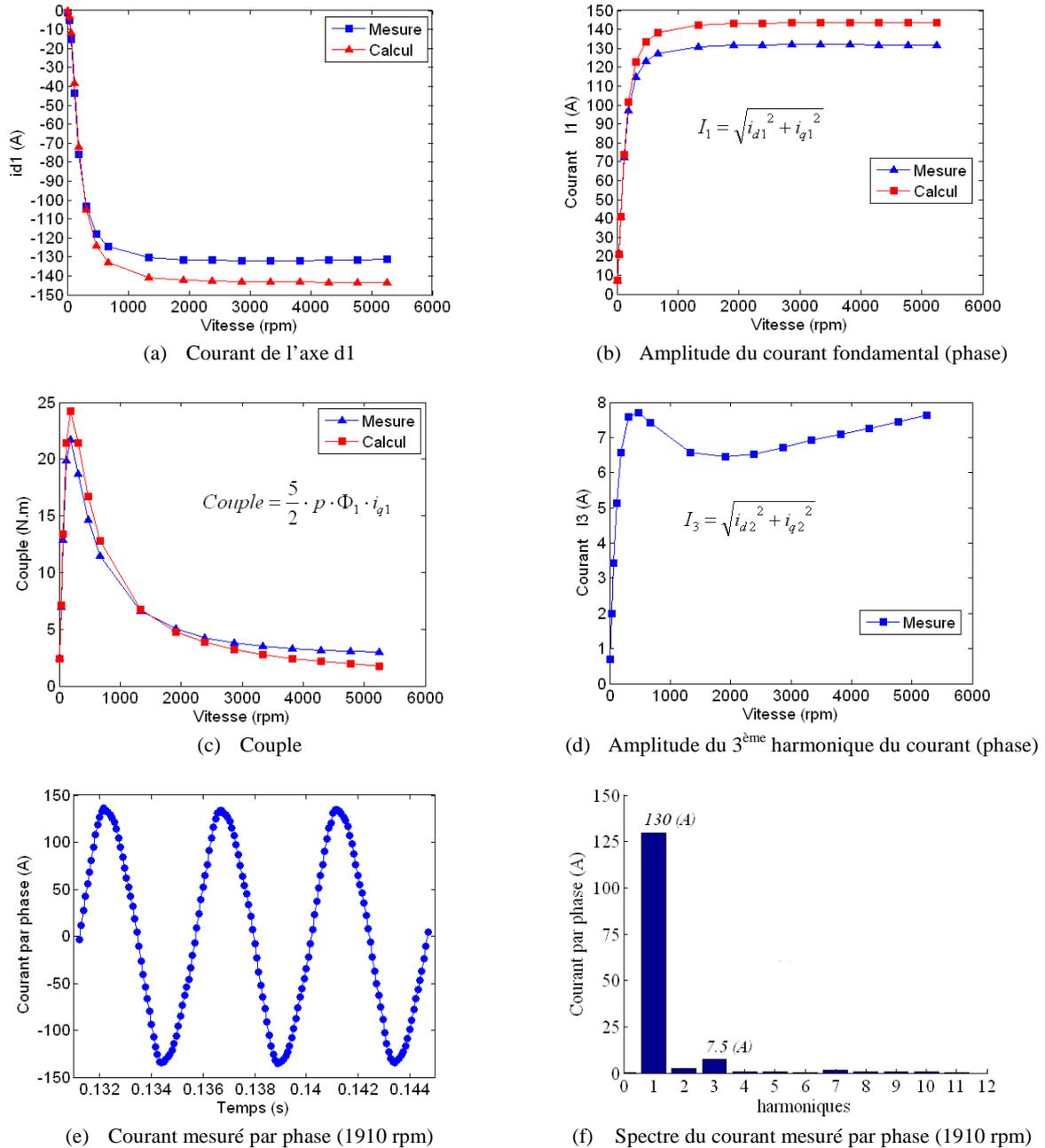


Figure 4-14 Validation expérimentale des caractéristiques du prototype en court-circuit (60°C)

En observant les différentes courbes tracées dans la Figure 4-14 on peut remarquer une convergence significative entre la mesure et le calcul. Cela confirme la validité des différents paramètres du prototype (flux, inductances) donnés par le modèle par éléments finis. En outre, le

courant mesuré du court-circuit en régime permanent (vitesse élevée) est inférieur à celui prévu en calcul. Ce fait assure la tenue du prototype en court-circuit et par conséquent il assure l'opération en puissance constante.

4.5.5 Pertes par courants induits

En pratique, dans les machines électriques, il est difficile de mesurer les pertes par courant induits dans le fer et les aimants. La méthode suivie pour estimer ces pertes dans le prototype est d'appliquer une interpolation sur les pertes totales mesurées (prototype + connexions + onduleur). Le Tableau 4-7 affiche les résultats de la mesure effectuée et donne les pertes totales (joule+fer+aimants) dans le prototype, les connexions, et les électroniques de puissance utilisées. En observant ce tableau on peut constater que les pertes Joule dans le système (machine+onduleur) sont presque constantes pour toutes les vitesses car la variation de l'amplitude de courant n'est pas importante (augmentation légère dans les dernières deux lignes). En outre, le courant de l'axe dI est maintenu constant afin de neutraliser l'effet du défluxage sur les pertes de fer statorique. Par conséquent, on peut supposer que les pertes dans le fer et les aimants dépendent uniquement de la vitesse imposée.

La Figure 4-15 trace les pertes totales (joule+fer+aimants) en fonction de la vitesse croissante puis la courbe d'interpolation qui correspond le mieux aux points récupérés de la mesure est également illustrée. Cette courbe d'interpolation représente l'équation analytique suivante :

$$Pertes \text{ (Watt)} = 792 + 8.44 \times 10^{-6} \times vitesse^2 \text{ (rpm)}$$

Le chiffre 792 dans l'équation précédente représente les pertes Joule dans le système (machine+onduleur) qui ne varient pas avec la vitesse. En revanche, le coefficient $8.44 \times 10^{-6} \times vitesse^2 \text{ (rpm)}$ représente les pertes restantes qui dépendent du carré de la vitesse. Ce fait permet de supposer que, ces pertes restantes ($8.44 \times 10^{-6} \times vitesse^2 \text{ (rpm)}$) sont principalement des pertes dans le fer et les aimants du prototype. La valeur de ces pertes (fer+aimants) est affichée dans le Tableau 4-7 permettant de calculer le rendement final du prototype.

Tableau 4-7 Estimation des pertes dans le fer et les aimants à partir de la mesure effectuée

$i_{d1}=-100 \text{ (A)}$ et $i_{d2}=i_{q2}=0 \text{ (A)}$								
<i>vitesse</i> (rpm)	i_{q1} (A)	P_{DC} (Watt)	P_{mec} (Watt)	P_{joule} <i>machine</i> (Watt) (50° C)	<i>perles</i> <i>mécaniques</i> $Pert_{mec}$ (Watt)	<i>perles totales</i> <i>machine+onduleur</i> (joule+fer+aimants) $P_{DC} - P_{mec} - Pert_{mec}$ (Watt)	<i>perles</i> $\propto vitesse^2$ (fer+aimants) $Pert_{fer+aimants}$ (Watt)	<i>rendement</i> <i>machine</i> (%)
1432	20	1370	538	314	30	802	17,3	59,79
1910	20	1555	678	314	40	837	30,8	63,80
2865	20	1879	964	314	60	855	69,3	68,50
2960	20	1899	975	314	62	862	74,0	68,42
3151	20	1970	1037	314	66	867	83,9	69,09
3247	30	2987	2028	329	68	890	89,0	80,66
3342	30	3114	2152	329	70	891	94,3	81,35

$$rendement = \frac{P_{mec}}{P_{mec} + Pert_{mec} + P_{joule} + Pert_{fer+aimants}}$$

Pendant la mesure précédente, le courant de l'axe *dI* est choisi proche de celui appliqué dans le point de fonctionnement à 3500 (*rpm*) qui est examiné en éléments finis (voir la Figure 4-8 et le Tableau 4-3). Par conséquent, l'effet du défluxage sur les pertes est le même dans les deux cas. Ce fait nous permet de comparer entre les pertes fer et aimants données par le Tableau 4-7 à 3342 (*rpm*) et celles calculées en éléments finis dans le Tableau 4-3 à 3500 (*rpm*). La convergence significative entre les pertes mesurées et celles calculées en éléments finis (94,3 et 70+12), confirme la validité des différents calculs de pertes effectués par le modèle par éléments finis.

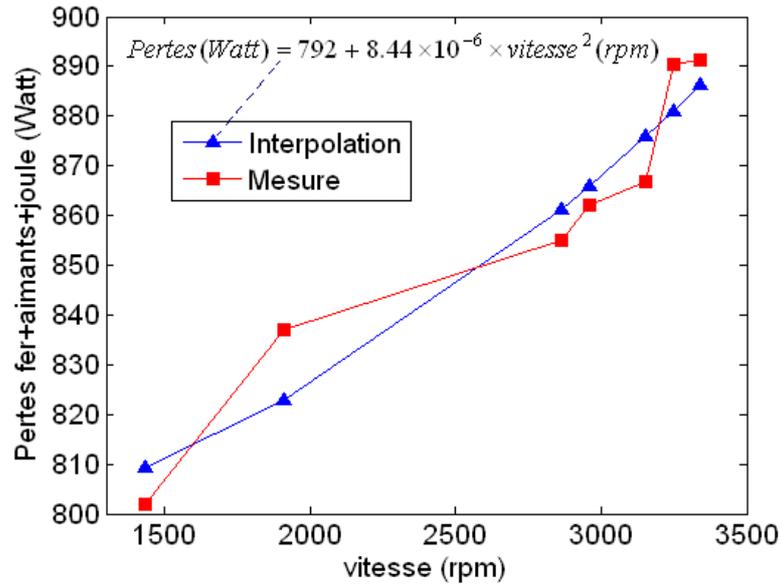


Figure 4-15 Pertes totales (prototype+connexions+onduleur) mesurées en fonction de la vitesse

Conclusion et perspectives

L'objectif de cette thèse a été de rechercher une topologie intéressante d'une machine électrique dédiée pour l'application Mild-Hybrid MHYGALE. Après avoir illustré les avantages et les inconvénients des différents entraînements électriques dans le chapitre 1. Une première analyse basée sur un état de l'art nous a conduit vers une machine synchrone polyphasée à aimants enterrés comprenant un bobinage concentré à pas dentaire. L'idée principale de cette sélection est d'obtenir une machine avec un couple volumique élevé et une large plage de vitesse.

Suite au choix précédent, l'étude des topologies de bobinage à pas dentaire avec différentes combinaisons Encoches/Pôles a été indispensable. Cette étude menée dans le chapitre 2 a permis de sélectionner certaines combinaisons comme éligibles en tenant compte de leur facteur de bobinage lié au premier harmonique. Concernant les combinaisons utilisant une structure triphasée on retrouve deux catégories principales :

- I. Les combinaisons dont le facteur fondamental de bobinage est élevé, mais accompagnées par un niveau important des effets parasites (bruit magnétique et pertes à grande vitesse dans les aimants) ;
- II. Les combinaisons avec 1/2 encoche par pôle et par phase, dont le facteur fondamental de bobinage est suffisamment élevé (0.866) avec un niveau tolérable des effets parasites mais une mauvaise qualité de couple (ondulations de couple).

Les configurations de la deuxième catégorie sont bien connues en triphasé dans les domaines industriels, automobiles notamment, et académiques.

Dans cette thèse, la considération des structures à 5 et 7 phases nous a permis de découvrir d'autres combinaisons Encoches/Pôles qui réalisent un bon compromis entre un facteur de bobinage associé au premier harmonique de valeur élevée et les effets parasites associés. La combinaison 5-phases 20 encoches/14 pôles est ainsi apparue : pour un facteur de bobinage de 0.88 pour le premier harmonique, on observe un niveau acceptable des effets parasites, et une très bonne qualité du couple.

Ceci étant, du fait de très faibles effets parasites et un facteur de bobinage élevé pour le 3^{ème} harmonique, la famille des combinaisons 5 phases avec 1/2 encoche par pôle et par phase, a attiré également notre attention malgré une faible valeur de son facteur de bobinage lié au premier harmonique. De là, est venue l'étude réalisée dans le chapitre 3, où la combinaison 5-phases 20/8 qui appartient à la famille précédente est proposée avec un rotor spécial (bi-harmonique), afin d'améliorer sa performance en exploitant l'harmonique 3 de FEM. Le résultat montre que, grâce à ce rotor le couple produit est augmenté d'environ 30% en basse vitesse puis les pertes Joule associées au fonctionnement à grande vitesse en puissance constante sont réduites d'environ 71%. Cette autre piste souffre a priori néanmoins d'un niveau de pertes important dans le cas d'un court-circuit du fait de la présence d'harmonique 3. Dans le cadre d'une application automobile où la tenue au court-circuit est imposée, elle s'est avérée comme nécessitant plus d'investigations pour être exploitable. C'est donc la structure 20/14 qui a été choisie pour le prototype fabriqué.

Outre l'étude sur les bobinages, le chapitre 2 a bien montré que la topologie à aimants enterrés radialement est favorable pour le fonctionnement à puissance constante sur une large plage de vitesse. Cette topologie permet en effet de protéger les aimants contre un spectre des harmoniques de FMM qui est plus large que celui en cas d'aimants enterrés en V ou tangentielllement. Toujours dans le cadre d'une réduction des pertes par courants induits dans les aimants, il a été mis en évidence l'intérêt

d'une segmentation radiale, plus efficace pour la structure à aimants enterrés que la segmentation axiale classiquement utilisée. En considérant tous les aspects précédents, la topologie de rotor à aimants enterrés radialement a été choisie pour le prototype fabriqué.

C'est également dans le chapitre 2 qu'a été développé un modèle analytique constituant de notre point de vue un outil intéressant permettant de comparer précisément les pertes d'aimants entre les différentes combinaisons en se basant uniquement sur les topologies de bobinage.

La cohérence de toutes les études analytiques menées dans la thèse est corroborée par des modèles en éléments finis. Les mesures effectuées sur le prototype ont également donné des caractéristiques attendues théoriquement pour la combinaison 5-phases 20/14 avec un rotor à aimants enterrés radialement.

Plusieurs perspectives potentielles peuvent compléter les travaux menés dans cette thèse. Tout d'abord, concernant le modèle analytique développé pour les pertes dans les aimants. Le paramètre essentiel dans ce modèle, est le ratio λ_v/w entre largeur d'un pôle d'aimant et longueur d'onde de l'harmonique nocif de FMM vue par ce pôle. Dans le chapitre 2, afin de neutraliser l'influence de la topologie rotorique sur ce ratio, les combinaisons sont comparées uniquement en supposant une structure à aimants surfaciques ou tangentiellement enterrés. Par conséquent, l'impact de cette topologie sur les pertes d'aimants observé dans le chapitre 3 pourrait être plus profondément étudié. Ensuite, l'aspect de segmentation traité dans le chapitre 3 peut être généralisé en proposant une segmentation optimale en fonction de la combinaison Encoches/Pôles et la topologie rotorique, afin d'assurer une réduction maximale de pertes avec le moindre nombre d'aimants.

De nombreuses voies sont ouvertes par l'étude du rotor bi-harmonique menée au chapitre 3. La structure rotorique proposée, se basant sur un calcul analytique, peut être améliorée et optimisée à l'aide d'un modèle en éléments finis. En outre, dans cette étude, nous avons développé le rotor bi-harmonique dans le but de booster au maximum le couple de la machine pour un niveau donné des pertes Joule, sans tenir compte d'autres contraintes au niveau de la commande comme la tension limitée de bus. Ainsi, on peut imaginer un autre scénario, dans lequel le rotor bi-harmonique est dimensionné afin d'obtenir le spectre de FEM (phase et amplitude) qui permet à la commande d'améliorer la performance de la machine en exploitant au mieux la source de tension disponible.

Bibliographie

- [1] Site : <http://www.assemblee-nationale.fr/12/pdf/rap-off/i2757.pdf>, MM. Christian CABAL, Claude GATIGNOL, "Définition et implications du concept de voiture propre". Enregistré à la Présidence de l'Assemblée nationale, N 2757, le 14 décembre 2005.
- [2] L. Chapman, "Transport and climate change", *Journal of Transport Geography* 15, pp. 354-367, 2007.
- [3] J. Pyrhonen, T. Jokinen, V. Hrabovcova, "DESIGN OF ROTATING ELECTRICAL MACHINES", Book, Department of Electrical Engineering, Lappeenranta University of Technology, Finland, 2008.
- [4] A. Hughes, "Electrical Motors and Drives", Book, Department of Electrical and Electronic Engineering, University of Leeds, UK, 2006.
- [5] L. Lechevallier, J. M. Le Breton, P. Tenaud, A. Morel, S. Brassard, "Aimants permanents – applications et perspectives. Techniques de l'ingénieur, D2102.
- [6] S. Zhang, Jin Xu, J. Junak, D. Fiederling, G. Sawczuk, M. Koch, A. Schalja, M. Podack, J. Baumgartner, "Permanent magnet technology for electric motors in automotive applications", *Electric Drives Production Conference (EDPC), 2012 2nd International* , pp.1-11, 15-18 Oct. 2012.
- [7] R.-B. Mignot, F. Dubas, C. Espanet, F. Charih, D. Chamagne, "PM synchronous motors for automotive applications: Virtual prototype and experimental testing", *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2012 International Symposium on*, pp.384-388, 20-22 June 2012.
- [8] H. C M. Mai, R. Bernard, P. Bigot, F. Dubas, D. Chamagne, C. Espanet, "Optimal design of a PMSM using concentrated winding for application urban hybrid vehicle", *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, pp.1-6, 1-3 Sept. 2010.
- [9] H. Akita, Y. Nakahara, N. Miyake, T. Oikawa, "New core structure and manufacturing method for high efficiency of permanent magnet motors", *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, vol.1, pp.367-372 vol.1, 12-16 Oct. 2003.
- [10] B. Canis, "Battery Manufacturing for Hybrid and Electric Vehicles: Policy Issues", *Congressional Research Service*, March 22, 2011.
- [11] N. Takeda, S. Imai, Y. Horll, H. Yoshida, "Development of High-Performance Lithium-Ion Batteries for Hybrids Electric Vehicles", *Technical Review, New technologies*, no. 15, 2003.
- [12] A. Burke, M. Miller, "Performance Characteristics of Lithium-Ion Batteries of Various Chemistries for Plug-in Hybrid Vehicles", *EVS24 International Battery, Hybrid and Fuel Cell Vehicles Symposium*, Stavanger, Norway, 13-16 May 2009.
- [13] A.-L. Allègre, R. Trigui, A. Bouscayrol, "Different energy management strategies of Hybrid Energy Storage System (HESS) using batteries and supercapacitors for vehicular applications", *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, pp.1-6, 1-3 Sept. 2010.
- [14] M. Olszewski, "Evaluation of 2004 Toyota Prius Hybrid Electric Drive System", *Energy Efficiency and Renewable Energy, FreedomCAR and Vehicle Technologies, Vehicle Systems Team*, Oak Ridge, May 2005.

- [15] P. Wandt, "3rd Generation of the Toyota Prius, Electronics as key for efficiency increase in hybrid Powertrains", ZVEI Competence in Automotive Electronics, Munich, December 8th 2009.
- [16] Site: <http://www.alabc.org>, "The advanced Lead-Acid Battery Consortium".
- [17] Site: http://www.developpement-durable.gouv.fr/IMG/spipwwwmedad/pdf/7._Fiche_Mhygale_cle1eb92e.pdf
- [18] W. Soong and T. J. E. Miller, "Field weakening performance of brushless synchronous AC motor drives", *Proc. Inst. Elect. Eng.—Electr. Power Appl.*, vol. 141, no. 6, pp. 331–340, Nov. 1994.
- [19] R. F. Schiferl and T. A. Lipo, "Power capability of salient pole permanent magnet synchronous motor in variable speed drive applications", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 1, pp. 115–123, Jan./Feb. 1990.
- [20] F. Scuiller, J.-F. Charpentier, E. Semail, S. Clenet, "Comparison of two 5-phases Permanent Magnet machine winding configurations. Application on naval propulsion specifications", *Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International*, vol. 1, no., pp. 34–39, 3–5 May 2007.
- [21] J. Fletcher, "Performance of three- and five-phases PM-based wind generators under rectifier diode failures", *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, vol., no., pp. 3640–3645, 7–10 Nov. 2011.
- [22] X. Kestelyn, Y. Crevits, E. Semail, "Fault tolerant control of a seven-phases drive by degrees of freedom adaptation", *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, vol., no., pp. 1513–1518, 14–17 March 2010.
- [23] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, 2008, pp. 1893–1909.
- [24] B. Aslan, E. Semail, J. Legranger, T. Vigier, "Influence of Rotor Structure and Number of Phases on Torque and Flux Weakening Characteristics of V-shape Interior PM Electrical Machine", *Journal of Energy and Power Engineering* 6 (2012), pp. 1461–1471. September 2012.
- [25] X. Kestelyn, E. Semail, "A Vectorial Approach for Generation of Optimal Current References for Multiphase Permanent-Magnet Synchronous Machines in Real Time", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 11, pp. 5057–5065, Nov. 2011.
- [26] D. Zhu, X. Qiu, N. Zhou, Y. Yan, "A novel five phase fault tolerant doubly salient electromagnetic generator for direct driven wind turbine", *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference*, pp. 2418–2422, 17–20 Oct. 2008.
- [27] B. Zhang, H. Bai, S. D. Pekarek, W. Eversman, R. Krefta, G. Holbrook, D. Buening, "Comparison of 3-, 5-, and 6-Phase Machines For Automotive Charging Applications", *International Electric Machines and Drives Conference, EMDC'03 USA*, 1–4, vol. 3, pp. 1357 – 1362, June 2003.
- [28] S.M.H. Mousavi, S.S.S.G. Sefid, S.M. Mirbagheri, S.E.S.G. Sefid, "Reduction of torque ripple and increase of torque capacity of BLDC motor", *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2012 IEEE International Conference on*, vol., no., pp. 1, 5, 16–19 Dec. 2012.
- [29] J. Cros, P. Viarouge, "Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 17, no. 2, pp. 248–253, Jun. 2002.
- [30] F. Magnussen, C. Sadarangani, "Winding factors and Joule losses of permanent magnet machines with concentrated windings", in *Proc. IEEE-IEMDC*, Madison, vol. 1, pp. 333–339, WI, Jun. 2003.

- [31] J. Cros, P. Viarouge, C. Gelinas, "Design of PM brushless motors using iron-resin composites for automotive applications", in Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting, vol. 1, pp. 5-11, Oct. 1998.
- [32] A.M. El-Refaie, M.R. Shah, J.P. Alexander, S. Galioto, Kum-Kang Huh, W.D. Gerstler, "Rotor end losses in multi-phases fractional-slot concentrated-winding permanent magnet synchronous machines", Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, vol., no., pp.1312-1320, 12-16 Sept. 2010.
- [33] A.M. EL-Refaie, "Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.57, no.1, pp.107-121, Jan. 2010.
- [34] Site: www.zfsachs.com/dynastart-pc
- [35] F. Magnussen, H. Lendenmann, "Parasitic Effects in PM Machines with Concentrated Windings", IEEE Trans. on Industry Applications, vol.43, no.5, pp.1223-1232, Sept-Oct. 2007.
- [36] D. Ishak, Z.Q. Zhu, D. Howe, "Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number of slots per pole", Magnetics, IEEE Transaction, vol.41, no.9, pp. 2462-2469, Sept. 2005.
- [37] A. Cassat, C. Espanet, R. Coleman, L. Burdet, E. Leleu, D. Torregrossa, J. M'Boua, A. Miraoui, "A Practical Solution to Mitigate Vibrations in Industrial PM Motors Having Concentric Windings", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.48, no.5, pp.1526-1538, Sept.-Oct. 2012.
- [38] B. C. Mecrow, A. G. Jack, D. J. Atkinson, S. R. Green, G. J. Atkinson, A. King, and B. Green, "Design and testing of a four-phases fault-tolerant permanent-magnet machine for an engine fuel pump", IEEE Trans. Energy Convers., vol. 19, no. 4, pp. 671-678, Dec. 2004.
- [39] L. Chong, R. Dutta, M.F. Rahman, "A comparative study of rotor losses in an IPM with single and double layer concentrated windings", Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference on, vol., no., pp.942-946, 10-13 Oct. 2010.
- [40] Cours d'Electricité 2, Électrotechnique et machines électriques tournantes, I.U.T Mesures Physiques, Université Montpellier 2, Année universitaire 2008-2009.
- [41] C. Espanet, "Moteurs Electriques Intégrés dans les Roues" Université de Franche-Comté, Institut FEMTO-ST, département ENISYS, Journées du club EEA, Lille, 11&12 mars 2009.
- [42] T. Finken, M. Hombitzer, K. Hameyer, "Study and comparison of several permanent-magnet excited rotor types regarding their applicability in electric vehicles", Emobility-Electrical Power Train, 2010, vol., no., pp.1-7, 8-9 Nov. 2010.
- [43] M. Barcaro, N. Bianchi, F; Magnussen, "PM Motors for Hybrid Electric Vehicles", The Open Fuels & Energy Science Journal, vol. 2, pp. 135-141, 2009.
- [44] A.M. El-Refaie, T.M. Jahns, "Impact of winding layer number and magnet type on synchronous surface PM machines designed for wide constant-power speed range operation", Energy Conversion, IEEE Trans, vol. 23(1), pp. 53-60, 2008.
- [45] Z. Q. Zhu, D. Howe, "Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles", Proceedings of the IEEE, vol. 95(4), pp. 746-765, 2007.
- [46] M.A. Rahman, "IPM Motor Drives for Hybrid Electric Vehicles", Proceedings of the Int. Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, ACEMP '07, pp. 109-115, Bodrum:

Turkey, 2007.

- [47] Z. Q. Zhu, "Fractional Slot Permanent Magnet Brushless Machines and Drives for Electric and Hybrid Propulsion Systems", Ecologic Vehicles and Renewable Energies Conference EVER, Monaco, 26-29 March 2009.
- [48] Franck Scuiller, Eric Semail, Jean-Frédéric Charpentier, "General modeling of the windings for multi-phases AC machines, Application to the analytical estimation of the mutual stator inductances for smooth air gap machines", The European Physical Journal Applied Physics, vol.50, Issue. 03, 31102 (15 pages), 2010.
- [49] Pia Salminen, "Fractional slot permanent magnet synchronous motors for low speed applications", Thesis for the degree of Doctor of Science (Technology), Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland on the 20th of December 2004.
- [50] C. Gerada, K.J. Bradley, "Integrated PM Machine Design for an Aircraft EMA", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.55, no.9, pp.3300-3306, Sept. 2008.
- [51] Florence Meier, "Permanent-Magnet Synchronous Machines with Non-Overlapping Concentrated Windings for Low-Speed Direct-Drive Applications", Doctoral thesis, KTH, School of Electrical Engineering (EES), Electrical Machines and Power Electronics, Stockholm 2008.
- [52] N. Bianchi, M. Dai Pre, "Use of the star of slots in designing fractional-slot single-layer synchronous motors", Electric Power Applications, IEE Proceedings-, vol.153, no.3, pp.459,466, 1 May 2006.
- [53] A. Ivanov-Smolenski, "Machines Electriques", Book, tome 1, Editions de Moscou, 1980, Chap 24 et 27.
- [54] J. Chatelain, "Machines Electriques", Book, tome 1, Editions Dunod, 1983, Chap 3.
- [55] E. Semail, A. Bouscayrol, J.P. Hautier, "Vectorial formalism for analysis and design of polyphase synchronous machines", EPJ AP (European Physical Journal-Applied Physics), Vol 22, N°3, pp. 207-220, 2003.
- [56] E. Semail, X. Kestelyn, A. Bouscayrol, "Right Harmonic Spectrum for the back-electromotive force of a n-phase synchronous motor", IAS 2004, IEEE Industrial Application Society Annual Meeting, Seattle, Washington October 3-7, 2004.
- [57] Eric Semail, "Outils et Méthodologie d'Etude des Systèmes Electriques Polyphasés. Généralisation de la Méthode des Vecteurs d'Espace", Thèse présentée à l'Université des Sciences et Technologies de Lille 1, juin 2000.
- [58] M.T. Abolhassani, "A novel multiphase fault tolerant high torque density permanent magnet motor drive for traction application", Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on, vol., no., pp.728-734, 15-15 May 2005.
- [59] Xavier Kestelyn, "Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs machines polyphasés", Thèse Université de Lille 1 , Décembre 2003.
- [60] X. Kestelyn, E. Semail, Y. Crevits, "Generation of on-line optimal current references for Multi-phases Permanent Magnet Machines with open-circuited phases", Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International, vol., no., pp.689-694, 3-6 May 2009.
- [61] E. Semail, X. Kestelyn, A. Bouscayrol, "Sensitivity of a 5-phases brushless DC machine to the 7th harmonic of the back-electromotive force", Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC

04. 2004 IEEE 35th Annual, vol.6, no., pp.4564-4570, Vol.6, 20-25 June 2004.
- [62] J. Figueroa, J. Cros, P. Viarouge, "Polyphase PM brushless DC motor for high reliability application", EPE 2003, Toulouse, September 2003.
- [63] Aimeng Wang, Heming Li, Cheng-Tsung Liu, "On the Material and Temperature Impacts of Interior Permanent Magnet Machine for Electric Vehicle Applications", Magnetics, IEEE Transaction, vol.44, no.11, pp.4329-4332, Nov. 2008.
- [64] Adel Bettayeb, Robert Kaczmarek, Jean-Claude Vannier, "Analytical Estimation of Rotor Loss Due to Stator Slotting of Synchronous PM Machines", World Academy of Science, Engineering & Technology, Vol. 66, p193, Jun2010.
- [65] L.J. Wu, Z.Q. Zhu, D. Staton, M. Popescu, D. Hawkins, "Analytical Model for Predicting Magnet Loss of Surface-Mounted Permanent Magnet Machines Accounting for Slotting Effect and Load", Magnetics, IEEE Transaction, vol.48, no.1, pp.107-117, Jan. 2012.
- [66] E. Fornasiero, N. Bianchi, S. Bolognani, "Slot Harmonic Impact on Rotor Losses in Fractional-Slot Permanent-Magnet Machines", Industrial Electronics, IEEE Transaction, vol.59, no.6, pp.2557-2564, June 2012.
- [67] Antoine Bruyere, "MODELISATION ET COMMANDE D'UN ALTERNO-DEMARREUR HEPTAPHASE POUR APPLICATION AUTOMOBILE MICRO-HYBRIDE", Thèse pour obtenir le grade de Docteur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Génie Electrique, 6 Mai 2009.
- [68] A.M. El-Refaie, M.R. Shah, Ronghai Qu, J.M. Kern, "Effect of Number of Phases on Losses in Conducting Sleeves of Surface PM Machine Rotors Equipped With Fractional-Slot Concentrated Windings", Industry Applications, IEEE Transaction, vol.44, no.5, pp.1522-1532, Sept.-oct. 2008.
- [69] N. Bianchi, S. Bolognani, E. Fornasiero, "A General Approach to Determine the Rotor Losses in Three-phases Fractional-Slot PM Machines", Proc of IEMDC 07, IEEE International Electrical Machines and Drives Conference, Turkey, 2007.
- [70] E. Fornasiero, N. Bianchi, S. Bolognani, "Rotor losses in fractional-slot three-phases and five-phases PM machines", Proc. of ICEM'10, International Conference on Electrical Machines, Italy, Sept. 2010.
- [71] N. Bianchi, S. Bolognani, E. Fornasiero, "A General Approach to Determine the Rotor Losses in Three-phases Fractional-Slot PM Machines", Proc of IEMDC 07, IEEE International Electrical Machines and Drives Conference, Turkey, 2007.
- [72] N. Bianchi, E. Fornasiero, "Impact of MMF Space Harmonic on Rotor Losses in Fractional-Slot Permanent-Magnet Machines", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol.24, no.2, pp.323-328, June 2009.
- [73] Jian Li, Da-Woon Choi, Dong-Hyeok Son, Yun-Hyun Cho, "Effects of MMF Harmonics on Rotor Eddy-Current Losses for Inner-Rotor Fractional Slot Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Machines", Magnetics, IEEE Transaction, vol.48, no.2, pp.839-842, Feb. 2012.
- [74] T.J.E. Miller, M.I. McGilp, K.W. Klontz, "Approximate methods for calculating rotor losses in permanent-magnet brushless machines", Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International, vol., no., pp.1-8, 3-6 May 2009.
- [75] J. Pyrhonen, H. Jussila, Y. Alexandrova, P. Rafajdus, J. Nerg, "Harmonic Loss Calculation in Rotor Surface Permanent Magnets : New Analytic Approach", Magnetics, IEEE Transaction , vol.

48, no.8, pp.2358-2366, 2012.

- [76] Wan-Ying Huang, A. Bettayeb, R. Kaczmarek, J.-C. Vannier, "Optimization of Magnet Segmentation for Reduction of Eddy-Current Losses in Permanent Magnet Synchronous Machine", *Energy Conversion, IEEE Transaction*, vol.25, no.2, pp.381-387, June 2010.
- [77] A. Bettayeb, X. Jannot, J. Vannier, "Analytical calculation of rotor magnet eddy-current losses for high speed IPMSM", *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, vol., no., pp.1-6, 6-8 Sept. 2010.
- [78] L. Alberti, E. Fornasiero, N. Bianchi, "Impact of the Rotor Yoke Geometry on Rotor Losses in Permanent-Magnet Machines", *Industry Applications, IEEE Transaction*, vol.48, no.1, pp.98-105, Jan.-Feb. 2012.
- [79] Z.Q. Zhu, D. Howe, "Electromagnetic noise radiated by brushless permanent magnet DC drives", *Electrical Machines and Drives, 1993. Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 376)*, vol., no., pp.606-611, 8-10 Sep 1993.
- [80] Z. Q. Zhu, "Fractional Slot Permanent Magnet Brushless Machines and Drives for Electric and Hybrid Propulsion Systems", *Proc. of EVER, International Congress, Monaco*, 26-29 March 2009.
- [81] Freddy Magnussen, Dmitry Svechkarenko, Peter Thelin, Chandur Sadarangani, "Analysis of a PM Machine with Concentrated Fractional Pitch Windings", *Conference, Proceedings of the Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORpie), 2004*.
- [82] E. Fornasiero, L. Alberti, N. Bianchi, S. Bolognani, "Considerations on selecting fractional-slot windings", *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, vol., no., pp.1376,1383, 12-16 Sept. 2010.
- [83] H.A. Toliyat, S.P. Waikar, T.A. Lipo, "Analysis and simulation of five-phases synchronous reluctance machines including third harmonic of airgap MMF", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.34, no.2, pp.332-339, Mar/Apr 1998.
- [84] H.A. Toliyat, Shi Ruhe, Xu Huangsheng, "A DSP-based vector control of five-phases synchronous reluctance motor", *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, vol.3, no., pp.1759-1765, 2000.
- [85] Kwon Soon-O, Kim Sung-Il, Zhang Peng, Hong Jung-Pyo, "Performance comparison of IPMSM with distributed and concentrated windings", *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, vol.4, no., pp.1984-1988, 8-12 Oct. 2006.
- [86] Lee Hyung-Woo, Park Chan-Bae, Lee Byung-Song, "Performance comparison of the railway traction IPM motors between concentrated winding and distributed winding", *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2012 IEEE*, vol., no., pp.1-4, 18-20 June 2012.
- [87] P. Sergeant, A. Van den Bossche, "Segmentation of Magnets to Reduce Losses in Permanent-Magnet Synchronous Machines", *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol.44, no.11, pp.4409,4412, Nov. 2008.
- [88] J.D. Ede, K. Atallah, G.W. Jewell, J.B. Wang, D. Howe, "Effect of Axial Segmentation of Permanent Magnets on Rotor Loss in Modular Permanent-Magnet Brushless Machines", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.43, no.5, pp.1207,1213, Sept.-oct. 2007.
- [89] S. Hlioui, L. Vido, Y. Amara, M. Gabsi, A. Miraoui, M. Lecrivain, "Design of a synchronous machine with concentric stator windings and permanent magnets in focusing configuration", *Electrical Machines and Power Electronics, 2007. ACEMP '07. International Aegean Conference*

Bibliographie

on, vol., no., pp.507-512, 10-12 Sept. 2007.

- [90] Hector Zelaya De La Parra, Freddy Magnussen, Sjoerd Bosga, "Challenges for Electric Machines and Power Electronics in Automotive Applications", Ecologic Vehicles and Renewable Energies Conference EVER, Monaco, 26-29 March 2009.

5 Annexes

5.1 Cahier des charges MHYGALE

5.1.1 Dimensions globales

Tableau 5-1 dimensions globales de la machine électrique du projet MHYGALE [source Valeo]

Max total length ¹	(mm)	170
Max stator outer diameter ²	(mm)	160
¹ La longueur totale qui englobe le système de refroidissement, la carcasse, le capteur de position, mais sans fixations ou connexions électriques ² Le diamètre extérieur du stator qui englobe la carcasse, mais sans fixations ou connexions électriques		

5.1.2 Performance

Tableau 5-2 Caractéristiques Puissance-Vitesse de la machine électrique du projet MHYGALE [source Valeo]

Transient mechanical power (motor)	kW _m @ rpm	8 @ <8000
Transient torque (motor)	N.m @ basse vitesse	50 @ basse vitesse
Permanent mechanical power (motor)	kW _m @ rpm	8 @ 8000→16000
Transient electrical power (generator)	kW _e @ rpm	10 @ <8000
Permanent electrical power (generator)	kW _e @ rpm	9 @ 8000→16000
Maximum speed	rpm	16 000
Overspeed	rpm	18 000
Best case efficiency (hot operating conditions)	%	> 90
Max torque ripple (of rated torque on whole speed range)	%	<8

5.2 Exemple d'un diagramme vectoriel de tension dans le cas d'un bobinage à pas diamétral

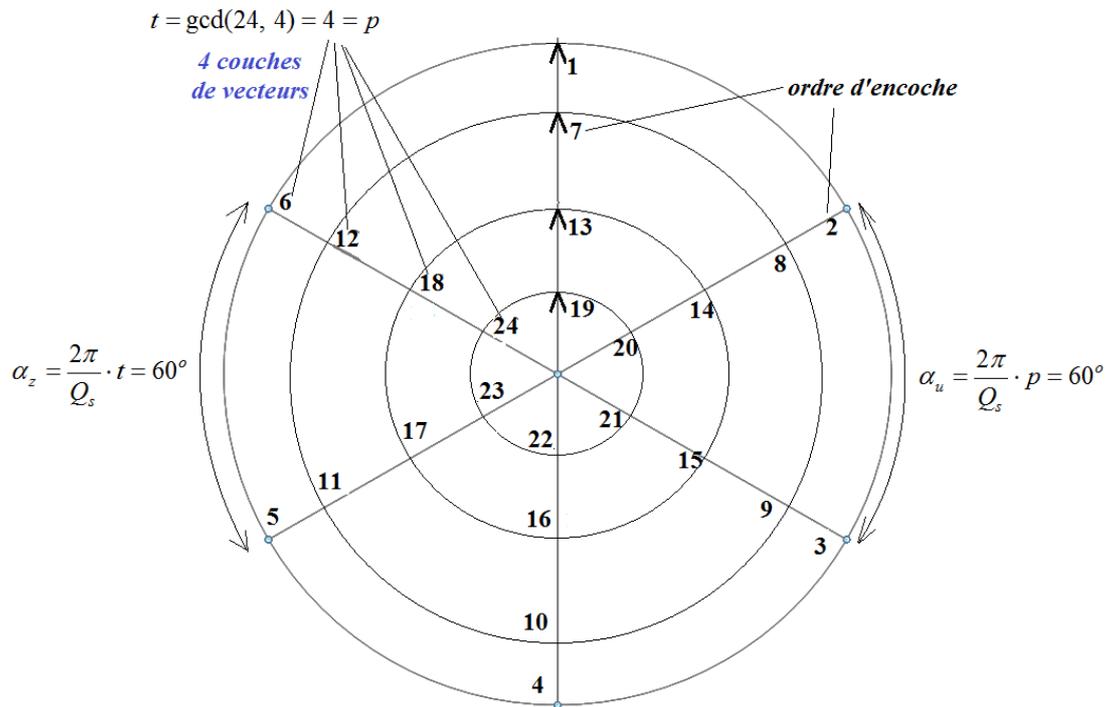
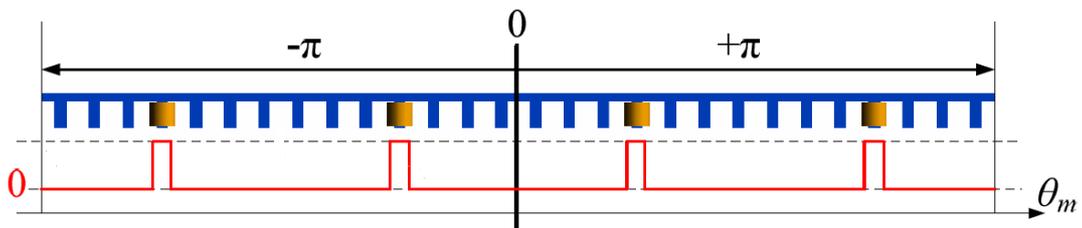
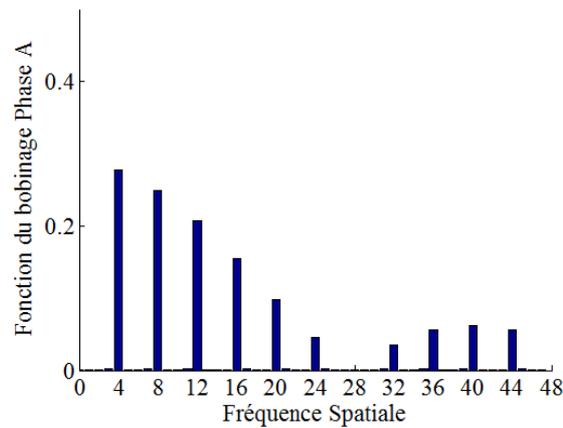


Figure 5-1 Diagramme vectoriel de tension pour un bobinage classique 3-phases à pas diamétral (24 encoches/8 pôles)

5.3 Fonction de bobinage dans la combinaison 7-phases 28/16



(a) Fonction de bobinage d'une phase



(b) Spectre spatial

Figure 5-2 La fonction de bobinage et son spectre spatial dans l'alternateur 7-phases 28/16 étudié dans une thèse «Valeo» [67]

5.4 Cartographie de la densité de flux

5.4.1 Combinaison 5-phases 20/8 avec un rotor classique mono-harmonique

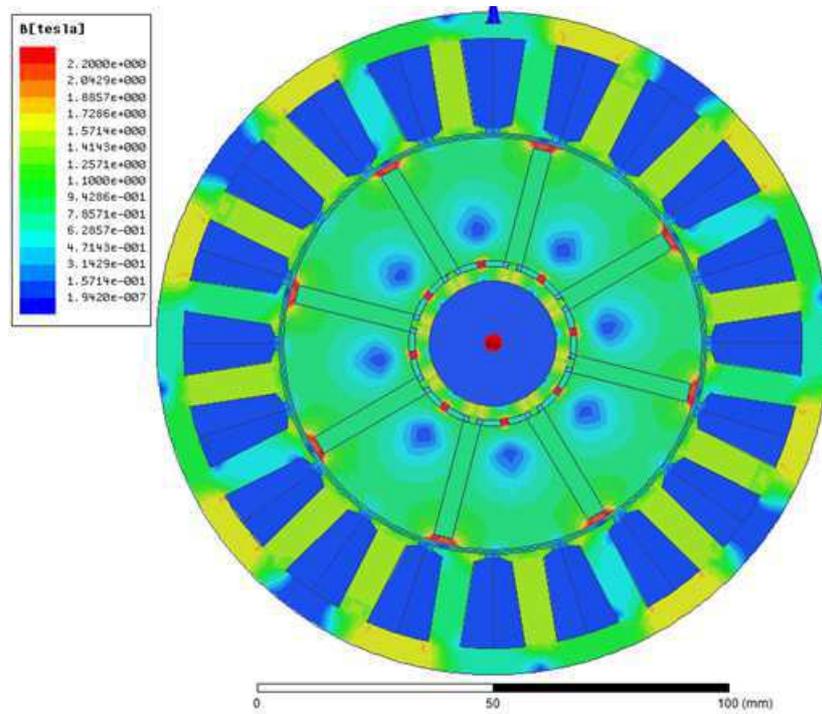


Figure 5-3 Cartographie de la densité de flux en charge avec un couple maximal (5-phases 20/8 rotor classique)

5.4.2 Combinaison 5-phases 20/14 avec un rotor classique mono-harmonique

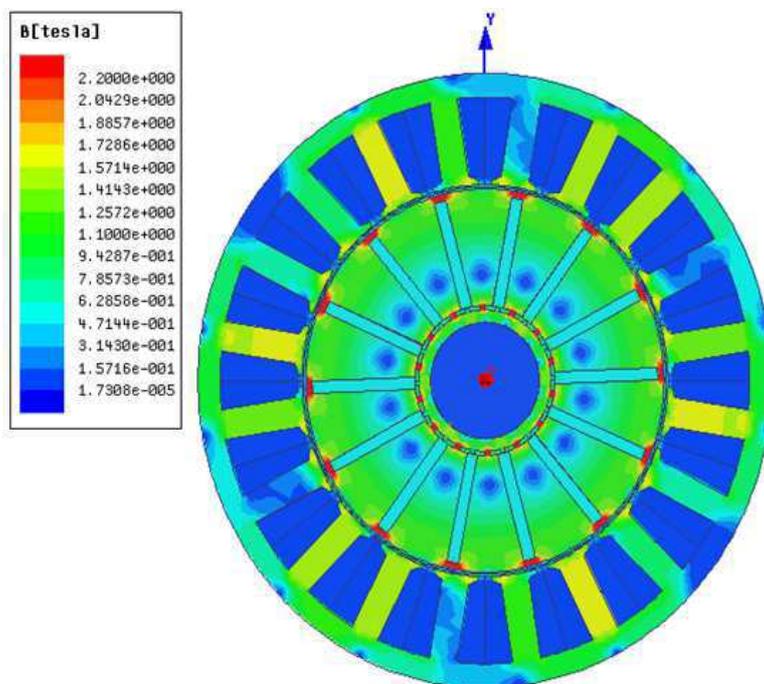


Figure 5-4 Cartographie de la densité de flux en charge avec un couple maximal (5-phases 20/14 rotor classique)

5.4.3 Combinaison 5-phases 20/8 avec un rotor spécial Bi-Harmonique (petits pôles supplémentaires)

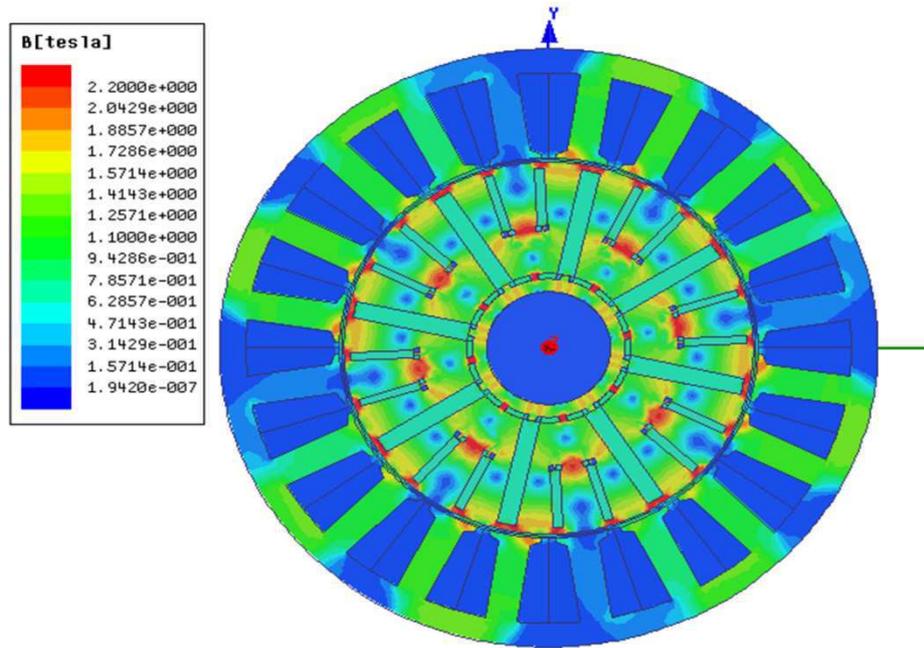


Figure 5-5 Cartographie de la densité de flux en charge avec un couple maximal (5-phases 20/8 rotor bi-harmonique)

5.5 Stratégie de défluxage appliquée

5.5.1 Basse vitesse

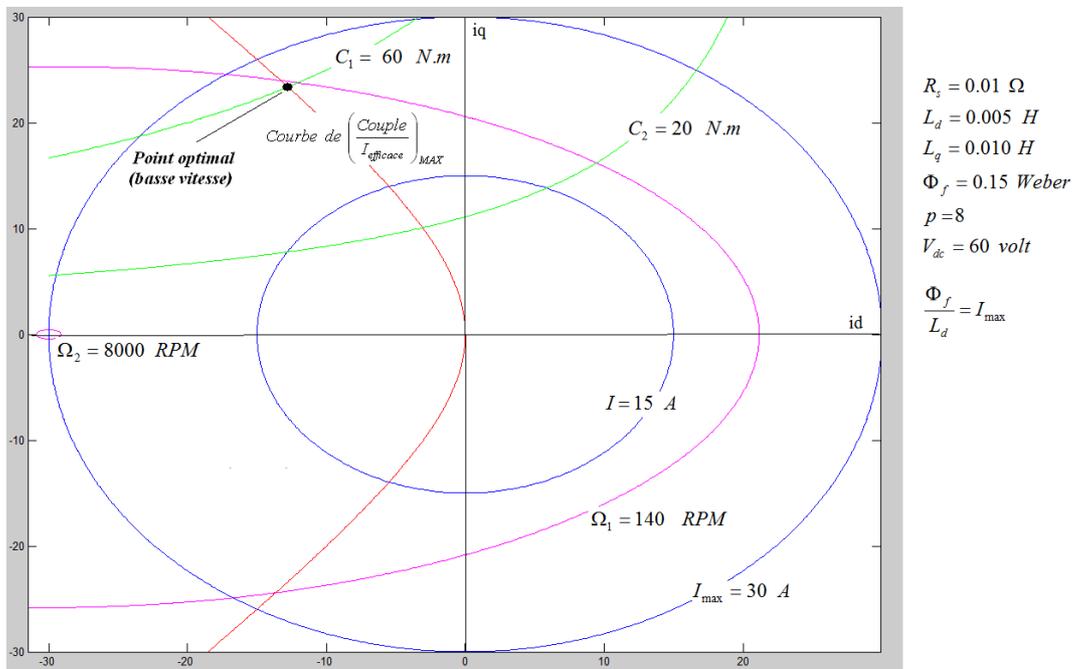


Figure 5-6 Exemple du point optimal de fonctionnement à basse vitesse dans le plan (i_d, i_q)

5.5.2 Grande vitesse

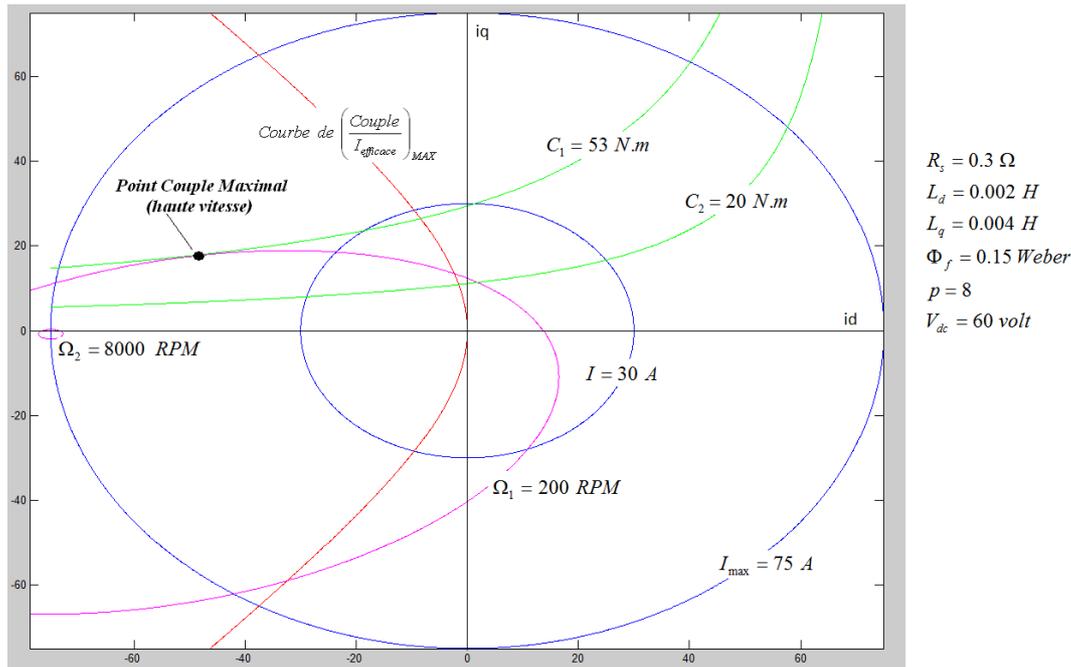


Figure 5-7 Exemple du point optimal de fonctionnement à grande vitesse dans le plan (i_d , i_q)

5.6 Pré-dimensionnement du rotor

Ce paragraphe concerne le calcul du volume maximal occupé par le rotor et la géométrie rotorique qui comprend les dimensions des aimants selon la topologie choisie.

5.6.1 Détermination des dimensions rotoriques

Généralement dans les machines électriques, la capacité de la machine à fournir de couple est liée directement au volume du rotor. Donc, en considérant une certaine densité linéique de courant injecté, le couple exigé par le cahier des charges impose le volume du rotor, comme le montre l'équation (1-1) [3].

Dans la suite, on cherche à obtenir une expression du couple électromagnétique par un bilan énergétique en partant de la puissance électromagnétique. Cette dernière s'exprime pour une machine synchrone polyphasée par:

$$P_m = m \cdot E_m \cdot I_{ph} \quad (5-1)$$

E_m : la valeur efficace de la force électromotrice, I_{ph} : le courant efficace d'une phase, m : le nombre de phases.

Il suffit donc ensuite d'exprimer la force électromotrice et le courant. En considérant que l'harmonique fondamental de la force électromotrice est le seul capable à produire un couple important, on peut écrire :

$$E_m = p \cdot \omega_{mec} \cdot \Phi_{ph}$$

$$E_m = p \cdot \omega_{mec} \cdot N_{ph} \cdot (\xi_w)_1 \cdot l \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{p}} (B_{rotor})_1 \cdot \sin(p \cdot \theta) \cdot R_{rotor} \cdot d\theta$$

$$E_m = \frac{2 \cdot p \cdot \omega_{mec} \cdot N_{ph} \cdot (\xi_w)_1 \cdot l \cdot (B_{rotor})_1 \cdot R_{rotor}}{\sqrt{2} \cdot p} \quad (5-2)$$

p : le nombre de paires de pôles, ω_{mec} : la vitesse mécanique, Φ_{ph} : la valeur efficace du flux fondamental capté par une phase, N_{ph} : le nombre de spires par phase, $(\xi_w)_1$: le facteur fondamental du bobinage, l : la longueur efficace du rotor, $(B_{rotor})_1$: l'amplitude maximale du champ magnétique fondamental dans l'entrefer, R_{rotor} : le rayon du rotor, θ : la position angulaire dans l'entrefer.

Le courant efficace d'une phase I_{ph} peut quant à lui être exprimé en fonction de la densité linéique de courant A :

$$I_{ph} = \frac{A \cdot \pi \cdot R_{rotor}}{\sqrt{2} \cdot m \cdot N_{ph}} \quad (5-3)$$

A : la densité linéique maximale de courant.

En utilisant les équations (5-2) et (5-3) on peut réécrire la puissance électromagnétique dans (5-1):

$$P_m = \pi \cdot \omega_{mec} \cdot (\xi_w)_1 \cdot l \cdot (B_{rotor})_1 \cdot (R_{rotor})^2 \cdot A$$

$$P_m = \omega_{mec} \cdot (\xi_w)_1 \cdot (B_{rotor})_1 \cdot V_{rotor} \cdot A$$

Par conséquent, le couple électromagnétique C_m maximal que la machine peut fournir :

$$C_m = \frac{P_m}{\omega_{mec}}$$

$$C_m = (\xi_w)_1 \cdot A \cdot (B_{rotor})_1 \cdot V_{rotor} \quad (5-4)$$

Cette équation montre clairement le rôle du rotor et du stator dans la production de couple. Concernant le rotor on trouve le volume V_{rotor} et le champ magnétique dans l'entrefer $(B_{rotor})_1$, alors que, le facteur du bobinage $(\xi_w)_1$ et la densité linéique de courant A sont imposés par le stator. Afin de faire apparaître les dimensions rotoriques, l'équation précédente peut être reformulée comme suit :

$$C_m = (\xi_w)_1 \cdot A \cdot (B_{rotor})_1 \cdot \pi \cdot (R_{rotor})^2 \cdot \left(\frac{2 \cdot R_{rotor}}{\eta}\right) \quad ; \eta = \frac{\text{diamètre du rotor}}{\text{longueur du rotor}} = \frac{2 \cdot R_{rotor}}{l}$$

$$R_{rotor} = \sqrt[3]{\frac{\eta \cdot C_m}{2 \cdot (\xi_w)_1 \cdot A \cdot (B_{rotor})_1 \cdot \pi}} \quad (5-5)$$

L'équation (5-5) donne l'impression qu'il y a beaucoup de choix pour les dimensions rotoriques (R_{rotor} , η) pour obtenir un même couple. Cette conclusion peut être correcte si l'espace global occupé par la machine est illimité. Mais, dans les applications en automobile où cet espace est largement limité, la densité linéique de courant dépend aussi du rayon rotorique comme le montrent les équations

(1-2) et (1-3). Ce fait qui est bien détaillé dans le paragraphe 4.3 réduit le nombre de choix optimaux pour les dimensions rotoriques.

5.6.2 Dédution de la géométrie du rotor à aimants

Le deuxième paramètre rotorique qui influence le couple dans l'équation (5-4) est le champ magnétique du rotor imposé dans l'entrefer (B_{rotor}). En cas de machines synchrones à aimants, ce paramètre est directement lié à la fois à la topologie et la géométrie du rotor.

Dans la suite, en utilisant des modèles analytiques simples, la géométrie du rotor sera déduite pour obtenir une certaine densité du flux rotorique dans l'entrefer. De plus, les deux topologies classiques de rotor à aimants sont considérées dans ce calcul (aimants surfaciques et enterrés).

En appliquant le théorème d'Ampère sur la ligne noire tracée dans les deux topologies de rotor illustrées par la Figure 5-8, on trouve :

$$\oint_{\text{ligne noire}} \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum \text{Courants qui traversent la ligne noire}$$

H : l'intensité du champ magnétique, $d\vec{l}$: un déplacement élémentaire sur la ligne noire.

Comme le flux rotorique est le seul concerné, aucun courant n'est injecté dans la machine. Aussi, certaines hypothèses raisonnables sont imposées afin de simplifier le calcul :

- ✓ La perméabilité magnétique de fer (stator-rotor) est considérée infinie ;
- ✓ Le composant tangentiel du champ magnétique rotorique dans l'entrefer est négligé ;
- ✓ Le champ magnétique du rotor est constant dans l'entrefer en face d'un pôle rotorique.

Donc, en cas des aimants surfaciques :

$$2 \cdot e \cdot H_e + 2 \cdot a \cdot H_a = 0 \Rightarrow H_a = -\frac{e}{a} \cdot H_e \quad (5-6)$$

Puis, en cas des aimants enterrés :

$$2 \cdot e \cdot H_e + a \cdot H_a = 0 \Rightarrow H_a = -\frac{2 \cdot e}{a} \cdot H_e \quad (5-7)$$

$H_{(e,a)}$: intensité du champ magnétique dans (l'entrefer, l'aimant), a : épaisseur d'aimant, e : largeur d'entrefer.

La deuxième étape de calcul est basée sur la conservation du flux, qui nous permet d'écrire pour les deux topologies étudiées :

$$B_e \cdot S_e = B_a \cdot S_a \quad (5-8)$$

$B_{(e,a)}$: densité du flux magnétique dans (l'entrefer, l'aimant), S_a : la surface d'un pôle d'aimant, S_e : la surface dans l'entrefer traversée par le flux d'un pôle d'aimant, (les deux surfaces (S_e, S_a) sont perpendiculaires au plan du flux illustré dans la Figure 5-8).

En dernier lieu, les caractéristiques magnétiques d'aimant permanent sont prises en compte :

$$B_a = B_r + \mu_0 \cdot \mu_{ar} \cdot H_a \quad (5-9)$$

B_r : le champ magnétique rémanent d'aimant, μ_0 : la perméabilité magnétique de vide, μ_{ar} : la perméabilité magnétique relative d'aimant qui est approximativement égale à 1.

En résolvant les équations (5-6), (5-7), (5-8), et (5-9) on trouve la densité du flux rotorique dans l'entrefer :

En cas des aimants surfaciques :

$$B_e = \frac{\frac{S_a}{S_e}}{1 + \mu_{ar} \cdot \frac{e}{a} \cdot \frac{S_a}{S_e}} \cdot B_r = \frac{1}{1 + \mu_{ar} \cdot \frac{e}{a}} \cdot B_r \quad \text{car } S_a = S_e \quad (5-10)$$

Puis, dans le cas des aimants enterrés :

$$B_e = \frac{\frac{S_a}{S_e}}{1 + \mu_{ar} \cdot \frac{2 \cdot e}{a} \cdot \frac{S_a}{S_e}} \cdot B_r \quad (5-11)$$

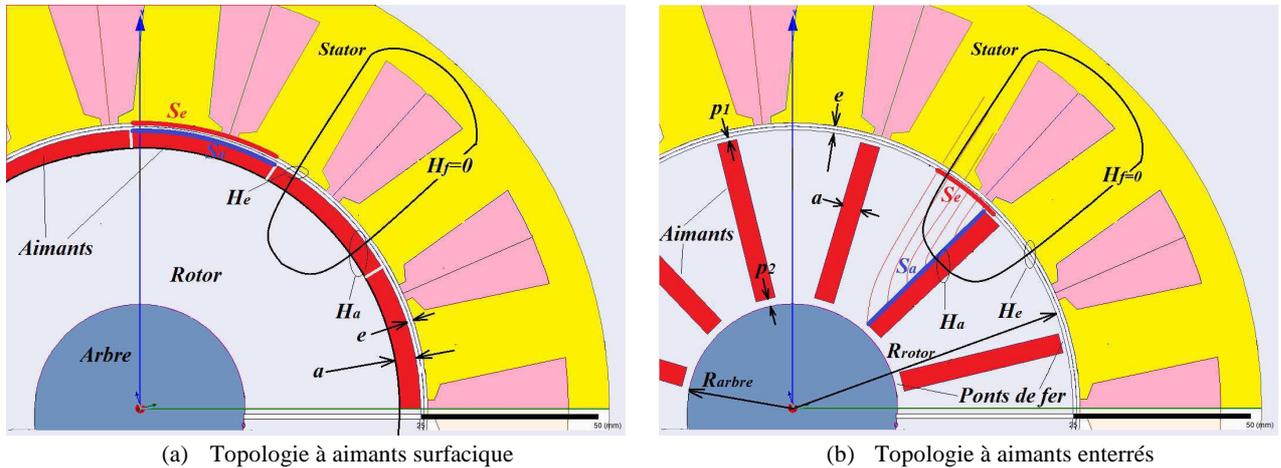


Figure 5-8 Calcul de la densité du flux rotorique dans l'entrefer

En observant la Figure 5-8, on peut constater que, la topologie à aimants enterrés, contrairement à la topologie à aimants surfaciques, permet d'avoir $S_e \neq S_a$ et encore plus, elle permet d'obtenir $S_e < S_a$. Ce fait qui est appelé une concentration de flux aide largement à augmenter le champ magnétique dans l'entrefer, comme le montre la Figure 5-9 qui représente la courbe de l'équation (5-11). Cependant, l'efficacité de la concentration de flux dépend de la concentration elle-même. Autrement dit, au delà de certaine valeur du ratio croissant S_a/S_e le renforcement du champ magnétique dans l'entrefer devient moins important, comme on peut le voir dans la Figure 5-9.

Le point où la valeur du ratio de concentration S_a/S_e est égale à $a/(2 \cdot \mu_{ar} \cdot e)$ est une limite importante bien indiquée dans la Figure 5-9. Car, à partir de cette valeur le taux d'augmentation du champ baisse jusqu'à moins de 0.25. Par conséquent, les structures où la valeur de $a/(2 \cdot \mu_{ar} \cdot e)$ est élevée (l'entrefer e est petit par rapport à l'épaisseur d'aimant) sont très sensibles à la concentration de flux. Alors que, si cette valeur est basse, de grands ratios de concentration S_a/S_e sont nécessaires afin de renforcer efficacement le champ d'entrefer.

En reformulant les équations (5-10) et (5-11), l'épaisseur d'aimant peut être déduite pour obtenir une certaine densité de flux rotorique dans l'entrefer :

En cas d'aimants surfaciques, l'épaisseur a d'aimant devient :

$$a = \frac{\mu_{ar} \cdot B_e \cdot e}{B_r - B_e} \quad : B_r - B_e > 0 \Rightarrow \quad B_e \text{ est toujours inférieur à } B_r \quad (5-12)$$

Puis, en cas d'aimants enterrés :

$$a = \frac{2 \cdot \frac{S_a}{S_e} \cdot e \cdot \mu_{ar} \cdot B_e}{\frac{S_a}{S_e} \cdot B_r - B_e} \quad : B_e < \frac{S_a}{S_e} \cdot B_r \Rightarrow \quad B_e \text{ peut être supérieur à } B_r \quad (5-13)$$

$$\frac{d}{d(S_a/S_e)} a = - \frac{2 \cdot e \cdot \mu_{ar} \cdot B_e^2}{\left(\frac{S_a}{S_e} \cdot B_r - B_e \right)^2} < 0 \quad (5-14)$$

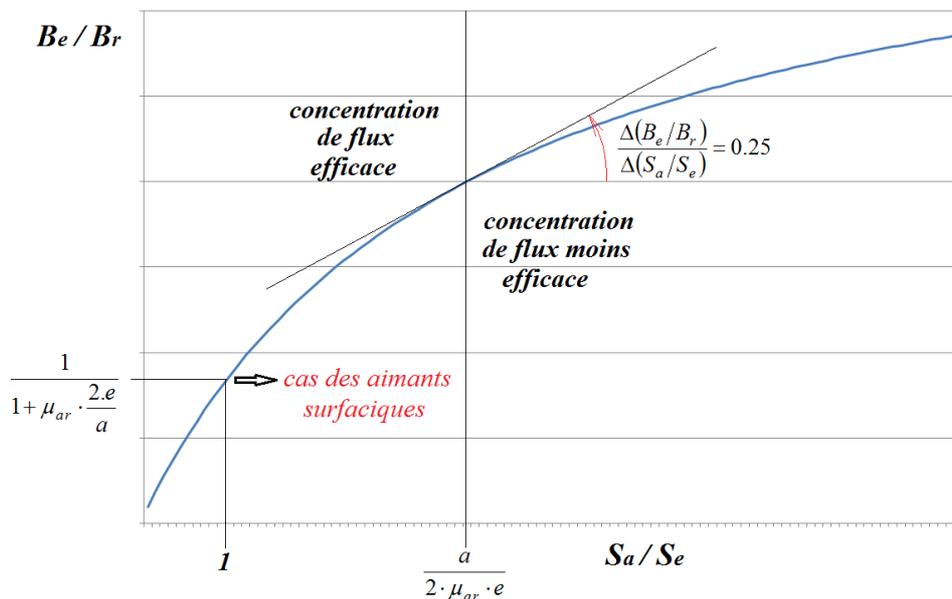


Figure 5-9 l'efficacité de la concentration de flux dans les topologies à aimants enterrés

L'équation (5-14) prouve que, pour un certain champ dans l'entrefer, l'épaisseur d'un pôle d'aimant peut être réduite en augmentant le ratio de concentration S_a/S_e . Donc, le but de la « concentration de flux » n'est pas toujours le renforcement du champ magnétique, mais il peut être aussi d'améliorer la plage de fonctionnement en baissant la réluctance magnétique dans la machine grâce aux aimants moins épais et donc des inductances plus grandes. L'exploitation de cet avantage offert par la concentration de flux est présentée dans le paragraphe 3.2.1.2.

Enfin, en considérant une configuration d'aimants enterrés radialement comme dans la topologie illustrée dans la Figure 5-8 (b), le ratio de concentration de flux puis l'épaisseur d'aimant peuvent être exprimés par rapport à la géométrie du rotor :

$$\frac{S_a}{S_e} = \frac{(R_{rotor} - R_{arbre} - p_1 - p_2) \cdot l}{\frac{2 \cdot \pi \cdot R_{rotor}}{2 \cdot (2 \cdot p)} \cdot l} = \frac{(R_{rotor} - R_{arbre} - p_1 - p_2)}{\frac{\pi \cdot R_{rotor}}{2 \cdot p}}$$

R_{arbre} : le rayon d'arbre, p_1, p_2 : les largeurs des ponts de fer.

$$\frac{S_a}{S_e} = \frac{2 \cdot p}{\pi} \cdot \left(1 - \frac{R_{arbre} + p_1 + p_2}{R_{rotor}}\right) \quad (5-15)$$

$$a = \frac{4 \cdot p \cdot e \cdot \mu_{ar} \cdot B_e \cdot (R_{rotor} - R_{arbre} - p_1 - p_2)}{2 \cdot p \cdot B_r \cdot (R_{rotor} - R_{arbre} - p_1 - p_2) - \pi \cdot B_e \cdot R_{rotor}} \quad (5-16)$$

L'équation (5-15) montre comment un nombre élevé de pôles influence positivement la concentration de flux dans la configuration à aimants enterrés radialement. Néanmoins, un phénomène non linéaire représenté par la saturation de fer peut intervenir lorsque la concentration de flux est largement augmentée. Cela peut réduire ou même annuler le gain effectué par la concentration.

Le rayon de rotor est lié au couple maximal fourni comme on a vu dans le paragraphe précédent, alors que, les dimensions R_{arbre}, p_1, p_2 sont généralement imposées par des contraintes mécaniques ou industrielles.

Comme le champ magnétique dans l'entrefer B_e est considéré constant en face d'un pôle rotorique, l'harmonique fondamental de champ $(B_{rotor})_1$ qui apparaît dans le paragraphe précédent peut être calculé : $(B_{rotor})_1 = \frac{4}{\pi} \cdot B_e$.

5.6.3 Impact du choix des aimants

5.6.3.1 Caractéristiques générales des aimants en terres-rares (Néodyme-Fer-Bore et Samarium Cobalt)

Grâce à la valeur élevée de leur champ magnétique rémanent ($B_r \in [1, 1.4] (T)$), les aimants en terres-rares sont devenus le choix préféré pour les applications des machines électriques en automobile. En effet, cette propriété permet d'obtenir des machines compactes à couple élevé. Dans la catégorie d'aimants en terres-rares, deux types principaux peuvent être trouvés selon les éléments rares utilisés. Le Tableau 5-3 affiche les caractéristiques générales pour deux exemples d'aimants qui représentent ces types (Cobalt SmCo30 et Néodyme N38EH).

Tableau 5-3 Caractéristiques générales des aimants en terres-rares (Néodyme-Fer-Bore et Samarium Cobalt)

		N38EH	SmCo30
$B_r (20^\circ)$		1.237	1.099
$H_c (kA / m)$		955	831
<i>Point critique de fonctionnement à</i> 150°	$H_{critique} (kA / m)$	710	750
	$B_{critique} (Tesla)$	0.1	0
<i>Résistivité électrique $\rho (\mu\Omega \cdot cm)$</i>		160-180	86
<i>Coefficients réversibles de température (% / ° C)</i>		-0.12	-0.035

Dans le tableau précédent on peut remarquer que, les aimants de type Néodyme sont plus puissants que les aimants en Cobalt (B_r plus élevé). Par contre, ces derniers sont moins sensibles à la température ce qui les permet d'être plus à l'abri du risque de démagnétisation. Ce fait est clair dans le Tableau 5-3 où on trouve une valeur nulle du $B_{critique} (150^\circ)$ qui représente le champ minimal permis

dans les aimants à 150°, au-delà duquel une démagnétisation peut avoir lieu. Cela justifie l'utilisation d'aimants de type Cobalt dans les ambiances chaudes.

5.6.3.2 Éléments sur la sensibilité à la température dans les aimants de type Néodyme

Il y a deux facteurs qui favorisent les aimants de type Néodyme dans leur utilisation dans les rotors dont les pertes par courants induits sont relativement hautes :

- La résistivité électrique élevée (double celle en cas de Cobalt), ce qui fait baisser les pertes par courants induits et permet donc de réduire la montée en température ;
- La sensibilité à la température qui réduit significativement la valeur de B_r avec la température croissante. Comme l'effet précédent a lieu à grande vitesse où beaucoup de pertes sont induites, ce phénomène équivaut un défluxage naturel puisque le flux d'aimants (Φ_1) baisse lorsque la vitesse augmente. Donc, une amplitude moins élevée de courant est exigée pour défluxer la machine dans la plage à puissance constante ($I_1 = \Phi_1 / L_{d1}$). Ainsi, en supposant que la composante de courant nécessaire au défluxage soit diminuée et que celle produisant le couple soit conservée inchangée, alors deux impacts positifs seront obtenus grâce aux éléments précédents :
 - ✓ Aider à maintenir le point de fonctionnement au-dessus du point critique ($B_{critique}(Température)$) malgré la dégradation des caractéristiques d'aimants avec la température croissante, comme l'illustre la Figure 5-10 ;
 - ✓ Faire baisser les pertes Joule, fer, et les pertes par courants induits dans les aimants à grande vitesse ce qui finalement va réduire la température.

Le point de fonctionnement représenté par l'intersection entre la ligne de charge et les caractéristiques B-H d'aimants peut être déduit classiquement à l'aide des équations (3-10) et (1-13):

$$B_a = - \frac{\frac{S_e \cdot a \cdot \mu_0}{2 \cdot S_a \cdot e}}{\left(\frac{a \cdot \mu_0}{2 \cdot e} \cdot \frac{S_e}{S_a}\right) + \mu_0 \cdot \mu_{ar}} \cdot B_r - \frac{\frac{\mu^2_0 \cdot S_e \cdot \mu_{ar} \cdot N_{bobine}}{2 \cdot e \cdot S_a}}{\left(\frac{a \cdot \mu_0}{2 \cdot e} \cdot \frac{S_e}{S_a}\right) + \mu_0 \cdot \mu_{ar}} \cdot (I_{bobine})_{max} \quad (5-17)$$

On néglige la saturation du fer et on considère le prototype dans le chapitre 4 où uniquement le courant fondamental sera injecté. Si la température du rotor augmente ($T_1 \rightarrow T_2$) pendant le fonctionnement en puissance constante, on trouve alors l'évolution du courant maximum à imposer:

$$(I_{bobine})_{max} = \frac{I_1}{C_{part}} = \frac{\Phi_1}{L_{d1} \cdot C_{part}} = const \cdot B_r \Rightarrow \frac{(I_{bobine})_{max}(T_2)}{(I_{bobine})_{max}(T_1)} = \frac{B_r(T_2)}{B_r(T_1)}$$

En utilisant la relation précédente et l'équation (5-17) le déplacement du point de fonctionnement selon la température croissante est calculé puis tracé dans la Figure 5-11. Sachant que, la valeur initiale de courant $(I_{bobine})_{max}(20^\circ)$ est déduite grâce au flux d'aimant (Φ_1) calculé en éléments finis pour $B_r(20^\circ)$.

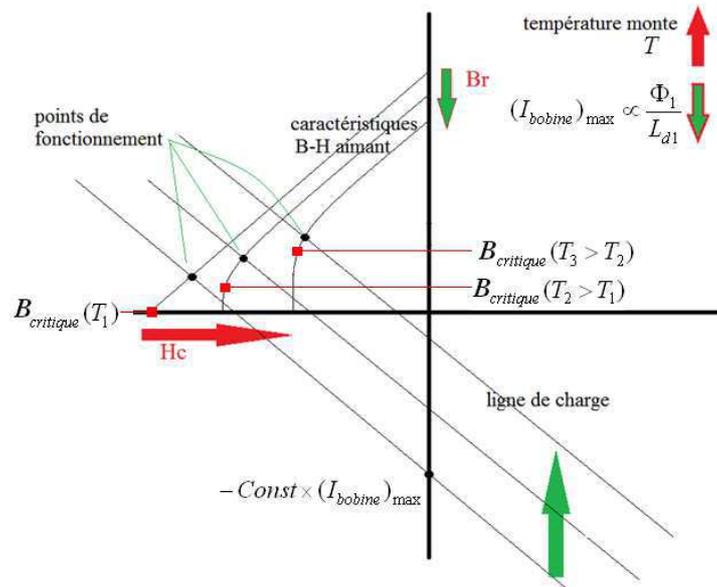


Figure 5-10 Effet positif de la sensibilité à la température dans les aimants Néodyme pour réduire le risque de démagnétisation

Les courbes illustrées dans la Figure 5-11 pour les aimants en Néodyme montrent que la chute rapide avec la température dans les caractéristiques $B-H$ d'aimants est partiellement compensée par la translation des droites de charge vers les ordonnées plus grandes. Le résultat est une valeur de B_a à 150° qui est bien au-dessus de la limite critique $B_{critique}(150^\circ) = 0.1$ (tesla).

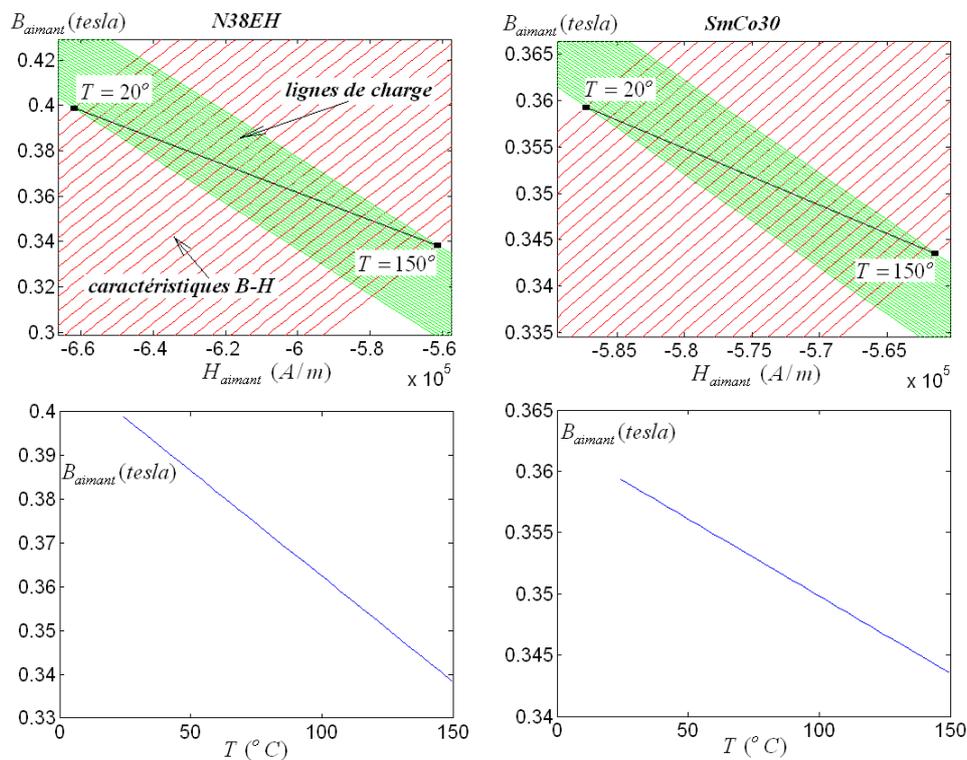


Figure 5-11 le déplacement de point de fonctionnement dans les aimants du prototype 5-phases 20/14 selon la température croissante

Le calcul précédent suppose que la stratégie de contrôle dans la machine détecte la température d'aimants. Ensuite, elle impose le courant suffisant pour maintenir la puissance constante $I_1(T) = I_1(20^\circ) \cdot \frac{B_r(T)}{B_r(20^\circ)}$. En revanche, ce fait est appliqué automatiquement lorsque la machine est en court-circuit à grande vitesse, car ici le courant est toujours égal à $\Phi_1(T)/L_{d1}$.

Le fait qu'un courant moins important est exigé pour maintenir la puissance constante avec la température croissante, mène à réduire les pertes d'aimants liées aux harmoniques nocifs (ν) de FMM. L'expression de ces pertes ($P_{aimants}$) en fonction de la température peut être écrite :

$$P_{aimant} \propto (B_\nu)^2 \quad \text{et} \quad B_\nu \propto F_\nu \propto I_1 \propto B_r(T) \Rightarrow$$

$$P_{aimant}(T) = P_{aimant}(20^\circ) \cdot \left(\frac{B_r(T)}{B_r(20^\circ)} \right)^2 = P_{aimant}(20^\circ) \cdot \left(1 - \frac{\kappa \times (T - 20^\circ)}{100} \right)^2 \quad (5-18)$$

κ : coefficient réversibles de température d'aimants étudiés.

Grâce à l'équation précédente les pertes d'aimants sont calculées et tracées selon la température dans la Figure 5-12. Sachant que, les pertes initiales à 20° sont calculées à l'aide d'un modèle par éléments finis en court-circuit ($I_1 = \Phi_1/L_{d1}$), où le champ $B_r(20^\circ)$ est imposé pour les aimants utilisés. Les résultats de ce calcul sont affichés dans le Tableau 5-4. En observant les pertes d'aimants du type Néodyme dans la Figure 5-12 on trouve que, la sensibilité élevée du champ rémanent à la température permet de réduire largement les pertes avec la température croissante. La chute significative dans les pertes d'aimants en Néodyme freine la montée de la température. Ce fait conduit à un point de stabilisation de température évitant d'atteindre des valeurs excessives.

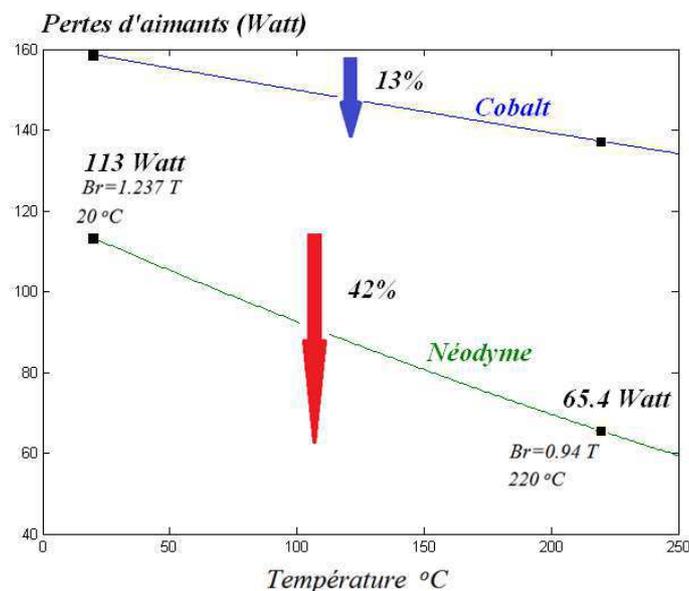


Figure 5-12 Pertes dans les aimants du prototype 20/14 en fonction de la température croissante pendant le fonctionnement en puissance constante ($I_1 = \Phi_1/L_{d1}$)

L'impact positif de la température croissante sur les pertes d'aimants du type Néodyme est validé en éléments finis. Ces pertes sont calculées en court-circuit en imposant le champ $B_r(220^\circ)$ et le résultat

qui est affiché dans le Tableau 5-4 correspond bien à celui donné par l'équation (3-34) dans la Figure 5-12.

Tableau 5-4 Pertes dans les aimants du prototype 20/14 calculées en éléments finis en court-circuit

Type utilisé d'aimants	Pertes d'aimants à 20° (Watt)	Pertes d'aimants à 220° (Watt)	$B_r(20^\circ)$ (tesla)	$B_r(220^\circ)$ (tesla)
N38EH	113	61.4	1.237	0.94
SmCo30	159		1.099	

Finalement, en considérant la différence entre les résistivités électriques (ρ) dans le Tableau 5-3 et supposant le fonctionnement en puissance constante, les pertes dans les aimants de type Cobalt peuvent être déduites à partir des pertes d'aimants en Néodyme :

$$P_{\text{aimants}} \propto \frac{1}{\rho} \quad \text{et} \quad P_{\text{aimants}} \propto (B_r)^2 \Rightarrow P_{\text{Cobalt}}(T) = P_{\text{Néodyme}}(T) \cdot \frac{\rho_{\text{Néodyme}}}{\rho_{\text{Cobalt}}} \cdot \left(\frac{(B_r(T))_{\text{Cobalt}}}{(B_r(T))_{\text{Néodyme}}} \right)^2$$

Si $T = 20^\circ$ on trouve : $P_{\text{Cobalt}}(20^\circ) = 1.47 \times P_{\text{Néodyme}}(20^\circ)$

Donc, si les aimants du type Néodyme dans le prototype 20/14 sont remplacés par d'autres en Cobalt leurs pertes à 20° seront $P_{\text{Cobalt}}(20^\circ) = 1.47 \times 113 = 166$ (Watt). Cette dernière valeur est proche de celle calculée en éléments finis (159 W) dans le Tableau 5-4.

L'étude précédente montre l'effet positif de la sensibilité à la température dans les aimants de type Néodyme, en particulièrement sur les pertes à grande vitesse. Cependant, des aimants en Samarium Cobalt sont utilisés dans le prototype en raison de contraintes de fabrication.

5.7 Pré-dimensionnement du stator

Dans ce paragraphe, on s'intéresse au pré-dimensionnement du stator en calculant les dimensions statoriques principales illustrées dans la Figure 5-13. Ce calcul est appliqué sur une machine à flux radial et rotor interne avec un bobinage préfabriqué concentré non-croisé, sachant qu'il peut être valable pour d'autres configurations de machines avec certaines petites modifications.

Les dimensions statoriques sont liées à deux types essentiels de contraintes :

- ✓ Contraintes magnétiques qui imposent les dimensions minimales des dents et de culasse afin d'éviter la saturation du fer présent au stator
- ✓ Contraintes thermiques qui imposent la surface minimale des encoches afin d'éviter plus de pertes Joule résultantes d'une densité surfacique élevée de courant dans ces encoches.

5.7.1 Dimensions liées aux contraintes magnétiques

Les dents statoriques assurent le passage du flux rotorique vers le stator en traversant l'entrefer, donc grâce à la conservation de flux magnétique on peut écrire :

$$B_e \cdot l \cdot 2 \cdot \pi \cdot (R_{\text{rotor}} + e) = B_f \cdot n_{\text{dents}} \cdot w_{\text{dent}} \cdot l$$

w_{dent} : la largeur de dent, n_{dents} : le nombre de dents, B_f : le champ magnétique dans le stator.

Si B_f est la valeur maximale permise du champ statorique où les tôles commencent à être largement saturées, la largeur minimale nécessaire pour une dent devient :

$$(w_{dent})_{\min} = \frac{2 \cdot \pi \cdot B_e \cdot (R_{rotor} + e)}{B_f \cdot n_{dents}} \quad (5-19)$$

Par conséquent, en appliquant l'approximation (*petit arc ≈ corde*), la largeur maximale permise d'encoche $(w_{encoche})_{\max}$ au niveau de l'entrefer peut être calculée :

$$(w_{encoche})_{\max} = \frac{2 \cdot \pi \cdot (R_{rotor} + e)}{n_{dents}} - (w_{dent})_{\min}$$

Cela avec l'équation (5-19) donnent :

$$(w_{encoche})_{\max} = \frac{2 \cdot \pi \cdot (R_{rotor} + e)}{n_{dents}} \left[1 - \frac{B_e}{B_f} \right] \quad (5-20)$$

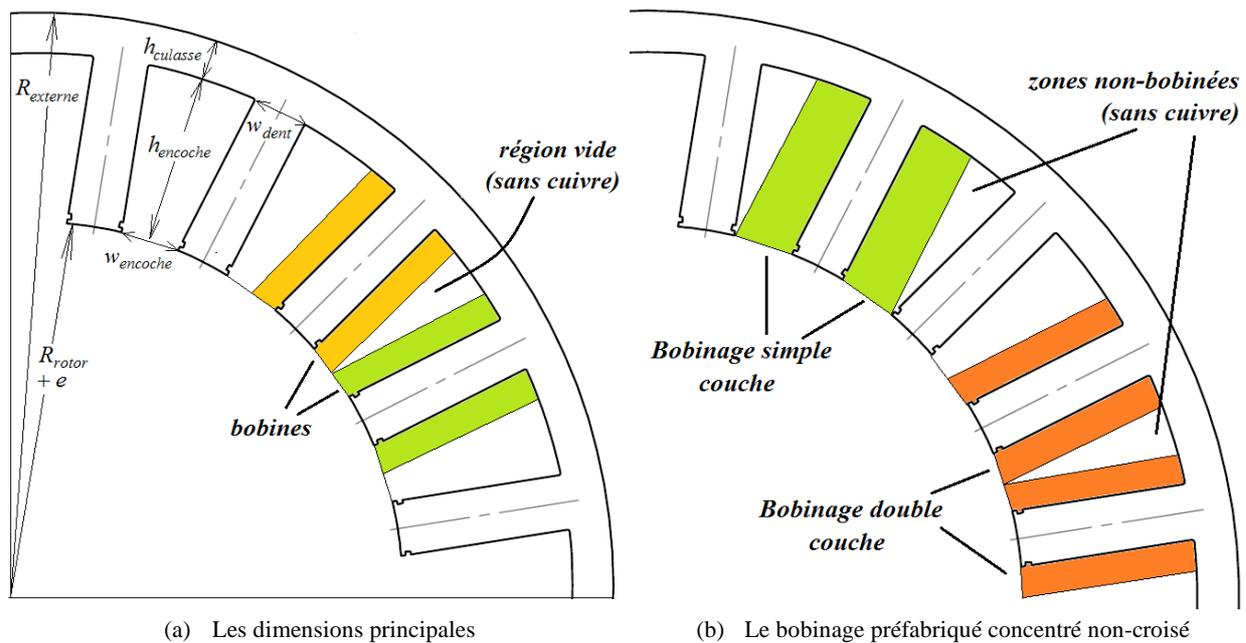


Figure 5-13 les dimensions statoriques principales dans une machine électrique à flux radial et rotor interne avec des bobines préfabriquées concentrées autour des dents

Généralement, dans les machines électriques, les encoches sont élargies le plus possible pour faire baisser les pertes Joule dans les bobines. Ainsi, il est évident que la valeur maximale donnée par l'équation (5-20) sera adoptée pour la largeur d'encoche.

Ensuite, de même façon que les dents, la hauteur de la culasse ($h_{culasse}$) qui permet de reboucler dans le stator la moitié du flux d'un pôle rotorique, peut être calculée :

$$\text{flux dans la culasse} = \frac{\text{flux d'un pôle}}{2} \Rightarrow B_f \cdot h_{culasse} \cdot l = \frac{2 \cdot B_e \cdot l \cdot \pi \cdot (R_{rotor} + e)}{2 \times (2 \cdot p)}$$

$$h_{culasse} = \frac{B_e \cdot \pi \cdot (R_{rotor} + e)}{2 \cdot B_f \cdot p} \quad (5-21)$$

5.7.2 Dimensions liées aux contraintes thermiques

La température ambiante et le système de refroidissement imposent un montant maximal de pertes dans les machines électriques. Si ce montant est dépassé, la température monte mettant en danger certaines composantes dans la machine, notamment les isolants. Les pertes Joule générées par le bobinage statorique reste la source principale de pertes dans une machine électrique au niveau du stator. Comme les pertes Joule dépendent de la résistance électrique du bobinage, la surface d'encoche influence nécessairement le niveau de ces pertes, car, elle décide la section maximale de cuivre inséré [89].

En cas de bobinage préfabriqué concentré autour des dents (double ou simple couche) qui est illustré dans la Figure 5-13 (b), une zone triangulaire reste non-bobinée (sans cuivre) dans l'encoche. La raison est liée à la technologie de fabrication, où les bobines sont préparées à l'extérieur de stator puis elles sont insérées dans les encoches. Ce fait nous permet de considérer uniquement la surface utile bobinée de l'encoche qui est égale à $w_{encoche} \times h_{encoche}$.

Dans une machine électrique, le courant injecté par encoche peut s'exprimer de deux manières :

$$I_{encoche} = J \cdot k_{rempli} \cdot S_{encoche} = J \cdot k_{rempli} \cdot w_{encoche} \cdot h_{encoche} \quad \text{et} \quad I_{encoche} = \frac{2 \cdot A \cdot \pi \cdot (R_{rotor} + e)}{n_{dents}}$$

$I_{encoches}$: le courant injecté par encoche, $h_{encoche}$: la hauteur d'encoche, $S_{encoche}$: la surface bobinée dans l'encoche, k_{rempli} : le facteur de remplissage de cuivre en considérant la surface $S_{encoche} = w_{encoche} \cdot h_{encoche}$, J , et A : les densités surfacique et linéique de courant.

$$\text{Donc, } h_{encoche} = \frac{2 \cdot A \cdot \pi \cdot (R_{rotor} + e)}{J \cdot k_{rempli} \cdot w_{encoche} \cdot n_{dents}} \quad (5-22)$$

La densité volumique de pertes Joule générées dans le cuivre des encoches $(P_{joule})_{vol}$ est liée directement à la densité surfacique de courant :

$$(P_{joule})_{vol} = \frac{I_{encoche}^2 \cdot \rho_{cu} \cdot \frac{l}{S_{encoche} \cdot k_{rempli}}}{S_{encoche} \cdot k_{rempli} \cdot l} = \rho_{cu} \cdot J^2 \quad (5-23)$$

ρ_{cu} : la résistivité électrique de cuivre.

Comme la largeur d'encoche $w_{encoche}$ est déjà déterminée suite au calcul magnétique dans l'équation (5-20), la hauteur d'encoche peut être obtenue utilisant les équations (5-22) et (5-23):

$$h_{encoche} = \frac{A \cdot \sqrt{\rho_{cu}}}{\sqrt{(P_{joule})_{vol} \cdot k_{rempli} \left(1 - \frac{B_e}{B_f}\right)}} \quad (5-24)$$

Finalement, le rayon externe du stator peut être déduit après avoir déterminé toutes les dimensions internes :

$$R_{externe} = R_{rotor} + e + h_{encoche} + h_{culasse}$$

$$R_{\text{externe}} = (R_{\text{rotor}} + e) \cdot \left(1 + \frac{\pi \cdot B_e}{2 \cdot p \cdot B_f} \right) + \frac{A \cdot \sqrt{\rho_{cu}}}{\sqrt{(P_{\text{joule}})_{\text{vol}}} \cdot k_{\text{rempli}} \left(1 - \frac{B_e}{B_f} \right)} \quad (5-25)$$

Dans l'équation précédente :

- ✓ A , B_e , et R_{rotor} sont imposées par le couple exigé ;
- ✓ En cas du bobinage concentré non-croisé, le nombre de paires de pôles (p) est décidé par le choix optimal de la combinaison Encoches/Pôles qui est détaillé dans le chapitre 2 ;
- ✓ la valeur maximale permise de pertes Joule volumique $(P_{\text{joule}})_{\text{volumique}}$ dépend de l'efficacité du système de refroidissement ;
- ✓ Les paramètres e , B_f , ρ_{cu} , k_{rempli} restants sont liés aux matériaux et à la technologie de fabrication.

Dans l'étude précédente on peut remarquer que, les pertes dans les têtes des bobines sont négligées dans le calcul des pertes volumiques $(P_{\text{joule}})_{\text{vol}}$. Cette hypothèse peut être justifiée grâce à la tête courte de bobine dans le cas du bobinage concentré autour des dents.

5.8 Pré-dimensionnement optimisé

En remplaçant R_{rotor} dans l'équation du rayon externe (5-25) par l'expression de l'équation (5-5) on trouve le volume global de la machine par rapport à (η, A) :

$$V_{\text{global}} = \pi \cdot R_{\text{externe}}^2 \cdot l = \pi \cdot R_{\text{externe}}^2 \cdot \frac{2 \cdot R_{\text{rotor}}}{\eta}$$

$$V_{\text{global}} = 2 \cdot \pi \cdot \left[\left(\sqrt[3]{\frac{\eta \cdot C_m}{2 \cdot (\xi_w)_1 \cdot A \cdot (B_{\text{rotor}})_1 \cdot \pi}} + e \right) \cdot \left(1 + \frac{\pi \cdot B_e}{2 \cdot p \cdot B_f} \right) + \frac{A \cdot \sqrt{\rho_{cu}}}{\sqrt{(P_{\text{joule}})_{\text{vol}}} \cdot k_{\text{rempli}} \left(1 - \frac{B_e}{B_f} \right)} \right]^2$$

$$\times \sqrt[3]{\frac{C_m}{2 \cdot \eta^2 \cdot (\xi_w)_1 \cdot A \cdot (B_{\text{rotor}})_1 \cdot \pi}} \quad (5-26)$$

En négligeant e devant R_{rotor} , l'équation (5-26) est dérivée par rapport à A :

$$\frac{dV_{\text{global}}}{dA} = 0 \Rightarrow$$

$$A = C_{\text{opt}} \cdot \sqrt[4]{\eta} : C_{\text{opt}} = \left[\frac{3 \cdot \left(1 + \frac{\pi \cdot B_e}{2 \cdot p \cdot B_f} \right) \cdot \sqrt[3]{\frac{C_m}{2 \cdot (\xi_w)_1 \cdot (B_{\text{rotor}})_1 \cdot \pi}}}{5 \cdot \sqrt{\rho_{cu}} \cdot \sqrt{(P_{\text{joule}})_{\text{vol}}} \cdot k_{\text{rempli}} \left(1 - \frac{B_e}{B_f} \right)} \right]^{3/4} \quad (5-27)$$

L'équation (5-27) représente la relation qui doit être maintenue entre la densité linéique de courant A et le ratio η de dimensions rotoriques afin d'obtenir un volume minimum pour la machine. Le volume minimisé V_{\min} et les autres dimensions associées à ce volume (R_{externe}, l) $_{V_{\min}}$ peuvent également être calculés :

$$(V_{\text{global}})_{\min} = \frac{2 \cdot \pi}{\eta^{1/4}} \cdot \left[\sqrt[3]{\frac{C_m}{2 \cdot (\xi_w)_1 \cdot C_{\text{opt}} \cdot (B_{\text{rotor}})_1 \cdot \pi}} \cdot \left(1 + \frac{\pi \cdot B_e}{2 \cdot p \cdot B_f} \right) + \frac{C_{\text{opt}} \cdot \sqrt{\rho_{cu}}}{\sqrt{(P_{\text{joule}})_{\text{vol}} \cdot k_{\text{rempli}} \left(1 - \frac{B_e}{B_f} \right)}} \right]^2 \times \sqrt[3]{\frac{C_m}{2 \cdot (\xi_w)_1 \cdot C_{\text{opt}} \cdot (B_{\text{rotor}})_1 \cdot \pi}} \quad (5-28)$$

$$(R_{\text{externe}})_{V_{\min}} = \eta^{1/4} \cdot \left[\sqrt[3]{\frac{C_m}{2 \cdot (\xi_w)_1 \cdot C_{\text{opt}} \cdot (B_{\text{rotor}})_1 \cdot \pi}} \cdot \left(1 + \frac{\pi \cdot B_e}{2 \cdot p \cdot B_f} \right) + \frac{C_{\text{opt}} \cdot \sqrt{\rho_{cu}}}{\sqrt{(P_{\text{joule}})_{\text{vol}} \cdot k_{\text{rempli}} \left(1 - \frac{B_e}{B_f} \right)}} \right] \quad (5-29)$$

$$(l)_{V_{\min}} = \frac{2}{\eta^{3/4}} \cdot \sqrt[3]{\frac{C_m}{2 \cdot (\xi_w)_1 \cdot C_{\text{opt}} \cdot (B_{\text{rotor}})_1 \cdot \pi}} \quad (5-30)$$

La remarque dans la Figure 4-3, concernant la décroissance du volume minimal avec η et A croissantes, est bien prouvée par les équations (5-27) et (5-28). Par conséquent, η doit être augmenté le plus possible afin de réduire le volume final. Cependant, le rayon externe de la machine augmente avec η comme le prouve l'équation (5-29). Ce fait, dans le cas du projet MHYGALE, oblige la procédure d'optimisation à considérer la valeur optimale η_{opt} qui correspond au rayon externe maximal permis dans le cahier des charges. Donc :

$$\eta_{\text{opt}} = (R_{\text{externe}})_{\text{max}}^4 \cdot \left[\sqrt[3]{\frac{C_m}{2 \cdot (\xi_w)_1 \cdot C_{\text{opt}} \cdot (B_{\text{rotor}})_1 \cdot \pi}} \cdot \left(1 + \frac{\pi \cdot B_e}{2 \cdot p \cdot B_f} \right) + \frac{C_{\text{opt}} \cdot \sqrt{\rho_{cu}}}{\sqrt{(P_{\text{joule}})_{\text{vol}} \cdot k_{\text{rempli}} \left(1 - \frac{B_e}{B_f} \right)}} \right]^4$$

$$A_{\text{opt}} = C_{\text{opt}} \cdot \sqrt[4]{\eta_{\text{opt}}} \quad (5-31)$$

La courbe tracée entre les valeurs minimales du volume dans la Figure 4-3 est maintenant calculée grâce aux équations (5-27), (5-28), (5-29) puis illustrée dans la Figure 5-14. Cette figure présente également, la procédure suivie afin de choisir les dimensions optimales qui appartiennent à cette courbe et qui baissent le volume le plus possible sans dépasser le diamètre externe maximal imposé.

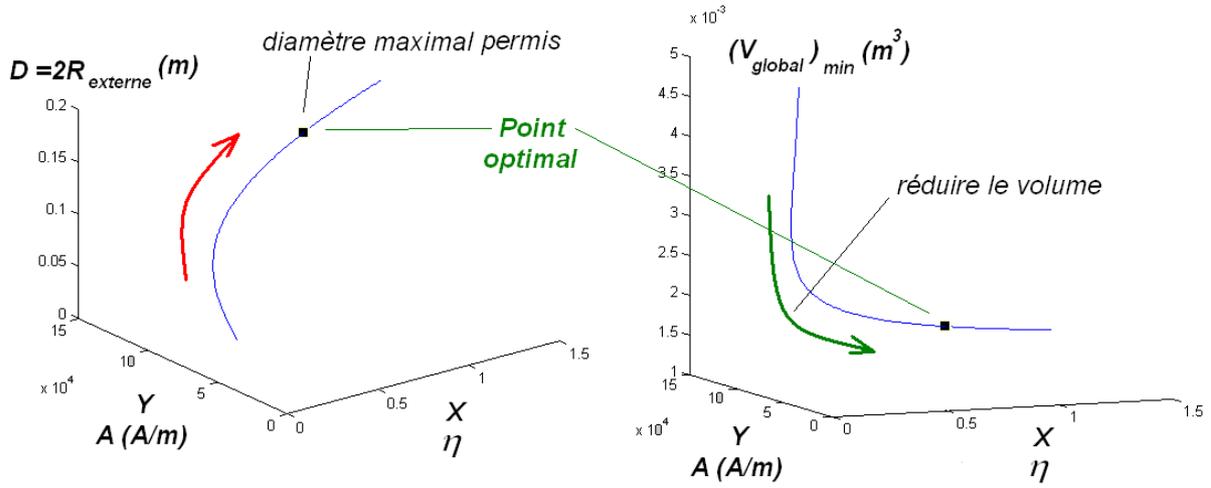


Figure 5-14 le choix du point optimal pour les dimensions sur la courbe de volumes minimaux de la machine

5.9 Modèle en éléments finis pour le prototype 5-phases 20/14

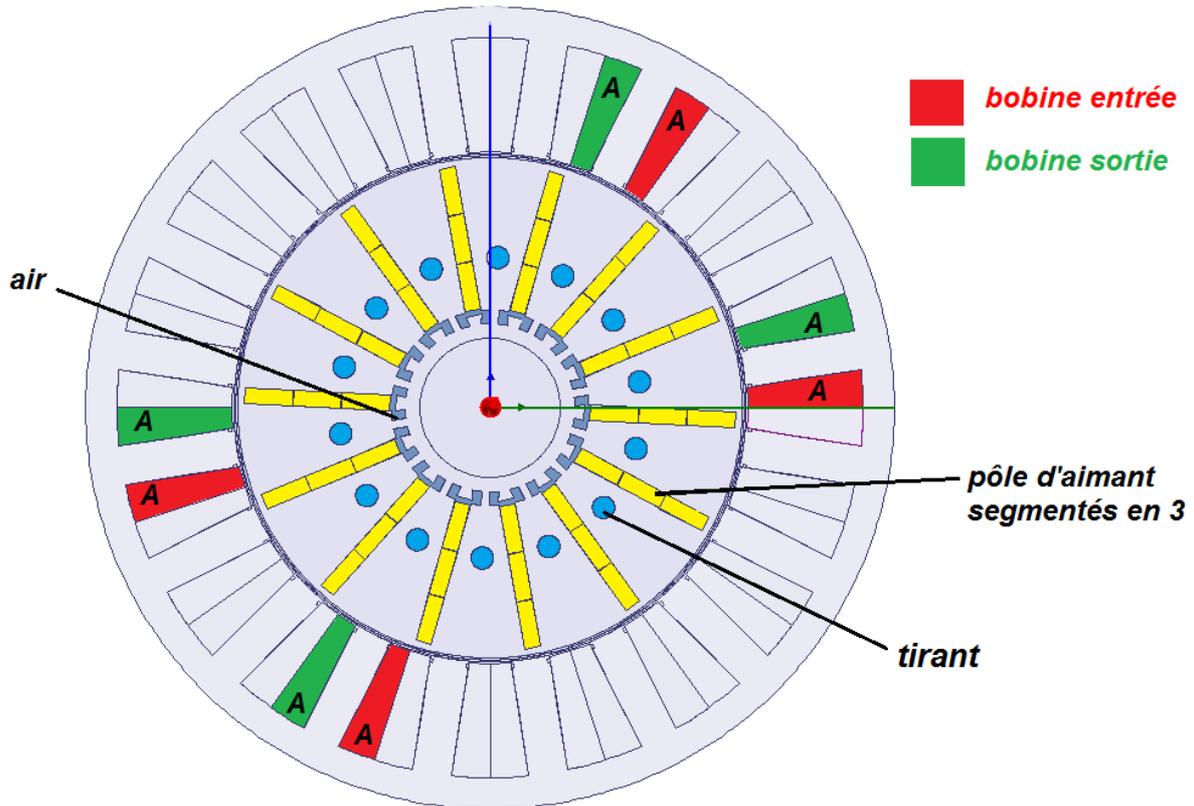


Figure 5-15 Modèle 2D construit en éléments finis (Maxwell) pour le prototype 5-phases 20/14

5.10 Schéma électrique adopté dans le prototype 5-phases 20/14

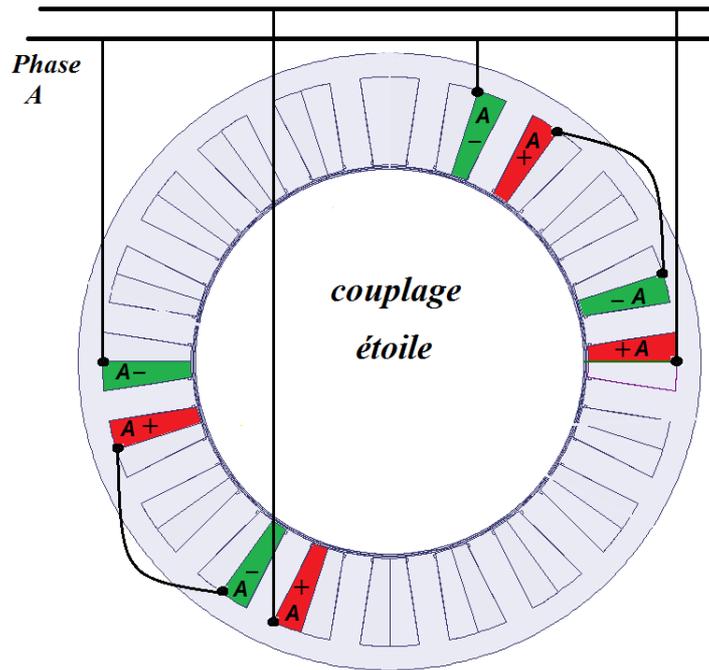


Figure 5-16 Schéma électrique du prototype 5-phases 20/14 (deux circuits en parallèle dans chaque phase)

5.11 Transformation de Park généralisée

$$[L_{dq}] = \begin{bmatrix} \text{Park}(\theta_e) \\ \text{Park}(3 \cdot \theta_e) \end{bmatrix} \cdot [M(\theta_e)] \cdot \begin{bmatrix} \text{Park}(\theta_e) \\ \text{Park}(3 \cdot \theta_e) \end{bmatrix}^{-1} \quad (5-32)$$

$$L_o(\theta_e) = L_{dq}(1, 1), L_{d1}(\theta_e) = L_{dq}(2, 2), L_{q1}(\theta_e) = L_{dq}(3, 3), L_{d2}(\theta_e) = L_{dq}(4, 4), L_{q2}(\theta_e) = L_{dq}(5, 5)$$

$$M = \begin{bmatrix} L(\theta_e) & M_{A-B}(\theta_e) & M_{A-C}(\theta_e) & M_{A-D}(\theta_e) & M_{A-E}(\theta_e) \\ M_{A-E}(\theta_e - \frac{2\pi}{5}) & L(\theta_e - \frac{2\pi}{5}) & M_{A-B}(\theta_e - \frac{2\pi}{5}) & M_{A-C}(\theta_e - \frac{2\pi}{5}) & M_{A-D}(\theta_e - \frac{2\pi}{5}) \\ M_{A-D}(\theta_e - \frac{4\pi}{5}) & M_{A-E}(\theta_e - \frac{4\pi}{5}) & L(\theta_e - \frac{4\pi}{5}) & M_{A-B}(\theta_e - \frac{4\pi}{5}) & M_{A-C}(\theta_e - \frac{4\pi}{5}) \\ M_{A-C}(\theta_e - \frac{6\pi}{5}) & M_{A-D}(\theta_e - \frac{6\pi}{5}) & M_{A-E}(\theta_e - \frac{6\pi}{5}) & L(\theta_e - \frac{6\pi}{5}) & M_{A-B}(\theta_e - \frac{6\pi}{5}) \\ M_{A-B}(\theta_e - \frac{8\pi}{5}) & M_{A-C}(\theta_e - \frac{8\pi}{5}) & M_{A-D}(\theta_e - \frac{8\pi}{5}) & M_{A-E}(\theta_e - \frac{8\pi}{5}) & L(\theta_e - \frac{8\pi}{5}) \end{bmatrix}$$

5.12 Arrangement des fils dans l'encoche du prototype 5-phases 20/14

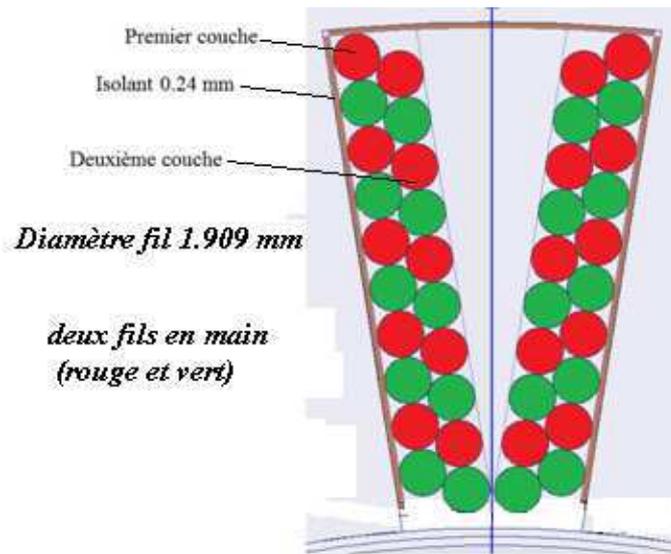


Figure 5-17 Arrangement optimisé des fils dans l'encoche du prototype 5-phases 20/14 (10 spires par bobine avec deux fils en main connectés en parallèle)

5.13 Couple moyen calculé en éléments finis

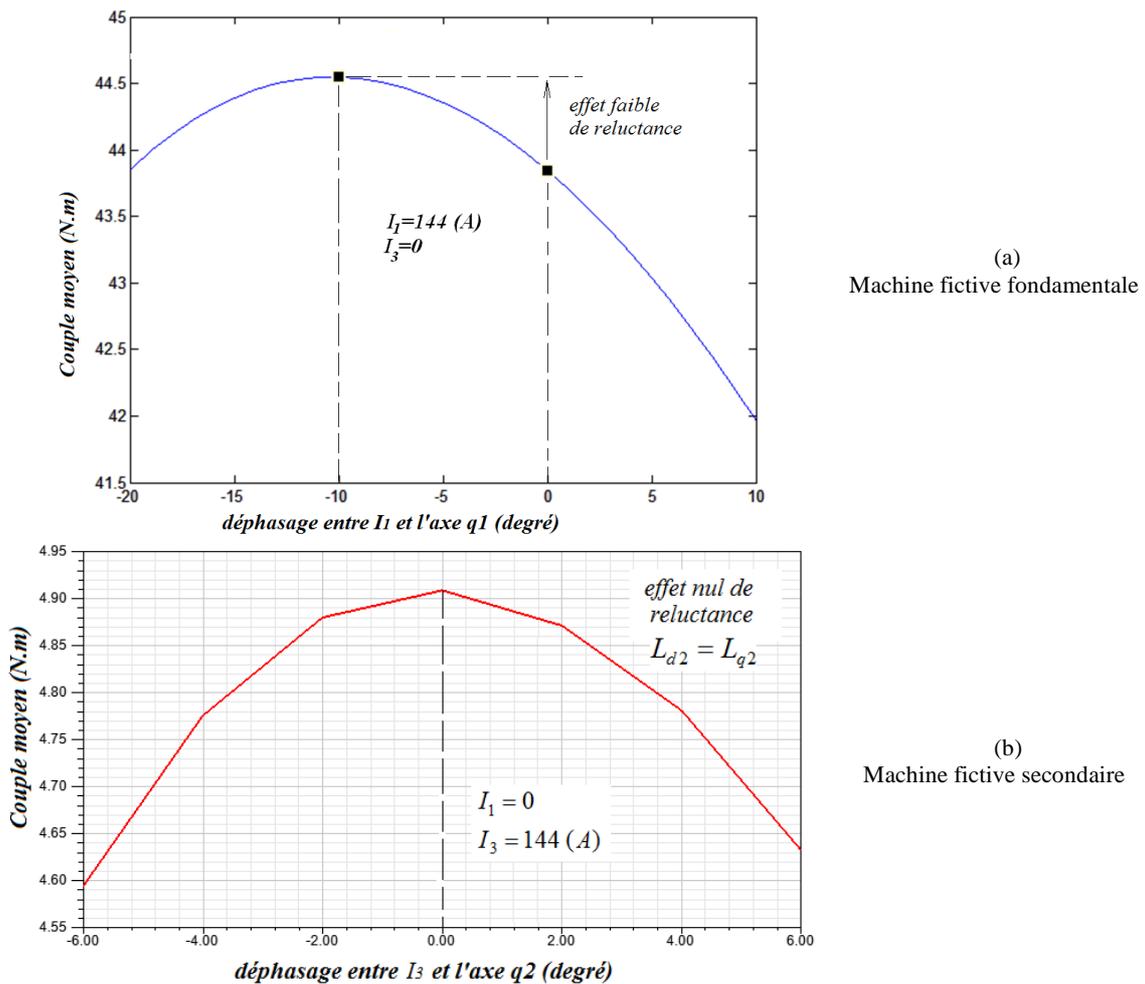


Figure 5-18 Couple moyen du prototype calculé en éléments finis en fonction du déphasage électrique de courant

5.14 Etudes thermiques de fabrication du prototype

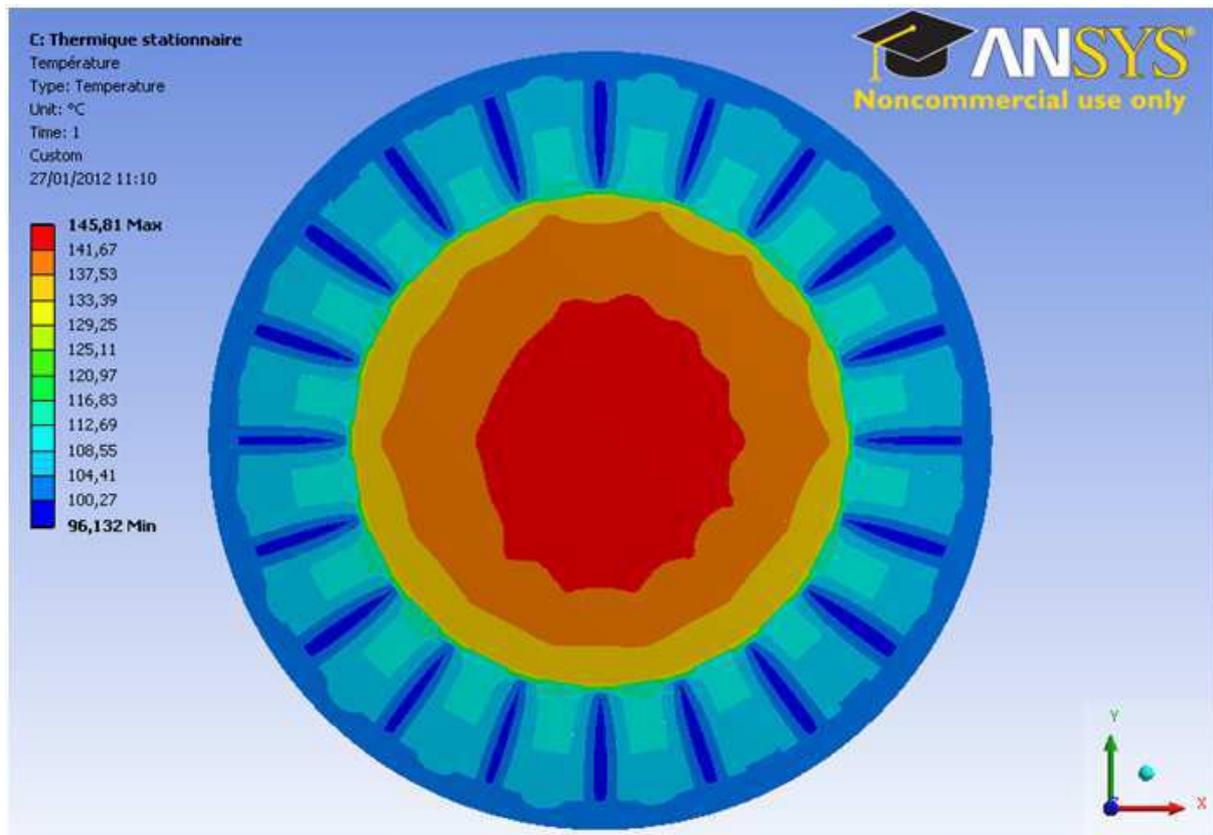


Figure 5-19 Cartographie de la température calculée en éléments finis pour le prototype 5-phases 20/14 (en court-circuit à la vitesse maximale 16000 rpm)

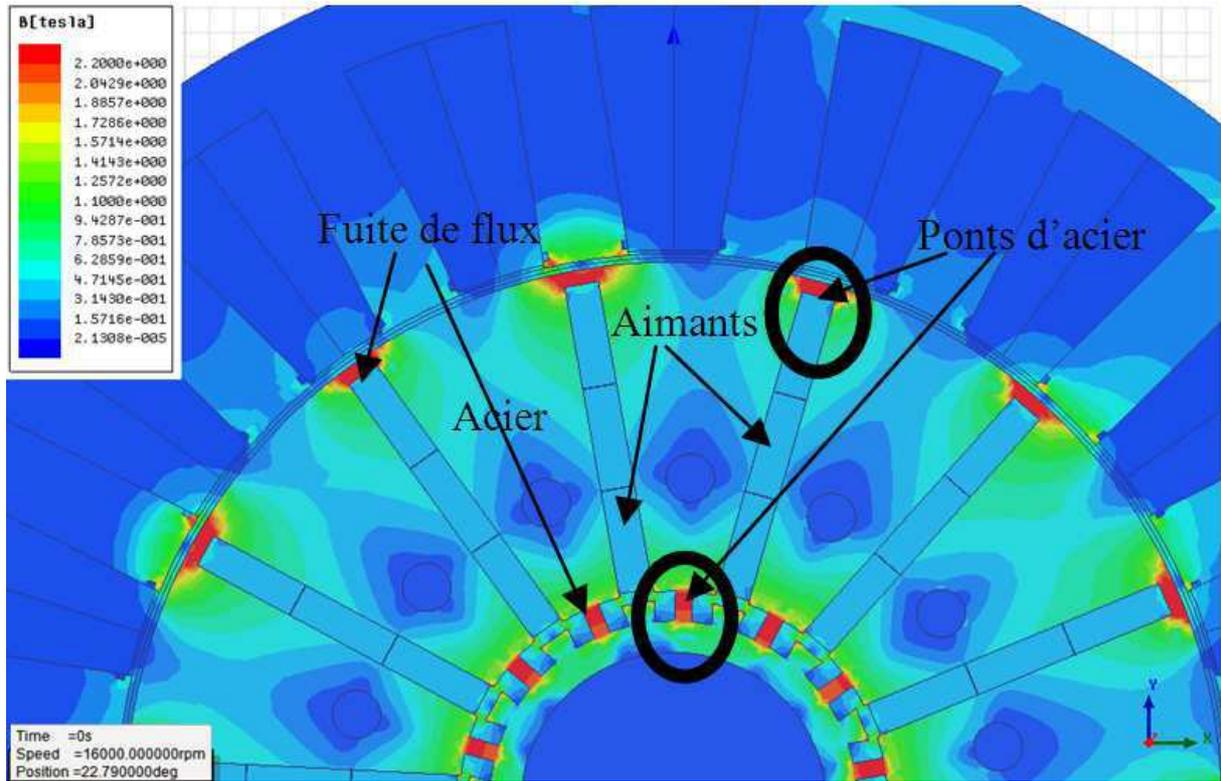
5.15 Etudes mécaniques de fabrication du prototype

La structure d'acier électrique est dimensionnée afin de répondre au cahier des charges fonctionnel "MHYGALE" sans dépasser les dimensions limites. Cette structure doit être examinée d'un point de vue mécanique, car les dimensions sélectionnées précédemment au niveau électromagnétique n'ont pas forcément le même effet positif pour les contraintes mécaniques. De ce fait, l'intérêt de l'étude mécanique est de trouver des astuces pour aller le plus possible dans l'efficacité de la machine, tout en gardant la rigidité de rotor au sens mécanique.

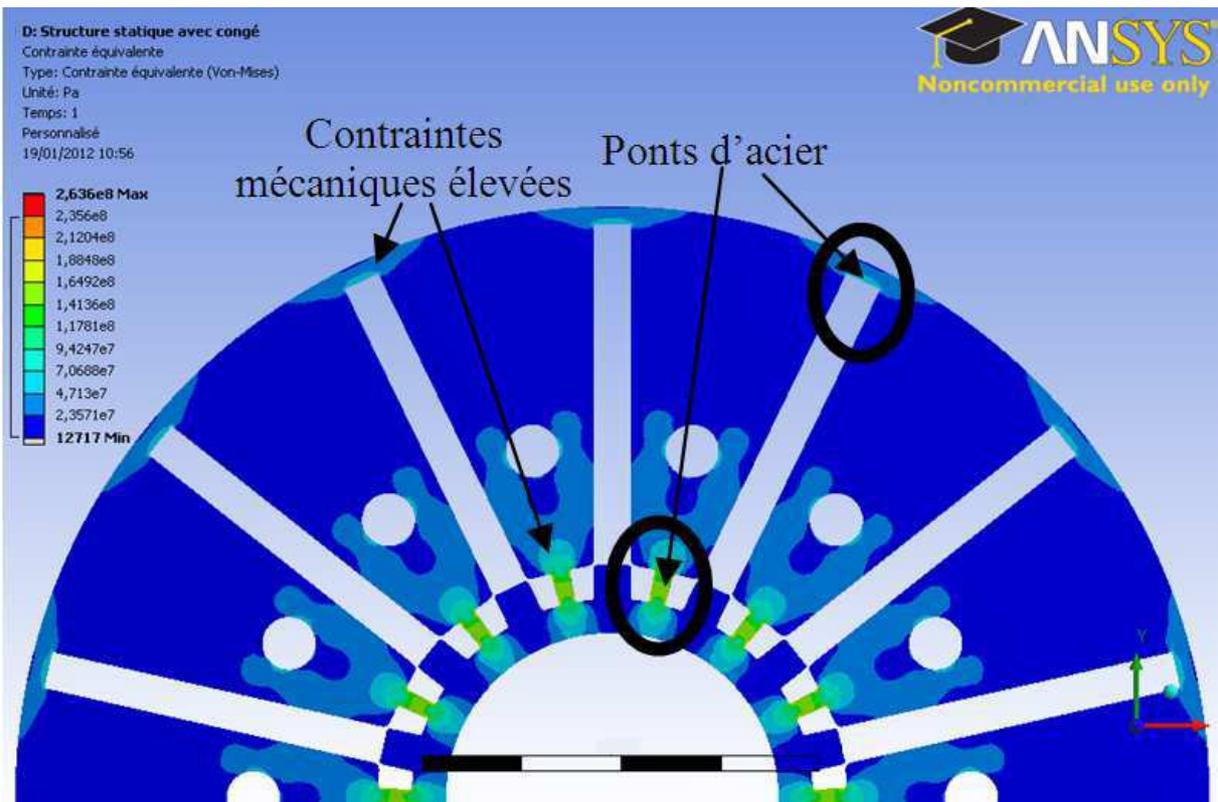
Tout d'abord, les contraintes sont calculées grâce au modèle mécanique 2D en éléments finis. Ensuite, les ponts ferromagnétiques sont taillés jusqu'à la largeur minimale, qui assure un niveau des contraintes mécaniques inférieur à la valeur maximale que l'acier peut résister (500 MPa avec un coefficient de sécurité de 2). Ce calcul est fait à la vitesse maximale (16000 rpm) où les contraintes atteignent ses valeurs les plus élevées. La Figure 5-20 (b) illustre la cartographie des contraintes mécaniques données par le modèle par éléments finis dans les différents points du rotor.

Dans le cadre du projet MHYGALE les études thermiques et mécaniques ont été réalisées dans le cadre de travaux d'étudiants de troisième d'expertise des Arts et Métiers encadrés de façon rapprochée par le doctorant et le post doc affectés au projet.

Enfin, quelques photos prises du prototype pendant les différentes étapes de fabrication sont affichées dans la Figure 5-21.



Modèle électromagnétique



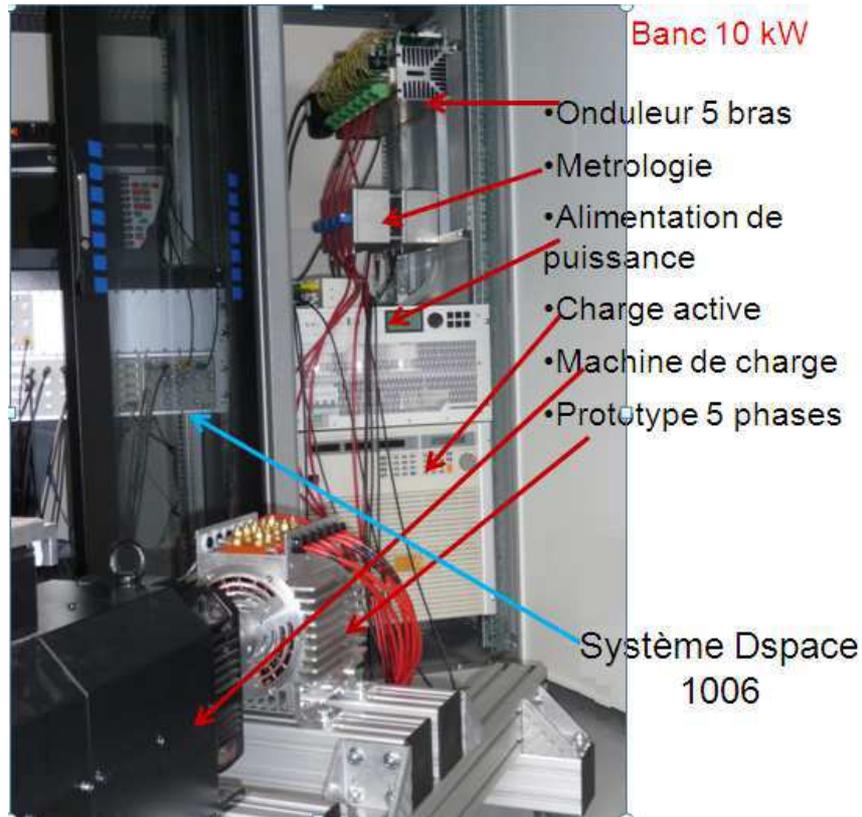
Modèle mécanique

Figure 5-20 Etude des contraintes mécaniques dans le rotor en haute vitesse 16000 rpm

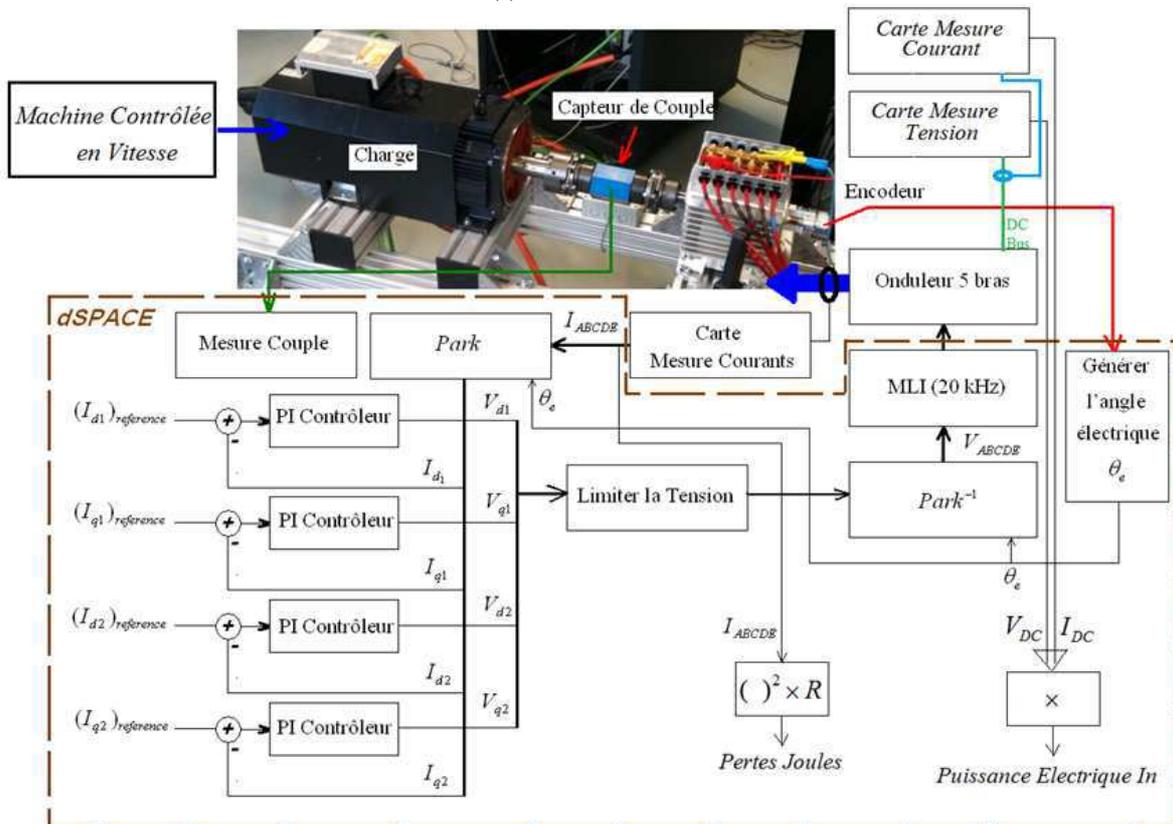


Figure 5-21 photos du prototype 5-phases 20/14 pendant les différentes étapes de fabrication

5.16 Plateforme de mesure et schéma du contrôle utilisé



(a) Plateforme de mesure



(b) Schéma du contrôle

Figure 5-22 Plateforme utilisée pour tester le prototype 5-phases 20/14 avec le schéma du contrôle considéré

5.17 Mesure des inductances propres et mutuelles

Le courant injecté dans la phase A : $i_A = I_0 + I \cdot \cos(\omega t)$, ω : pulsation électrique imposée

Les courants étant nuls dans les autres phases, la tension mesurée aux bornes de cette phase est donc de la forme:

$$V_A = L \frac{di_A}{dt} + R i_A + E_A$$

V_A : la tension mesurée de la phase A (Phase-Neutre), L_A : l'inductance propre, R_s : la résistance d'une phase, E_A : la force électromotrice de la phase A.

Pour tracer l'inductance en fonction de l'angle électrique, la machine est entraînée en rotation en utilisant une autre machine (la charge) mais à très faible vitesse ce qui permet donc de négliger la force électromotrice E_A .

$$V_A = L_A \cdot \frac{di_A}{dt} + R_s \cdot i_A \Rightarrow (V_A - R_s \cdot i_A) = L_A \cdot I \cdot \omega \cdot j \Rightarrow L_A = \frac{|V_A - R_s \cdot i_A|}{I \cdot \omega}$$

Donc, l'inductance propre par rapport à l'angle électrique θ_e

$$L_A(\theta_e) = \frac{|V_A(\theta_e) - R_s \cdot i_A|}{I \cdot \omega}$$

La tension qui peut être mesurée aux bornes des autres phases est:

$$V_{B,C,D,E} = M_{A-B,C,D,E} \cdot \frac{di_A}{dt} \Rightarrow V_{B,C,D,E} = M_{A-B,C,D,E} \cdot I \cdot \omega \cdot j \Rightarrow M_{A-B,C,D,E} = \frac{|V_{B,C,D,E}|}{I \cdot \omega}$$

$$M_{A-B,C,D,E}(\theta_e) = \frac{|V_{B,C,D,E}(\theta_e)|}{I \cdot \omega}$$

$V_{B,C,D,E}$: les tensions aux bornes des phases B, C, D, E ; $M_{A-B,C,D,E}$: les inductances mutuelles entre la phase A et les autres phases B, C, D, E.

Le schéma de la méthode considérée pour mesurer les inductances propres et mutuelles grâce aux équations précédentes est illustré dans la Figure 5-23. Cette méthode est effectuée en utilisant Matlab-simulink et dSPACE.

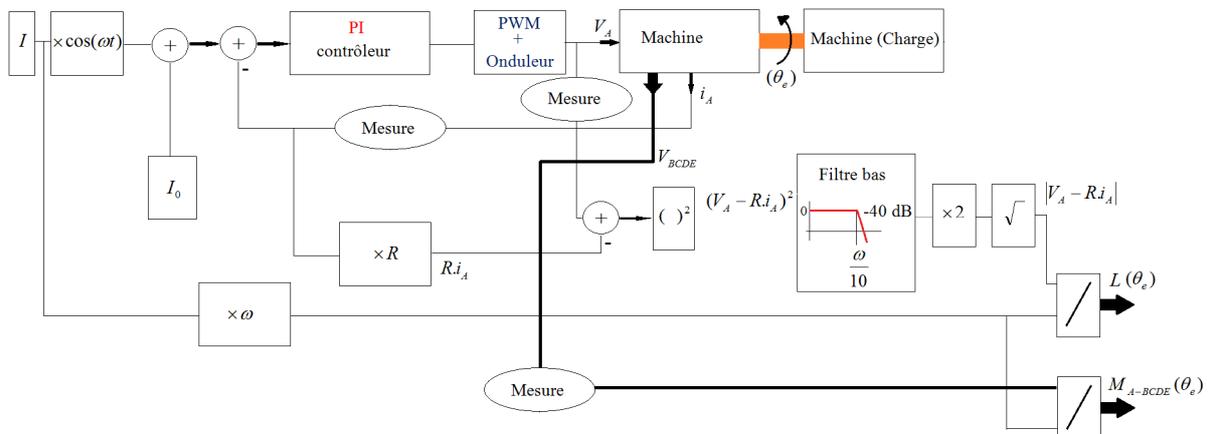


Figure 5-23 le schéma de la méthode utilisée pour mesurer les inductances propres et mutuelles dans le prototype 5-phases
20/14

Conception de Machines Polyphasées à Aimants et Bobinage Concentré à Pas Fractionnaire avec Large Plage de Vitesse

Résumé : L'objectif de la thèse est la conception d'une machine électrique dédiée à des applications Mild-Hybrid. En assurant certaines fonctionnalités, cette machine permet de réduire la consommation de carburant dans le véhicule et par conséquent réduire la quantité des gaz rejetés. Les contraintes exigées par un tel domaine à la fois pour le couple et la puissance nous amène à étudier les machines synchrones polyphasées à aimants avec un bobinage concentré autour des dents. Cette technologie de bobinage permet d'obtenir des machines de rendement élevé qui sont faciles à fabriquer, réparer et recycler, mais avec un certain niveau d'effets parasites. Afin de trouver un compromis entre ces effets et la capacité à fournir de couple, la thèse concerne l'étude des topologies de bobinage à pas dentaire avec différentes combinaisons Encoches/Pôles. Un modèle analytique constituant un outil permettant de comparer les pertes d'aimants entre les différentes combinaisons est développé. De nombreuses configurations sont comparées afin de faire le choix le plus adéquat pour minimiser les effets parasites. Les topologies rotoriques qui permettent à la machine de présenter une large plage de vitesse sont examinées, mais en tenant compte également de la nécessité de protéger leurs aimants contre des harmoniques nocifs de FMM. Enfin, l'exploitation du degré de liberté offert par une structure à 5 phases est abordée montrant que, le couple peut être significativement boosté en modifiant la structure de rotor. La cohérence de toutes les études analytiques menées dans la thèse est corroborée par des modèles en éléments finis et des mesures effectuées sur un prototype.

Mots clés : Machines polyphasées, bobinage concentré, pas dentaire, pas fractionnaire, défluxage, pertes dans les aimants, courants induits, FMM, harmonique spatial, large plage de vitesse.

Design of Multiphase PM Machines with Fractional Slot Concentrated-Windings and Wide Speed Range

Abstract : The aim of this thesis is to design an electrical machine dedicated for Mild-Hybrid applications. By providing certain functionalities, this machine can reduce fuel consumption in the vehicle and therefore reduce the amount of released gases. The challenges imposed by such application on both torque and power lead us to study the multiphase PM machines with concentrated windings. This windings technology provides efficient machines which are easy to manufacture, repair and recycle, but accompanied with a certain level of parasitic effects. In order to find a compromise between these effects and the ability to provide torque, the thesis concerns the study of winding topologies with different Slots/Poles combinations. An analytical model constituting a tool to compare magnet losses between various combinations is developed. Many configurations are compared in order to make the most appropriate choice which minimizes parasitic effects. The rotor topologies that allow the machine to provide a wide speed range are examined, taking into account their role in magnets protection against MMF harmful harmonics. Finally, the exploitation of freedom degree offered by a 5-phases structure is discussed, showing that the torque can be significantly boosted by modifying the rotor structure. The consistency of all analytical studies presented in the thesis is corroborated by finite element models and a prototype measurement.

Keywords : Multiphase machines, fractional slot, concentrated windings, flux weakening, magnet losses, eddy-currents, MMF, spatial harmonic, wide speed rang.