



HAL
open science

DIMENSIONNEMENT DES MACHINES SYNCHRONES A FREQUENCE OPTIMALE DE CONVERSION Vers une Méthode déterministe de Dimensionnement sur Cycle

Nicolas Bernard

► **To cite this version:**

Nicolas Bernard. DIMENSIONNEMENT DES MACHINES SYNCHRONES A FREQUENCE OPTIMALE DE CONVERSION Vers une Méthode déterministe de Dimensionnement sur Cycle. Sciences de l'ingénieur [physics]. IUT - Institut Universitaire de Technologie [Saint-Nazaire]; IREENA - Institut de Recherche sur l'Energie Electrique de Nantes-Atlantique (IREENA) EA 4642, 2018. tel-01875127

HAL Id: tel-01875127

<https://hal.science/tel-01875127>

Submitted on 12 Oct 2018

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.

Université de Nantes

Mémoire présenté en vue de l'obtention de
l'Habilitation à Diriger des Recherches

Spécialité
Génie Electrique

Nicolas BERNARD

Maître de conférences à l'IUT de Saint-Nazaire
Chercheur au laboratoire IREENA (EA4642)

DIMENSIONNEMENT DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS A FREQUENCE OPTIMALE DE CONVERSION

Vers une méthode déterministe de dimensionnement sur cycle

Présenté au laboratoire IREENA, Saint-Nazaire, le 23 mai 2018, devant le jury composé de :

Président : - Xavier ROBOAM, Directeur de Recherche CNRS, INP-ENSEEIH, Laplace

Rapporteurs : - Bruno DEHEZ, Professeur, Ecole Polytechnique de Louvain
- Guy FRIEDRICH, Professeur des universités, Université Technologique de Compiègne, LEC
- Daniel MATT, Professeur des universités, Université de Montpellier 2, IES

Examineurs : - Hamid BEN AHMED, Maître de Conférences HDR, ENS Rennes, SATIE
- Gérard BERTHIAU, Professeur des universités, Université de Nantes, IREENA
- Mohamed El-Hadi ZAÏM Professeur des universités, Université de Nantes, IREENA

Table des matières

Liste des notations	3
Chapitre I: Résumé des activités d'enseignement et de recherche.....	7
I.1 Curriculum Vitae	7
I.2 Expérience d'enseignement – Synthèse.....	8
I.3 Travaux de recherche et encadrements.....	11
I.3.1 Synthèse des activités de recherche	12
I.3.2 Contrats	14
I.3.3 Publications	16
I.3.4 Encadrements.....	22
Contexte	25
Positionnement.....	27
Chapitre II : Les outils de la conception des machines électriques.....	33
II.1 La conception : outils et méthodes	33
II.1.1 Problématiques et outils associés	33
II.1.2 Les « outils numériques » et « semi-numériques » de calcul et d'optimisation....	39
II.2 Les modèles analytiques pour le dimensionnement.....	44
II.2.1 Puissance et couple électromagnétique	45
II.2.2 Inductions statoriques.....	46
II.2.3 Modèles de pertes électriques.....	49
II.3 Pertes et contraintes mécaniques.....	57
II.3.1 Pertes aérodynamiques pour les machines rapides.....	57
II.3.2 Pertes mécaniques dans les roulements.....	59
II.3.3 Contraintes mécaniques liées à la vitesse	61
II.3.4 Contraintes d'usinage.....	63
II.4 Modélisation thermique et contrainte thermique.....	63
II.4.1 Modélisation « classique » - Application aux machines fort couple basse vitesse	64
II.4.2 Modélisation thermique spécifique pour machines rapides.....	66
II.5 Optimisation et incertitudes.....	70
II.6 Conclusion	72
Chapitre III : Machines électriques à fréquence de conversion optimale	73
III.1 Vers une démarche généralisée d'optimisation.....	73

III.1.1	Formulation générale du problème	75
III.1.2	Maximisation du couple massique – Etude des machines lentes	76
III.1.3	Maximisation de la puissance volumique - Etude des machines rapides	78
III.2	Augmentation des performances des machines fort couple basse vitesse	79
III.2.1	Démarche de conception	80
III.2.2	Bobinage fractionnaire avec optimisation par méthode « passive ».....	81
III.2.3	Bobinage fractionnaire avec optimisation par méthode « active »	82
III.2.4	Etude et comparaison de performances des solutions trouvées.....	83
III.3	Machines rapides synchrones à aimants permanents	84
III.3.1	Maximisation de la puissance volumique	85
III.3.2	Choix des matériaux magnétiques	88
III.3.3	Prise en compte des pertes mécaniques.....	89
III.3.4	Réalisation d'une machine rapide	91
III.3.5	Exemple de dimensionnement complet issu de notre démarche d'optimisation	95
III.3.6	Optimisation sur cycle	97
	Conclusion sur l'optimisation sur cycle.....	110
	Conclusion, perspectives et projet.....	113

Liste des notations

B_{cm}	: Amplitude de l'induction dans la culasse statorique	[T]
B_{dm}	: Amplitude de l'induction dans les dents statoriques	[T]
B_{fm}	: Amplitude de l'induction d'excitation dans l'entrefer	[T]
B_{rm}	: Amplitude de l'induction résultante dans l'entrefer	[T]
C_{em}	: Couple électromagnétique	[Nm]
C_p	: Capacité thermique du stator	[J/kg.°C]
C_f	: Coefficient de pertes mécaniques par frottements	[J/kg.°C]
d_{fer}	: Densité du fer	[kg/m ³]
E_Y	: Module d'Young	[N/m ²]
f	: Fréquence	[Hz]
F_s	: Force magnétomotrice statorique efficace par pôle et par phase	[At]
g	: Rapport de réduction du réducteur mécanique	
h	: Coefficient d'échange thermique par convection	[W/m ² .K]
H_c	: Champ coercitif des aimants	[A/m]
k_{ad}	: Coefficient de pertes fer additionnel	
k_{ec}	: Coefficient de pertes volumiques par courants de Foucault	
k_{f0}	: Coefficient de remplissage en cuivre par encoche	
k_h	: Coefficient de pertes volumiques par hystérésis	
k_t	: Rapport d'ouverture dentaire/pas dentaire	
k_w	: Coefficient de bobinage	
k_σ	: Coefficient de dispersion	
L	: Longueur active	[m]
M	: Masse du stator	[kg]
n_s	: Demi-nombre de conducteurs/pôle/phase	
p	: Nombre de paires de pôles	
P_c	: Pertes cuivre	[W]
P_{ec}	: Pertes par courants de Foucault	[W]
P_h	: Pertes par hystérésis	[W]
P_{mg}	: Pertes fer	[W]
R	: Rayon statorique externe	[m]
$\mathcal{R}_{e\delta}$: Nombre de Reynolds	
R_s	: Rayon statorique interne	[m]
r_s	: Rayon statorique interne réduit	
R_w	: Rayon de fond d'encoche	[m]
r_w	: Rayon de fond d'encoche réduit	
R_r	: Rayon rotorique externe	[m]
S_{th}	: Surface d'échange thermique	[m ²]
t	: Temps	[s]
th_t	: Epaisseur des tôles ferromagnétiques	[m]
V_p	: Vitesse périphérique	[m/s]
W_{ag}	: Epaisseur d'entrefer	[m]
W_{PM}	: Epaisseur d'aimant	[m]
x	: Taux d'échange thermique sur les flasques	[%]
$\Delta\theta$: Elévation de température	[°C]
η_d	: Taux de distorsion harmonique de l'induction	
λ	: Conductivité thermique	[W/mK]
ρ_c	: Résistivité du cuivre	[Ωm]

τ_L : Rapport longueur active/rayon rotorique externe
 Ω : Pulsation de rotation [rad/s]
 ψ : Angle d'autopilotage [rad]

Chapitre I: Résumé des activités d'enseignement et de recherche

I.1 Curriculum Vitae

Nicolas BERNARD

ANCIEN ÉLÈVE DE L'ÉCOLE NORMALE SUPÉRIEURE DE CACHAN
AGRÉGÉ ET DOCTEUR EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

Date et lieu de naissance	: 19 août 1971 à Nantes (44)
Fonction actuelle	: Maître de Conférences
Établissement	: IUT de Saint-Nazaire (Université de Nantes)
e-mail	: <i>nicolas.bernard@univ-nantes.fr</i>

FORMATION & DIPLOMES

- 2001** DOCTORAT de troisième cycle, soutenu le 17 décembre 2001 à l'antenne de Bretagne de L'ENS de CACHAN (Dir. Bernard MULTON)
- 1998** DEA d'Électronique, option Génie Électrique, à l'Université de NANTES
- 1997** Préparation à l'Agrégation de Génie Électrique à l'antenne de Bretagne de l'ENS de CACHAN
- 1995** Préparation au CAPET Génie Électrique, option B, à l'IUFM de POITIERS
- 1994** MAITRISE EEA à l'Université de POITIERS
- 1993** LICENCE EEA à l'Université de POITIERS
- 1992** DEUG A Sciences Expérimentales, option physique, à l'Université de POITIERS
- 1991** DUT Génie Électrique, option Automatique, à l'Université de POITIERS
- 1989** Bac F3 (Électrotechnique) à MANTES LA JOLIE (78)

CONCOURS

- 1997** AGREGATION de Génie Électrique, option B (Électrotechnique et électronique de puissance).
- 1996** CAPET Génie Électrique, option B (Électrotechnique et énergie).
- 1996** Admission au concours d'entrée à l'ENS de CACHAN, section Génie Électrique.

I.2 Expérience d'enseignement – Synthèse

Année 97/98 :

Statut : élève normalien de 4^{ème} année

Premières vacances effectuées à l'antenne de Bretagne de l'ENS de Cachan (40 h eq. TD). Enseignements effectués en préparation à l'agrégation de Génie Électrique. Encadrement de séances de préparation aux épreuves de montages en électrotechnique et électronique de puissance.

De 1998 à 2001 :

Statut : Allocataire Moniteur Normalien (AMN avec charge de 64 h eq. TD/an).

La plupart des heures d'enseignement ont été faites en préparation à l'agrégation de Génie Électrique de l'antenne de Bretagne de l'ENS de CACHAN. Il s'agissait essentiellement d'encadrer des séances de montage en électrotechnique, d'assister et d'évaluer les élèves dans leur entraînement aux épreuves orales de l'agrégation (leçons et dossiers).

Dans le cadre de cette préparation à l'agrégation, j'ai proposé et réalisé deux nouvelles maquettes didactiques. La première consistait à expliquer, au cours d'une séance de TP long (8h), le principe de fonctionnement ainsi que la mise en œuvre d'une machine synchrone autopilotée dans le repère abc. Cette maquette visait à apporter un regard neuf aux élèves sur le pilotage des machines synchrones. La seconde permettait l'étude des convertisseurs fonctionnant en absorption sinusoïdale de courant. En complément, j'ai rédigé un cours photocopié ainsi qu'un article pour une revue (3EI) pédagogique destinée aux enseignants de l'électrotechnique, sur le fonctionnement des redresseurs MLI à absorption sinusoïdale de courant, encore peu traité alors dans la littérature.

Durant les deux premières années de mon monitorat, avec Hamid BEN AHMED (Maître de Conférence à l'ENS de CACHAN) nous avons mis en place une nouvelle série de 3 TP, de 4 heures chacun, en électrotechnique, pour les élèves de l'option électrotechnique en Maîtrise EEA de l'Université de Rennes I.

Enfin, j'ai participé à des enseignements en électrotechnique et électronique de puissance aux élèves ingénieurs de Supélec Rennes (12 h/an). J'ai participé à l'élaboration des TP et à la rédaction des sujets, plus particulièrement le sujet intitulé : « Asservissement en courant et en vitesse d'une machine à courant continu ».

De 2001 à 2003 :

Statut : ATER à temps plein (Attaché Temporaire de l'Enseignement et de la Recherche avec une charge de 192 hTD).

Mon service d'enseignement à l'ENS a repris, pour ces deux années, l'ensemble déjà effectué au cours de mon monitorat auquel s'ajoutaient d'autres séances d'évaluation des élèves agrégatifs aux épreuves orales (leçons, montages et dossiers), la préparation et la correction d'une épreuve d'agrégation blanche, ainsi que deux séances de cours (2 fois 4h). Le premier cours portait sur « les convertisseurs à découpages fonctionnant en absorption sinusoïdale de courant et le filtrage actif » et le second sur « la machine synchrone autopilotée ».

En 2002, En complément de ces enseignements, j'ai souhaité élargir mon expérience par des enseignements niveau Bac +2, en IUT. J'ai ainsi encadré des TP d'électronique et d'électrotechnique (40h environ) au sein du département de Génie Electrique à Rennes pour les élèves de première année (transformateur, appareillage, MCC, sécurité électrique...).

Années	Charge	Statut	Type	Niveau
2002-2003	192 h éq. TD	ATER	<ul style="list-style-type: none"> Cours (8h), TP (~ 50 h) Prépa. aux oraux de l'Agrégation (Leçons, Montages, Dossiers) TP d'électronique et d'électrotechnique (~ 60 h de TP) TP d'électrotechnique (12 h) 	Agrégation GE IUT GEII 1 ^{ère} année Maîtrise EEA
2001-2002	192 h éq. TD	ATER	<ul style="list-style-type: none"> Cours (8h), TP (~ 50 h) Prépa. aux oraux de l'Agrégation (Leçons, Montages, Dossiers) TP d'électrotechnique (12 h) 	Agrégation GE Maîtrise EEA
1998-2001	64 h éq. TD	AMN	<ul style="list-style-type: none"> Prépa. aux oraux de l'Agrégation (TP, Leçons, Montages, Dossiers) TP d'électrotechnique (12 h) TP d'électrotechnique (12 h) 	Agrégation GE Maîtrise EEA SUPELEC
1997-1998	40 éq. TD (vacations)	Élève Normalien de 4 ^{ème} année	<ul style="list-style-type: none"> Prépa. aux oraux de l'Agrégation (Montages) 	Agrégation GE

Tableau 1 : Expériences d'enseignement avant nomination aux fonctions de Maître de Conférences

De septembre 2003 à février 2004

- **Professeur Agrégé** à l'IUT de Saint-Nazaire au département Mesures-Physiques.

Responsabilité et rénovation des enseignements d'électrotechnique (8h C, 16h TD, 24h TP). Mon service incluait également des enseignements en électronique analogique et numérique (TD et TP), en informatique d'instrumentation (TP LabView) et en métrologie (TD et TP).

Depuis février 2004

- **Maître de Conférences** à l'IUT de Saint-Nazaire au département Mesures-Physiques.

En intégrant le département Mesures Physiques, j'ai été amené à enseigner sur un spectre de disciplines plus large que dans un département Génie Electrique. Cette pluridisciplinarité, qui fait la spécificité du département, conduit naturellement les enseignants du domaine de l'EEA à enseigner l'électronique d'instrumentation, l'électrotechnique, l'informatique scientifique et l'informatique d'instrumentation, les capteurs, la métrologie...

Responsabilité d'enseignements :

Je suis actuellement responsable des enseignements (C, TD, TP) suivants : Electricité en première année puis Electronique d'Instrumentation, Conditionnement de signaux, Electronique de Puissance et Energies Renouvelables en deuxième année.

Responsabilité de Modules Complémentaires :

Le PPN (Programme Pédagogique National) permet aux enseignants de proposer des modules complémentaires offrant aux étudiants de deuxième année le choix entre plusieurs parcours dits spécialisés. Dans ce cadre-là, j'ai proposé et mis en place trois modules complémentaires avec responsabilité des cours, TD et TP en « Electronique de Puissance », en « Energies Renouvelables » et en « Electronique d'Instrumentation ». En associant les séances de travaux pratiques des deux modules « Electronique de Puissance » et « Energies Renouvelables », j'ai pu dégager un volume horaire conséquent (24h TP) pour permettre aux étudiants l'étude, par une approche projet, de chaînes de conversion d'énergie complètes, vue sous l'angle de la mesure.

Par le biais de deux appels à projets propres à l'Université de Nantes, j'ai pu faire l'acquisition, via la rédaction de dossiers de financement, de deux éoliennes d'une puissance de 500W, d'un onduleur d'électronique de puissance, de panneaux photovoltaïques et d'un chauffe-eau solaire.

Responsabilité du soutien aux élèves PEIP :

Le département Mesures-Physiques accueille des étudiants du parcours PEIP -D (Parcours des écoles d'ingénieur Polytech). En plus de la formation classique, ces étudiants (environ 6/promotion), issus d'un Bac STI2D, bénéficient d'heures de soutien et de projets menés en partenariat avec le département Génie Electrique de Polytech-Nantes. Disposant d'un budget spécifique, j'ai fait acheter deux skateboards électriques utilisés comme supports d'études pour les projets menés sur les semestres 2, 3 et 4.

Soutien aux étudiants en difficultés :

Enfin, en tant que directeur des études, j'ai mis en place un système de suivi des étudiants en difficulté, sur la base du volontariat, visant à corriger les méthodes de travail et d'apprentissage. Reçu une à deux fois par semaine (1/4 à 1/2 heure), en début du deuxième semestre, chaque étudiant présente le résultat d'un petit travail (exercice de TD en général), l'accent étant mis sur la méthode, la rigueur et les règles à respecter pour un bon apprentissage.

Vacations académiques :

En complément de ma charge statutaire, j'ai été amené à faire ou je fais encore des vacances pour des formations allant du L3 au M2. Il s'agit essentiellement de formations par apprentissage.

CNAM de NANTES (Formation Continue cours du soir)	2004 et 2007	Cours et TD d'électronique d'Instrumentation	12 h /an
	2008	TP d'informatique d'Instrumentation (LabView)	16 h
ITII des Pays de la Loire (Formation Continue)	Depuis 2003	TP d'informatique d'Instrumentation (LabView)	16h/an
Master 2 Recherche	Depuis 2008	Cours (Conversion électromécanique d'énergie)	6h/an
Polytech' Nantes Formation continue Filière Maîtrise des Energies	De 2012 à 2015	Cours, TD & TP d'électronique d'Instrumentation	28h/an
	Depuis 2013	Cours, TD Machines Electriques	62h/an

Tableau 2 : Vacances effectuées hors département d'affectation

Autres actions de formation :

- « La conversion électromécanique d'énergie » (4 h de formation par an depuis 2006).
Activité de formation continue pour ingénieurs. Formation **EUROSAE**, centre de Paris.
Animateurs, Jacques LAUEUFFER et Pierre ALOÏSI.
- « Les machines électriques et les convertisseurs d'électronique de puissance ». Cours
particulier (21h en 2007) au sein du service **Formation Continue de l'IUT de Saint-
Nazaire** pour la formation scientifique d'une responsable commerciale de la Société
Haydon Motion Europe.
- « Instrumentation Virtuelle, LABVIEW » dans le cadre de l'Université d'automne
organisée par le service **Formation Continue de l'IUT de Saint-Nazaire** (8h TP en août
2007).
- Participation à la course Shell Eco-marathon Europe en 2012 à Rotterdam, avec le
prototype hydrogène « Polyjoule » classé 1^{er} de la compétition.

I.3 Travaux de recherche et encadrements

Septembre 1998 – septembre 2001 :

Thèse à l'Antenne de Bretagne du Laboratoire SATIE.

Travaux de recherche sous financement AMN (Allocataire Moniteur Normalien) avec Monitorat
effectué au sein de la préparation à l'Agrégation de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan.

Depuis septembre 2003 :

Chercheur au laboratoire IREENA à Saint-Nazaire au sein de l'équipe MDE (Modélisation des
Dispositifs Electromagnétiques, responsable actuel Gérard Berthiau).

1997 - 1998 : Stage de DEA

Commande d'un accumulateur électromécanique d'énergie

Responsables au SATIE : Bernard MULTON et Hamid BEN AHMED

Publications¹ : [R2], [ACTI1], [ACTN1],

Effectué à l'Antenne de Bretagne de l'équipe Conception d'Actionneurs du SATIE (UMR CNRS 8029), l'objet de mon stage de DEA était l'étude et l'alimentation d'un moteur/générateur synchrone pour le stockage électromécanique d'énergie. Dans le cas très particulier de ce type d'application, où la charge est fixe et parfaitement connue, les variations de couple et de vitesse sont imposées par la commande sans que le système ne soit perturbé par ailleurs. Une commande sans autopilotage, donc simple, a alors été envisagée. Malgré des performances correctes pour des petits cycles de fonctionnement, l'étude a montré qu'il était nécessaire de s'orienter vers une solution plus robuste utilisant un capteur rudimentaire délivrant une seule impulsion par tour.

1998 – 2001 : Thèse de Troisième cycle

Conception d'un accumulateur électromécanique d'énergie

Responsables au SATIE : Bernard MULTON et Hamid BEN AHMED

Publications : [R1], [R3], [ACTI2], [ACTI3], [CI3], [B1],

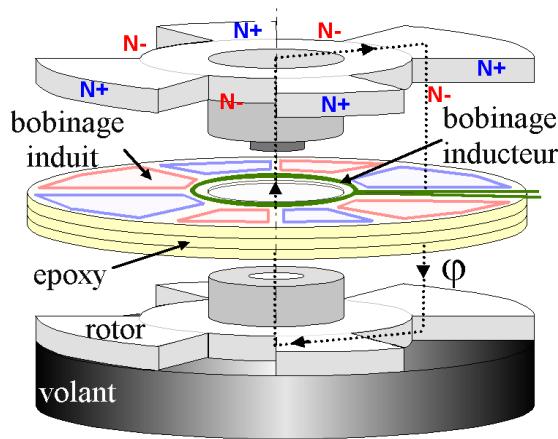
Toujours au sein de l'Antenne de Bretagne du SATIE, mes travaux de thèse ont porté sur la conception, le dimensionnement et l'optimisation d'un moteur/générateur pour accumulateur électromécanique d'énergie sous la direction de Bernard MULTON (Professeur des Universités) et d'Hamid BEN AHMED (Maître de Conférences). L'actionneur étudié, de conception totalement innovante, a fait l'objet d'un dépôt de brevet international. Il s'agit d'un moteur discoïde de type synchrone triphasé à réluctance et à excitation homopolaire dont les bobinages d'excitation et d'induit sont fixes et situés dans l'entrefer (Figure 1). Cette structure permet une excellente intégration au volant d'inertie cylindrique en acier.

Parmi les points saillants de ces travaux, je citerais :

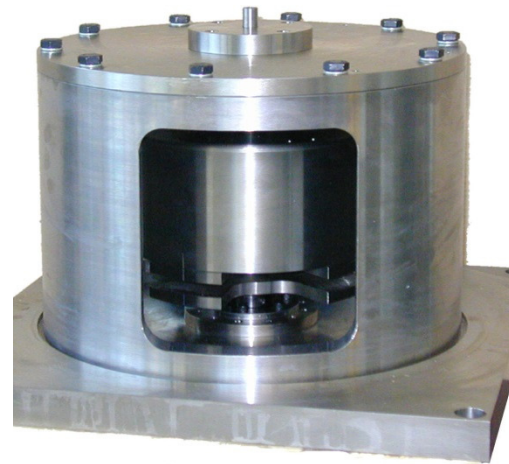
- une modélisation semi-analytique 2-D complète de l'actionneur et utilisable facilement par un algorithme d'optimisation. Il a été montré qu'une analyse 2-D au rayon moyen combinée à l'utilisation des perméances superficielles est suffisante pour ce type d'actionneur, malgré des effets 3-D assez prononcés en apparence.
- le choix de la technologie circuit imprimé pour la réalisation des bobinages dans l'air. Par son aspect modulaire, la réalisation et le montage du bobinage complet est très simple. La possibilité d'obtenir des sections variables de conducteurs d'une spire à l'autre permet, en outre, d'obtenir une force magnétomotrice quasi sinusoïdale donc favorable à la minimisation des pertes.

¹ Cf. § I.3.3

- Un pré-dimensionnement sur cycle du moteur/générateur avec prise en compte des pertes dans le convertisseur d'alimentation. L'optimisation ainsi menée, basée sur une modélisation analytique et résolue de manière analytique est, par sa formulation, à l'origine d'une part importante de mes travaux actuels.



Représentation schématique du moteur/générateur



Le volant d'inertie et son support

Figure 1 : Accumulateur électromécanique d'énergie conçu au laboratoire SATIE

2001 – 2003 : ATER à l'Antenne de Bretagne du laboratoire SATIE

Commande optimale et suspension magnétique d'un accumulateur électromécanique d'énergie

Responsables au SATIE : Bernard MULTON et Hamid BEN AHMED

Collaborations : Jérôme DELAMARE et Fabien FAURE (G2ELab)

Publications : [ACTN4],

A l'issue de ma thèse, j'ai poursuivi mes activités de recherche sur la conception d'un accumulateur électromécanique d'énergie. Ces travaux ont essentiellement porté sur l'optimisation combinée des paramètres géométriques et des paramètres de commande du moteur/générateur. Pour un fonctionnement à consigne de puissance donnée, une recherche des variables optimales conduisant à un fonctionnement à pertes minimales a montré qu'il était intéressant de défluxer une machine synchrone en combinant à la fois une action sur le courant d'excitation et une action sur l'angle d'autopilotage. Ce mode de réglage est plus particulièrement efficace dans le cas des machines à bobinages dans l'entrefer où la réaction magnétique de l'entrefer est faible.

Enfin, j'ai travaillé, en collaboration avec le G2ELab pour ses compétences dans le domaine des paliers magnétiques, à la mise en œuvre d'une suspension hybride (sustentation magnétique passive et guidage mécanique) pour un accumulateur électromécanique d'énergie.

Depuis 2004 : Maître de Conférences au laboratoire IREENA (Saint-Nazaire)

Responsable IREENA : Mohamed MACHEMOUM

Responsable de l'équipe MDE : Gérard BERTHIAU

Membre de l'équipe MDE (axe « Machines ») :

Mohamed El-Hadi ZAÏM, Nicolas BRACIKOWSKI, Luc MOREAU

Mes activités de recherches, en tant que Maître de Conférences, ont été effectuées au laboratoire IREENA (Equipe d'accueil 4642) à Saint-Nazaire. Le laboratoire est structuré en deux équipes depuis 2009, l'équipe MEE (Maîtrise de l'Energie Electrique) et l'équipe MDE (Modélisation des Dispositifs Electriques) au sein de laquelle sont intégrées les « activités machines ». Ces activités concernent le développement, la modélisation et l'optimisation de dispositifs innovants de conversion électromécanique. Les applications visées concernent principalement la génération et la propulsion électriques. Ces applications, souvent embarquées, nécessitent l'optimisation de leur chaîne de conversion. Un fonctionnement à haute fréquence de conversion est alors requis pour l'obtention de forts couples massiques (ou volumiques). Ces applications exigent aussi des caractéristiques spécifiques comme la robustesse, la faible maintenance et la tolérance aux défauts. Dans ce cadre, et avec la collaboration des autres membres « machinistes » de l'équipe, j'ai été amené, au gré des encadrements de thèse, de Master et de contrats, à développer plus particulièrement les points suivants, objet du présent document :

- Machines rapides à forte puissance volumique
- Machines lente à fort couple massique et à bobinages fractionnaires
- Méthodologie de dimensionnement sur cycle

Je vais donc, dans ce mémoire, détailler plus particulièrement ces trois activités dans le cadre du troisième chapitre. Auparavant, j'aurai dans le second chapitre, présenté les outils et méthodes qui m'ont permis de mener à bien ces travaux. La machine, support de cette présentation étant la machine synchrone à aimants permanents, montés en surface.

1.3.2 Contrats

Contrat Société DEFONTAINE Automobile (La Bruffière - 85) de février 2004 à septembre 2007

Responsables IREENA : Mohamed El-Hadi ZAÏM, Luc LORON

Responsable Défontaine : Jean BONNEFOUS

Publications : [ACL 5], [ACTI4], [ACTI5], [ACTI6], [ACTI7]

Co-encadrement de deux doctorants « CIFRE » (Vincent PAUVERT et Rachid MISSOUM).

Durée : 3 ans

« Conception d'un actionneur électromécanique à inertie variable pour l'automobile »

De septembre 2005 à septembre 2007, un contrat signé avec l'équipementier automobile Défontaine visait à concevoir un actionneur électromécanique intégrant, dans un volume réduit et fortement contraint thermiquement, les trois fonctions suivantes : réalisation d'une inertie variable, synchronisation des volants et génération d'électricité. Ce projet d'envergure a donné lieu au financement de deux thèses conjointes (V. PAUVERT et R. MISSOUM) au cours desquelles deux prototypes validant des concepts différents ont été réalisés.

Contrat AIRBUS (Toulouse - 31) de décembre 2006 à mars 2007

Chercheurs IREENA impliqués : Nicolas BERNARD, Mohamed El-Hadi ZAÏM

Responsable IREENA : Luc LORON

Collaboration : Xavier ROBOAM (LAPLACE, Toulouse)

Responsable AIRBUS : Jean-Louis LANDO

Durée : 3 mois

« Étude comparative de chaînes de conversion d'énergie tri- et pentaphasées pour génération de bord »

Lors de ce travail d'expertise, nous avons proposé une modélisation aussi complète que possible de l'association machine synchrone/redresseur à diodes/filtre capacitif c'est-à-dire de la chaîne de conversion complète pour la génération d'électricité à bord des avions. L'objectif visant à maximiser la puissance massique de l'ensemble pour les structures triphasée et pentaphasée, les modèles développés sont analytiques et limités au premier harmonique. Cette étude montre notamment l'impact du convertisseur d'alimentation fonctionnant en redresseur de courant sur le dimensionnement de la machine (machine rapide à faible nombre de spires et grand entrefer). Toutefois, cette étude n'a pas permis de montrer clairement l'avantage de la structure pentaphasée sur la structure triphasée contrairement à « l'idée de départ ». Le gain réalisé sur la masse des éléments de stockage et de filtrage restant trop faible par rapport à la masse des machines électriques.

Contrat ECA-EN (St HERBLAIN - 44) de décembre 2009 à avril 2010

Chercheurs IREENA impliqués : Nicolas BERNARD, Mohamed El-Hadi ZAÏM

Responsable IREENA : Mohamed MACHEMOUM

Responsable ACA-EN : Philippe NOVELLI.

Durée : 5 mois

L'objectif visait la réalisation d'une machine synchrone à double alimentation dont le rapport des puissances rotorique et statorique est unitaire. La puissance et la vitesse de rotation étaient respectivement de **30 kW** et **900 tr/min** avec refroidissement par circulation d'un fluide caloporteur au stator et au rotor. Après une modélisation analytique, l'utilisation d'un algorithme génétique a permis de dégager la solution optimale en termes de rendement avec validation par éléments finis. La société ECA-EN a réalisé la machine issue de notre dimensionnement pour validation avant réalisation d'un prototype d'une puissance de 300 kW. Le contrat prévoyait la fourniture d'un programme Matlab de dimensionnement en prévision de cette seconde réalisation. Celle-ci est actuellement (depuis 2016) en phase de validation.

Revue Internationale avec comité de lecture [ACL]

- [ACL 10] **Bernard N., Olivier J. C., Moreau L., Bourguet S., Berthiau G.**, « PMSM Design Optimization For a Flywheel Accumulator Considering The Charge/Discharge Profile », *IEEE trans. on Industrial Electronics*. **Article soumis.**
- [ACL9] **Hmam S., Olivier J.-C., Bourguet S., Loron L., Bernard N., Schaeffer E.**, « A cycle-based simulation framework for the simulation of multi time-scale systems - Application to the powertrain of a fully electric ferry », *International Journal of Mathematics and Computers in Simulation*, **Article soumis.**
- [ACL8] **Dang L., Bernard N., Bracikowski N., Berthiau G.**, « Design optimization with flux-weakening of High-Speed PMSM for electrical vehicle considering the driving cycle », *IEEE trans. on Industrial Electronics*, Vol. 64, Issue : 12, pp 9834 – 9843, 2017.
- [ACL7] **Olivier J.-C., Wasselynck G., Chevalier S., Auvity B., Josset C., Trichet D., Squadrito G., Bernard N.**, « Multiphysics Modeling and Driving Strategy Optimization of a Light Duty Fuel Cell Vehicle », *International Journal of Hydrogen Energy* (42), pp 26943 – 26955, 2017.
- [ACL6] **Bekka N., Trichet D., Bernard N., Zaïm M. E. H.**, « Application of phase shifting technique for reducing the MMF space harmonics of tooth concentrated windings », *Revue Electric Power Components and Systems*, Vol. 44, Issue : 15, 2016.
- [ACL5] **Bernard N., Missoum R., L. Dang, N. Bekka, H. Ben Ahmed, Zaïm M. E. H.**, « Design Methodology for High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machines », *IEEE trans. on Energy Conversion*, Vol. 31, Issue : 2, pp 477 – 485, 2016.
- [ACL4] **Bekka N., Zaïm M. E. H., Bernard N., Trichet D.**, « A Novel Methodology for Optimal Design of Fractional Slot with Concentrated Windings », *IEEE trans. on Energy Conversion*, Issue : 3, pp 1153 – 1160, 2016.
- [ACL3] **Martin F., Zaïm M. E. H., Tounzi A., Bernard N.**, « Improved Analytical Determination of Eddy Current Losses in Surface Mounted Permanent Magnets of Synchronous Machine », *IEEE trans. on Magnetics*, Vol. 50, Issue: 6, part 2, juin 2014.
- [ACL2] **Bernard N., Martin F., Zaïm M. E. H.**, « Design Methodology of a Permanent Magnet Synchronous Machine for a Screwdriver Application », *IEEE trans. on Energy Conversion*, Vol. 27, Issue: 3, pp 624-633, sept. 2012.
- [ACL1] **Bernard N., Ben Ahmed H., Multon B.**, « Axial field synchronous machine with homopolar flux in the airgap for a flywheel accumulator », *IEEE Trans. On Industry Applications*, mai/juin 2004, volume 40, n° 3, pp. 755-762.

Brevet d'invention

- [B1] **Ben Ahmed H., Multon B., Delamare J., Kerzreho C., Cognard J.Y., Bernard N.**, « Moteur/générateur à réluctance excitée et à bobinage dans l'entrefer », brevet français n° 99 15494, brevet international PCT/FR00/003459, déposé le 8 déc. 2000, déposant CNRS.

Conférence Invitée

- [CI3] **Bernard N., Ben Ahmed H., Multon B., Kerzreho C., Delamare J., Faure F.**, « Flywheel Energy Storage Systems in Hybrid and Distributed Electricity Generation », Papier invité au *congrès PCIM 2003*, Nuremberg, 22-24 mai 2003, 9 pages sur CD-ROM.

Reuves en français avec comité de lecture [ACLN]

- [R3] **B. Multon, J.-Y. Cognard, H. Ben Ahmed, N. Bernard, P.-E. Cavarec, O. Gergaud, C. Kerzreho, D. Miller, S. Turri**, « Les convertisseur électromécaniques d'énergie : des systèmes mécatroniques », 2003, *Editions scientifiques et médicales, Elsevier SAS*.
- [R2] **Bernard N., Ben Ahmed H., Multon B.**, « Commande en boucle ouverte de position d'un moteur synchrone pour accumulateur électromécanique d'énergie », *Revue Internationale de Génie Electrique*, vol. 5, n°1/2002, pp 9-22.
- [R1] **Gergaud O., Ben Ahmed H., Multon B., Bernard N.**, « Nouvelle architecture électromagnétique à réluctance variable excitée pour accumulateur électromécanique d'énergie », *Revue Internationale de Génie Électrique*, vol.4, n° 3-4/2001, pp 367-390.

Communications dans des colloques internationaux avec comité de lecture [ACTI]

- [ACTI16] **Bernard N., Olivier J. -C., Dang T. N. L., Bracikowski N., Berthiau G.**, « High-Speed PMSM Design Optimization For A Flywheel Accumulator Considering The Charge/Discharge Profile », *Electrimacs 2017*, 4-6 jul. 2017, Toulouse.
- [ACTI15] **Hmam S., Olivier J. C., Bourguet, Loron L., Bernard N.**, « Multirate Simulation Method Adapted to Large Time-Scale Multi-Physics Systems : Application to an All-Electric Ferry Design », *EMHyTeC*, Tunis, Tunisia, may 2016.
- [ACTI14] **Dang T. N. L., Bernard N., Bracikowski N., Berthiau G.**, « Analytical Model and Relcutance Network for High-Speed PMSM Design Optimization – Application to Electric Vehicles », *International Conference on Electrical Machines ICEM 2016*, 4-7 sept. 2016, Lausanne.
- [ACTI13] **Olivier J.-C., Wasselynck G., Trichet D., Bernard N., Hmam S., Chevalier S., Josset C., Auvity B., Squadrito G.**, « Multiphysics Modeling and Driving Strategy Optimization of an Urban-

Concept Vehicle », *IEEE-Vehicular Power and Propulsion Conference 2015*, Montreal, Canada, oct. 2015.

- [ACTI12] **Bernard N., Dang T. N. L., Olivier J.-C., Bracikowski N., Wasselynck G., Berthiau G.**, « Design Optimization of High-Speed PMSM for Electric Vehicles », *IEEE-Vehicular Power and Propulsion Conference 2015*, Montreal, Canada, oct. 2015.
- [ACTI11] **Bekka N., Zaïm M. E. H., Bernard N., Trichet D.**, « Optimization of the MMF function of fractional slot concentrated windings », *ICEM 2014, International Conference on Electrical Machines*, 2-5 sept. 2014, Berlin.
- [ACTI10] **Martin F., Bernard N., Zaïm M. E. H., Tounzi A., Fratila R.**, « Eddy current Losses in Permanent Magnets of High Speed Synchronous Generators », *ACEMP, Electromotion*, Istanbul, Turkey, pp. 374 – 379, sept. 2011.
- [ACTI9] **Bernard N., Martin F., Zaïm M. E. H.**, « High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machine for a Screwdriver Application », *ICEM 2010, International Conference on Electrical Machines*, Rome, sept. 2010.
- [ACTI8] **Zaïm M. E. H., Bernard N.**, « Actionneurs électriques à grande vitesse de rotation, Contraintes, Topologies, Conception et application », *ICEE'09*, Alger, 19-21 mai 2009.
- [ACTI7] **Missoum R., Bernard N., Zaïm M. E. H., Bonnefous J.**, « Optimization of high speed surface mounted permanent magnet synchronous machines », *ACEMP 2007, Bodrum, Turquie*, 10-12 sept. 2007.
- [ACTI6] **Pauvert V., Bernard N., Zaïm M. E. H., Bonnefous J.**, « Modelling and Optimization of clutch magnet actuators topologies », *IEEE-IAS 2007, Nouvelle-Orleans LA*, 24-27 sept. 2007, 9 pages.
- [ACTI5] **Pauvert V., Bernard N., Zaïm M. E. H.**, « Design and Optimization of a clutch magnet actuator », *ICEM 2006, Crete Island Greece*, 2-5 sept. 2006.
- [ACTI4] **Missoum R., Bernard N., Zaïm M. E. H.**, « Influence of magnetic materials on maximum power limits of permanent-magnet synchronous machines », *ICEM 2006, Crete Island Greece*, 2-5 sept. 2006.
- [ACTI3] **Bernard N., Ben Ahmed H., Multon B.**, « Axial field synchronous machine with homopolar flux in the airgap for a flywheel accumulator », *IEEE-IAS 2002, Pittsburg Pennsylvanie*, 13-18 oct. 2002, 9 pages.
- [ACTI2] **Bernard N., Ben Ahmed H., Multon B.**, « Semi-analytical inductance calculation on an axial-field synchronous machine for a flywheel storage system using surfacic permeances », *IEEE-IEMDC'2001, Cambridge Massachusetts*, 17-20 juin 2001, 9 pages.

[ACTI1] **Bernard N., Ben Ahmed H., Multon B.**, « Open loop position and current control of a synchronous motor/generator for a Flywheel Accumulator », EPE'99, Conférence à Lausanne, 7-9 sept. 99, 8 pages.

Communications dans des colloques nationaux [ACTN]

[ACTN9] **Olivier J.-C., Bernard N., Triest S., Bourguet S., Mendoza Aranguren L.**, « Technico-Economic Optimization of Flywheel Storage System in Transportation », *SGE 2014, Symposium de Génie Electrique*, 8-10 juillet 2014, France.

[ACTN8] **Bernard N., Olivier J.-C.**, « Méthodologie de dimensionnement sur cycle d'une machine synchrone rapide a aimants permanents - application au stockage inertiel longue durée », *SGE 2014, Symposium de Génie Electrique*, Cachan, France, juil. 2014.

[ACTN7] **Bekka N., Zaïm M. E. H., Bernard N., Trichet D.**, « Optimisation de la FMM de machines a bobinage dentaire », *SGE 2014, Symposium de Génie Electrique*, Cachan, France, juil. 2014.

[ACTN6] **Bernard N., Delinchant B., Ben Ahmed H., Zaïm M. E. H.**, « Influence du choix des matériaux magnétiques sur l'optimisation des machines synchrones », *Electrotechnique du Futur 2005*, Grenoble.

[ACTN5] **Delinchant B., Bernard N., Zaïm M. E. H.**, « Interaction entre modélisation et dimensionnement : application aux machines rapides », *Electrotechnique du Futur 2005*, Grenoble.

[ACTN4] **Robin G., Gergaud O., Ben Ahmed H., Bernard N., Multon B.**, « Problématique du stockage d'énergie décentralisé sur le réseau », *Electrotechnique du Futur 2003*, Gif-sur-Yvette.

[ACTN3] **Zaïm M. E. H., Ben Ahmed H., Bernard N., Gabsi. M., Takorabet N., Lamghari M. I., Boumendil F.**, « Machines électriques haute vitesse : analyse topologique et limites de faisabilité », *Electrotechnique du Futur 2003*, Gif-sur-Yvette.

[ACTN2] **Bernard N., Kerzreho C., Faure F.**, « Accumulateur électromécanique d'énergie – Optimisation du moteur associé », *GEVIQ'2002, Génie Electrique – Vie et qualité*, Marseille, 12-13 juin 2002, pp 86-91.

[ACTN1] **Bernard N.**, « Présentation et prédimensionnement d'un moteur/générateur synchrone pour accumulateur électromécanique d'énergie », *JCGE'01, Colloque des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique*, Nancy, 13-14 nov. 2001, pp 173-178.

Ouvrages ou chapitres d'ouvrages scientifiques [OS]

- [OS6] **Zaïm M. E. H., Ben Ahmed H., Bernard N.**, « Machines électriques rapides », chapitre d'ouvrage, Machines électriques non conventionnelles, sous la direction d'A. Rezzoug et M. E. H. Zaïm, Editions Hermes Science et Lavoisier, 2011
- [OS5] **Zaïm M. E. H., Ben Ahmed H., Bernard N.**, « High-Speed Electric Machines », chapitre d'ouvrage, Non-Conventional Electrical Machines, sous la direction d'A. Rezzoug et M. E. H. Zaïm, Editions ISTE Willey, 2012
- [OS2] **Ben Ahmed H., Bernard N., Feld G., Multon B.**, « Machines synchrones : Modélisation en régime permanent », article des Techniques de l'ingénieur, D3 521.
- [OS3] **Ben Ahmed H., Bernard N., Feld G., Multon B.**, « Machines synchrones : Fonctionnement en régime permanent », article des Techniques de l'ingénieur, D3 522.
- [OS1] **Ben Ahmed H., Bernard N., Feld G., Multon B.**, « Machines synchrones : Principes généraux et structures », article des Techniques de l'ingénieur, D3 523.
- [OS1] **Ben Ahmed H., Bernard N., Feld G., Multon B.**, « Machines synchrones : Fonctionnement en régime autopiloté », article des Techniques de l'ingénieur, D3 524.

Autres publications à caractère Pédagogique

- [1] **Ben Ahmed H., Multon B., Bernard N., Kerzreho C.**, « Le stockage inertiel électromécanique », Revue 3EI, n° 48, mars 2007, pp. 18-29.
- [2] **Bernard N., Multon B., Ben Ahmed H.**, "Le redresseur MLI en absorption sinusoïdale de courant", Revue 3EI, n°35, décembre 2003, pp. 56-65.
- [3] **Bernard N.**, « Machine synchrone : De la boucle ouverte à l'autopilotage », Revue 3EI, n° 30, septembre 2002, pp. 24-39.
- [4] **Multon B., Ben Ahmed H., Bernard N., Cavarec P. E.**, « Les moteurs électriques pour application de grande série », Revue 3EI, n° 21, juin 2000, pp. 5-18.

Conférences nationales sans acte

- [5] **Bernard N., Multon B., Ben Ahmed H., Kerzreho C.**, « Le Stockage Electromécanique d'Energie », Journées SEE, Energies non carbonées, Toulouse, 25 mai 2011,

- [6] **Bernard N., Martin F., Zaïm M. E. H.**, « Méthodologie d'optimisation des machines Synchrones à Aimants Permanents - Application aux machines rapides », Journées SEEDS, ENSAM Paris, 1^{er} avril 2010.
- [7] **Bernard N., Zaïm M. E. H., Missoum R., Matar T., Ben Ahmed H.**, « Méthodologie d'optimisation des machines rapides, Application au choix des matériaux magnétiques », Séminaire "Machines Rapides", ENS de CACHAN, février 2008,
- [8] **Bernard N., Zaïm M. E. H., Ben Ahmed H., Delinchant B.**, « Machines Electriques Hautes Vitesses", GdRME²MS, "Machines non conventionnelles », CNAM Paris, 23 septembre 2004.
- [9] **Multon B., Bernard N., Ben Ahmed H.**, « Stockage Electromécanique d'énergie », Groupe Stockage d'énergie Club CRIN Energies Alternatives, Paris, 23 mai 2002.
- [10] **Ben Ahmed H., Bernard N., Cavarec P. E., Gergaud O., Kerzreho C., Miller D., Multon B., Turri S.**, « Convertisseurs électromécaniques d'énergie : des systèmes mécatroniques », Journées AUM & AFM 2002, INSA Rennes, 2-3 septembre 2002.
- [11] **Ben Ahmed H., Multon B., Bernard N., Gergaud O., Kerzreho C.**, « Solutions alternatives, Stockage électromécanique - Energies renouvelables », Journée « Energie : débranchez-vous ou énergie autonome » organisées par la MEITO le 13 décembre 2001, Nantes.

Rapports

- [1] **Bernard N., Zaïm M. E. H.**, « Modélisation d'une machine double alimentation », Rapport d'expertise pour la société ECA-EN, mai 2010.
- [2] **Bernard N., Zaïm M. E. H.**, « Pré-dimensionnement d'une chaîne de conversion électromécanique pour visseuse électrique », Rapport d'expertise pour la société Pneumat, novembre 2008.
- [3] **Bernard N., Zaïm M. E. H., Benkhoris M. F.**, « Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie tri et pentaphasées pour la génération de bord », Rapport d'expertise pour la collaboration SEEDS/AIRBUS, mai 2007.
- [4] **Loron L., Zaïm M. E. H., Bernard N.**, *Contrat d'accompagnement de 3 thèses CIFRE (David Ané, Rachid Missoum et Vincent Pauvert) avec la Société Défontaine, 2005-2007.*

Thèses soutenues :

[TH1] Vincent PAUVERT (Septembre 2004 – Décembre 2007)

Sujet : «*Conception et optimisation d'un actionneur électromécanique pour l'obtention d'une inertie variable*». Taux d'encadrement : 50 % avec M. E. H. Zaïm

Jury : J. Faucher (Pres.), G. Barakat (rap.), C. Marchand (rap.), J. Bonnefous, N. Bernard, L. Loron, M. E. H. Zaïm.

[TH2] Rachid MISSOUM (Septembre 2004 – Décembre 2007)

Sujet : «*Conception, dimensionnement et commande d'un moteur générateur associé à un dispositif de stockage pour un volant à inertie variable*». Taux d'encadrement : 50 % avec M. E. H. Zaïm

Jury : J. M. Kauffmann (Pres.), P. Brochet (rap.), H. Ben Ahmed (rap.), J. Bonnefous, N. Bernard, L. Loron, M. E. H. Zaïm.

[TH3] Nassim BEKKA (Septembre 2012 – Novembre 2015)

Sujet : «*Modélisation et optimisation d'actionneurs rotatifs fort couple pour systèmes embarqués*». Taux d'encadrement : 30 % avec D. Trichet et M. E. H. Zaïm

Jury : C. Espanet (Pres.), D. Matt (rap.), Y. Amara (rap.), J. Saint-Michel, M. E. H. Zaïm, D. Trichet, N. Bernard.

[TH4] Linh DANG (Septembre 2014 – Décembre 2017)

Sujet : «*Dimensionnement et optimisation sur cycle d'une génératrice synchrone à aimants permanents à hautes vitesses de rotation - Application à la propulsion hybride des véhicules automobiles*».

Taux d'encadrement : 30 % avec N. Bracikowski et G. Berthiau.

Jury : D. Matt (Pres.), F. Gillon (rap.), H. Ben Ahmed (rap.), G. Barakat, J.-P. Gaubert, R. Missoum, N. Bernard, Bracikowski, G. Berthiau.

Thèse en cours :

[TH5] Jean-Marie GUIHAL (Depuis Septembre 2017)

Sujet : «*Applications en génie électrique des techniques d'identification récursive des modèles dynamiques à temps continu, non-linéaires et incertains*».

Taux d'encadrement : 30 % avec E. Schaeffer et F. Auger.

MASTERS et DEA :

18 encadrements de DEA et Master 2 Recherche entre 2003 et 2017.

Responsabilités administratives et actions diverses

- Direction des études du Département Mesures-Physiques depuis septembre 2014.

- Responsabilité de la Gestion des Notes du département Mesures-Physiques de l'IUT de Saint-Nazaire de septembre 2011 à septembre 2014. Mise en place de la gestion via la plateforme Scodoc en 2013-2014.
- Membre du conseil de laboratoire de 2011 à 2016.
- Responsabilité des Portes Ouvertes pour le Département Mesures-Physiques de 2007 à 2010.
- Membre du Comité d'organisation de la conférence EPF 2010 à Saint Nazaire.
- Membre du Comité d'organisation de la conférence JCGE 2013 à Saint Nazaire.
- Membre du Comité d'Organisation de la Conférence Numélec 2015 à Saint-Nazaire.
- Participation à des comités de Sélection pour le recrutement de Maître de conférences (Le Havre, Saint-Nazaire) :
 - Poste MCF n° 0126, 2010, Université du Havre
 - Poste MCF n°4101 , 2012, Université de Nantes
 - Poste MCF n°4174 , 2013, Université de Nantes
 - Poste MCF n° 0841, 2017, Université de Nantes
- Membre du Jury de thèse de Mohamed Lamine MASMOUDI. Thèse soutenue le 10 avril 2015, à l'Université de Poitiers.
- Relecture pour les revues et conférences :
 - *IEEE Trans. on Industrial Electronics* (1 à 2 par an),
 - *IEEE Trans. on Energy conversion* (1 à 2 par an),
 - Conférence *Electrimacs 2017*.
- Co-Chairman de la Session 5.c : "*Design & optimization of electric machines*". Conférence *Electrimacs*, 4-6 juillet, Toulouse, 2017.

Contexte

D'une démarche à ses débuts plutôt individuelle et confidentielle, la recherche scientifique est devenue peu à peu le fruit de collaborations et d'échanges nationaux, parfois internationaux. D'une certaine façon, la recherche scientifique n'a pas échappé à la mondialisation avec ses bons et mauvais côtés. Si l'on excepte certains sujets frappés de confidentialité qu'imposent parfois des secteurs très concurrentiels et des applications très spécifiques, aujourd'hui, tous les travaux et la production scientifique qui en résulte sont accessibles facilement et quasi instantanément via internet. Cette facilité d'accès à l'information est un atout précieux qui le serait d'avantage encore si le volume de publications scientifiques n'avait décuplé ces dix dernières années. Ce foisonnement, combiné à un environnement en perpétuel transformation limite la durée de vie des articles à quelques années. Outre le fait que le travail de recherche bibliographique est devenu fastidieux, il est devenu difficile d'être visible sur ce « marché » très dynamique et concurrentiel.

La conception des machines électriques est une discipline désormais plus que centenaire. Hormis quelques applications exotiques pouvant donner lieu à des structures innovantes, nous devons constater qu'il est difficile de sortir des sentiers déjà bien battus. Si on ajoute à cela un secteur industriel frileux quant à l'innovation, on peut assurément penser que les conditions d'une révolution scientifique dans notre secteur n'est pas pour demain. Malgré tout, ce constat ne doit pas nous faire oublier que la science des machines électriques a connu une évolution constante et soutenue depuis ses débuts. Car si le principe même de la conversion d'énergie de nos machines électriques est fixé pour l'éternité, la technologie et l'apparition de nouvelles applications créent les conditions favorables à une recherche vivante et capable de se réinventer en permanence. Il suffit pour s'en convaincre de feuilleter les actes des colloques passés, ceux d'une époque pas si lointaine où le CD n'existait pas. Les systèmes et leurs architectures ont changé. D'autre part, l'apparition et le développement relativement récents des outils numériques, couplés à une croissance exponentielle de la puissance de calcul, ont profondément changé notre façon de penser la conception et le dimensionnement des systèmes électriques. Il est désormais possible d'appréhender des solutions à des problèmes inaccessibles une ou deux décennies auparavant. Il est possible d'optimiser le système de manière globale, non plus bloc par bloc. Il est maintenant simple et naturel, lors du dimensionnement d'une machine électrique, d'intégrer directement les contraintes et performances de l'ensemble de la chaîne de conversion. Les critères d'optimisation deviennent multi-objectifs, avec des optimisations qui ne sont plus seulement la maximisation d'un couple ou d'un rendement, mais la maximisation de critères technico-économiques, l'éco conception, etc. Il est donc certain que nous avons connu de ce point de vue une réelle transformation de notre discipline et qu'une part importante de nos activités a « glissé » vers une approche de plus en plus système. La simple observation des activités des laboratoires français du génie électrique témoigne très nettement de cette évolution. Tous, sans exception, en plus de la recherche de structures innovantes, valorisent le développement de méthodologies d'analyse ou de dimensionnement. Parallèlement à ce

mouvement vers une approche système, les outils de calcul ont gagné en précision et en accessibilité. L'utilisation des éléments finis pour les calculs magnétiques et thermiques est désormais courante. Des logiciels performants sont accessibles gratuitement et très simples d'utilisation (ex. du logiciel FEMM). Le calcul 3D suit le mouvement et fera probablement partie à court terme des outils standards du concepteur de machines.

Si tous ces progrès dans les systèmes de conversion d'énergie sont peu perceptibles par les usagers, sensibles davantage aux avancées spectaculaires qui impactent directement leur quotidien (exemple de la téléphonie mobile), ils n'en ont pas moins transformé assez radicalement notre travail. Le dimensionnement de systèmes de plus en plus complexes, associant des phénomènes physiques et des outils différents donc souvent difficilement compatibles, nécessite une réflexion approfondie portant davantage sur la formulation du problème que sur le calcul proprement dit. In fine, c'est tout l'environnement du chercheur, outils, méthodes et applications, qui s'est renouvelé en l'espace d'une vingtaine d'années et on peut assurément penser qu'il se renouvellera de la même façon au cours des années à venir. Nous n'échapperons pas, à coup sûr, à la conception de systèmes de plus en plus complets associant des disciplines différentes (génie électrique, mécanique, thermique, informatique, économie,...) et des outils de calculs différents. Chaque étude se ramenant ainsi à l'association de blocs de natures différentes que les outils numériques sauront gérer pour nous. La conséquence naturelle à cette tendance est une perte de vue partielle ou totale des phénomènes physiques traités. Bien sûr, les « spécialistes modèles » qui travaillent au cœur des phénomènes existeront toujours mais il est légitime de s'interroger sur le devenir des interactions entre pro-systèmes et pro-modèles. Aujourd'hui, les développeurs informatiques n'ont pas besoin de maîtriser l'architecture des systèmes à micro-processeurs ; qu'en sera-t-il demain en génie électrique ?

Le laboratoire IREENA avec ses « machinistes » s'inscrit pleinement dans ce mouvement dans le sens où il travaille à la fois au développement de modèles et au développement de méthodologies d'optimisation en les appliquant à des structures de conversions d'énergie, qu'elles soient innovantes ou plus classiques. On citera plus particulièrement les machines fort couple - basse vitesse (à bobinage fractionnaire, DSPM...) et les machines rapides à forte puissance volumique.

Je suis arrivé au laboratoire en 2003. Il venait alors de faire le choix de développer la thématique « machines rapides » sous l'impulsion et la responsabilité de M. E. H. Zaïm qui a dimensionné le premier banc d'essai associant une machine synchrone à aimants permanents avec une machine synchrone à réluctance variable, banc d'une puissance de 20kW à 20000 tr/min. Compte tenu de ce contexte et de ma formation, mes premiers travaux « plus personnels », en dehors des contrats et des premiers encadrements de thèse, se sont naturellement portés sur cette thématique. Ce choix, comme je vais m'attacher à le montrer dans ce rapport, a été déterminant pour moi dans le sens où, en développant une approche de dimensionnement spécifique aux machines rapides, il m'a permis d'aller vers la problématique du dimensionnement sur cycle de la chaîne de conversion complète par une approche « globale » et originale que je développerai dans ce document. En ce sens, j'ai essayé, avec les autres chercheurs machinistes du laboratoire, de porter mes efforts sur la recherche de solutions pour des thématiques actuelles et porteuses.

Positionnement

Il serait difficile de formuler rapidement et en termes généraux ce qu'est la recherche dans le domaine de la conception des machines électriques. Disons simplement, qu'elle recouvre l'ensemble des activités allant de la définition d'une structure de conversion à la réalisation et aux essais. Dans sa configuration la plus complète, on trouvera successivement : le choix ou la définition d'une topologie adaptée à son application, la modélisation et l'optimisation, la réalisation et la validation. Par dimensionnement, on entend généralement l'étape consistant à exprimer les données du cahier des charges (un couple, une puissance, un profil de charge...) en fonction de tout ou partie des grandeurs géométriques de la machine et des caractéristiques des matériaux.

Dans le cadre de nos travaux au laboratoire IREENA, nous n'avons pas toujours rencontré des études complètes où, à partir d'un cahier des charges, nous devons définir une architecture d'actionneur, en réaliser un prototype puis le valider. Seul « le projet Défontaine » entrainé dans ce cadre-là. Il s'agissait de concevoir un actionneur permettant d'assurer le plaquage, avec synchronisation de leurs vitesses, de deux volants d'inertie en remplacement du volant d'inertie fixe utilisé dans les véhicules automobiles pour le lissage des acyclismes du moteur thermique. Ce projet ambitieux a donné lieu à trois financements de thèses dont deux que j'ai encadrées (Thèses de Vincent Pauvert pour l'actionneur de plaquage et de Rachid Missoum pour l'actionneur de synchronisation).

Dans nos autres activités, nous avons été amenés, la plupart du temps, à travailler plutôt sur les deux volets : modélisation et optimisation. Dans ce contexte, j'ai pris le parti d'orienter mes travaux davantage sur les aspects méthodologiques que sur les aspects modélisation dans le sens où, dans mes travaux post-doctoraux, j'ai plutôt été utilisateur de modèles que développeur de nouveaux modèles. Les travaux du laboratoire et les contrats avec des industriels nous ayant plutôt amenés sur des études de machines synchrones à aimants permanents, pour lesquelles les modèles de la littérature sont déjà nombreux et assez fiables, nous avons naturellement été amenés à travailler sur les aspects dimensionnement (utilisant les modèles existants) et optimisation des associations convertisseur-machines avec la volonté de traiter les fonctionnements sur cycle. La démarche de conception qui a été la mienne, s'est donc appuyée sur l'utilisation de modèles analytiques simples mais robustes et suffisamment fiables en terme de précision ; ce que je m'attacherai à montrer dans le chapitre suivant de ce document. Le choix et la forme des modèles électromagnétiques retenus ne présentent pas qu'un avantage vis-à-vis de l'étape d'optimisation. Ils nous ont permis, dans un premier temps, de résoudre le problème de l'optimisation sur un point de fonctionnement des machines rapides sous une forme analytique éclairante pour notre compréhension du dimensionnement. Outre la satisfaction intellectuelle d'avoir bien posé et résolu le problème, « l'outil » et la démarche ainsi proposés offrent de nombreuses possibilités qui nous ont permis dans un second temps de résoudre le problème de l'optimisation sur cycle des machines rapides par une approche déterministe, mais aussi de transposer la démarche aux machines lentes à

forts couples massiques. Je présenterai donc, dans le troisième chapitre cette démarche originale et son apport lors de nos différentes études.

Il semble qu'avec l'amélioration des performances des outils de calcul numérique (Eléments Finis et Algorithmes d'optimisation), la conception et l'optimisation de systèmes complexes et complets soient de plus en plus « faciles ». En conséquence de cette évolution, on utilise les outils de calcul numériques de plus en plus tôt dans la démarche de conception au détriment des phases de réflexion et d'analyse. Si nous sommes capables aujourd'hui d'optimiser des systèmes complexes sous contraintes, le travail d'analyse n'en est pas facilité pour autant. Celui-ci est souvent plus long que le travail de modélisation et d'optimisation proprement dit, si on souhaite trouver le sens de l'optimum, caché derrière le résultat fourni par un algorithme d'optimisation. Il est une autre limite à l'utilisation des outils numériques ; lorsque nous avons à dimensionner des machines sur cycle, l'utilisation des Eléments finis et/ou d'algorithmes d'optimisation conduit à des temps de calculs beaucoup trop longs surtout dans une phase de pré-dimensionnement. A titre d'illustration, le temps de calcul nécessaire à l'optimisation d'une machine seule sur un cycle (couple et vitesse) de 1000 points nécessiterait :

- 145 siècles (!) par l'utilisation couplée d'éléments finis et d'un algorithme génétique (100 générations/100 individus) en fonctionnement magnétique linéaire,
- 1 an et 7 mois par l'association d'un modèle analytique 1D et d'un algorithme génétique (100 générations/100 individus).

Il s'agit là, bien sûr, d'une estimation basée sur des temps de calcul moyens² et avec des nombres de générations/individus conduisant à l'obtention d'un optimum très relatif. Dans ce contexte, on est obligatoirement conduit à réduire le nombre de calculs en se ramenant à deux ou trois points significatifs du cycle affectés d'une pondération. Cette discrétisation, comme toute discrétisation constitue une perte de précision dans la recherche de la solution optimale. On peut donc légitimement se demander s'il est préférable d'utiliser un modèle fin mais complexe calculé sur uniquement deux ou trois points plutôt qu'un modèle simple, donc un peu moins précis mais calculé sur tous les points.

J'ai privilégié la deuxième approche. Elle n'a pas été immédiate mais le fruit de travaux et de réflexions nés de problématiques concrètes. Parmi mes premiers travaux au laboratoire IREENA sur le dimensionnement des machines rapides de type synchrones à aimants permanents, ne disposant pas de règle de dimensionnement précise concernant par exemple le choix du nombre de paires de pôles, il a bien fallu utiliser la démarche classique : modélisation analytique + algorithme d'optimisation pour la maximisation de la puissance volumique. Or, à partir de deux modélisations différentes pour une même machine, les résultats obtenus étaient non seulement différents mais conduisaient à des conclusions contradictoires. La première modélisation, avec bobinage équivalent ramené à une nappe continue de courant (donc sans encoche), conduit à un nombre de paires de pôles optimum infini alors qu'une modélisation avec bobinage réparti dans des encoches conduit à un nombre de paires de pôles unitaire. Equivalentes quant au calcul du couple électromagnétique, ces deux modélisations diffèrent sur le modèle des pertes fer. Dans les dents, ces pertes sont calculées dans le second modèle alors qu'elles ne le sont pas avec le premier. Or la simple comparaison de ces deux modèles de pertes ne permet pas d'expliquer cette différence de

² 500 μ s pour l'évaluation du modèle analytique et 3 s pour une évaluation par éléments finis 2D

comportement. Dès lors quel modèle choisir ? Si on sent que le modèle avec dents est le modèle à retenir pour notre problématique car le plus fidèle à la réalité de la structure, le simple ressenti ne peut constituer la base d'une démarche scientifique. Si l'outil d'optimisation (algorithme génétique par exemple) permet de trouver la solution propre à un modèle, il ne permet pas, ou très difficilement, d'expliquer la nature de certains résultats. In fine, c'est par la résolution analytique du problème, et parce que nous avons persisté dans notre idée d'y parvenir que nous avons pu comprendre et expliquer cette différence de résultat.

La recherche d'une formulation analytique à un problème d'optimisation n'est pas seulement utile à la compréhension du résultat. Dans le cadre de nos travaux sur la maximisation de la puissance volumique des machines rapides, elle a permis, par sa forme, d'établir des lois générales de dimensionnement, d'établir des critères objectifs de choix des matériaux magnétiques et de repenser, en sortant des sentiers battus, la question de l'optimisation sur cycle. Pour les machines rapides par exemple, contrairement aux techniques classiques, les formulations auxquelles nous sommes parvenus sont génériques dans le sens où elles sont adaptables et valables quels que soient les applications et les profils de couple et vitesse. Dans un premier temps je me suis plus particulièrement concentré sur la machine. L'intégration du convertisseur d'alimentation dans le processus d'optimisation constituera la suite logique de ce travail. Si la formulation, toujours sous forme analytique, n'est pas évidente a priori, cela n'exclut pas qu'il y ait une solution. Les outils d'optimisation nous seront sûrement utiles pour y parvenir.

Il ne s'agit pas en effet de bannir toute utilisation des outils numériques. Les algorithmes d'optimisation, par exemple, restent des outils précieux et des guides indispensables pour résoudre la plupart de nos problèmes. Les éléments finis sont devenus plus simples d'utilisation et plus accessibles. Tous ces outils ont permis, avec un accroissement continu de la puissance de calcul, de résoudre des problèmes plus complexes, modifiant de ce fait la nature de nos recherches. Même si, dans le domaine de la conception des machines électriques, la modélisation des phénomènes physiques garde une importance majeure, les aspects méthodologiques prennent une place de plus en plus importante. Dans ce contexte extrêmement stimulant, une question toutefois mérite d'être posée. Ne perdons-nous pas en compréhension et en maîtrise ce que nous avons gagné en performance ? Faut-il nécessairement garder toute la maîtrise du résultat. Pour le scientifique, tout effet possède une cause. Chercher et comprendre ce lien de causalité est à la base de la démarche scientifique. Certes, a posteriori, nous trouvons toujours des réponses à des solutions qui nous sont données par un algorithme d'optimisation. Mais si les problèmes traités augmentent sans cesse en terme de complexité, n'y aura-t-il pas une limite à notre capacité à comprendre un résultat sans pouvoir établir les liens avec les modèles ?

Dans le tableau ci-dessous, j'ai listé l'ensemble des laboratoires français (à défaut d'une vision internationale) affichant une activité continue de conception de machine en m'appuyant sur les thèses soutenues pendant ces cinq dernières années. Ces laboratoires sont par ailleurs présents dans les deux GT (Groupes de Travail) du GdR SEEDS (Gr. de Recherche) : « Machines non conventionnelles » et « Modèles analytiques d'actionneurs ». Par activité de conception de machine, j'entends ici, toute activité dont la finalité est le dimensionnement d'une machine en vue de sa réalisation. J'exclus, de fait, toute activité pour laquelle la machine électrique constitue un support d'étude comme par exemple la seule modélisation des pertes dans une machine ou le seul calcul de

champ. J'ai tenté de recenser ici, les laboratoires en pointant les activités qui les différencient ainsi que les domaines d'application et le nombre de thèses soutenues. Ce recensement ne prétend pas être exhaustif. Il se peut en effet que, malgré le croisement des différentes sources, des travaux (et peut être des laboratoires) aient pu m'échapper mais cela donne un instantané de la recherche française dans le domaine de la conception des machines et de sa visibilité. On notera qu'une part importante des travaux concerne la machine synchrone à aimants permanents où les applications « transport » (automobile en particulier) et « énergies renouvelables » dominent.

Laboratoire	Activités (Mots clefs)	Applications	Réf. Thèses
GeePS (Paris, Supelec) Université Paris-Saclay	- MRV, MSAP, MAS - Modélisation multi-physique, multi-domaine - Optimisation sur cycle	- Transport (Véhicules électriques)	[32],[52] [117], [111], [118]
GREEN (Nancy) Université de Lorraine	- Machines supraconductrices - MCC à inducteur bobiné - Alternateur-démarrreur à griffes - Optimisation sur cycle	- Automobile (Démarrreur)	[1],[6], [10], [47],[90]
GREAH (Le Havre) Université Le Havre	- MSAP (structures discoïdes) - Modélisation par réseaux de perméances - Machines synchrones double excitation	- Energies renouvelables (éolien) - Automobiles	[43],[79], [130]
G2ELab (Grenoble) Université Grenoble Alpes	- MSAP, MS à griffes, MADA, MCC, Machines synchrones double excitation - Modélisation (EF2D/3D, Réseau de réductances)	- Transport (Alternateurs, Véhicules électriques) - Pompage hydraulique	[29],[37], [42],[44], [88],[107], [115], [113]
IREENA (Saint-Nazaire) Université de Nantes	- Conception/dimensionnement (MSAP, Machines à bobinage fractionnaire, Machine synchrone à double saillance) - Optimisation sur cycle	- Transport - Energies renouvelables - Machines-outils - Stockage (inertiel, air comprimé)	[15],[138], [62],[91]
IES (Montpellier)	- MS, MS polyentrefer, - Actionneur linéaire polyentrefer - Machines rapides, machines hautes fréquences	Transport (Aéronautique, Avion plus électrique)	[45]
LAPLACE (Toulouse)	- MSAP (Aimants permanents, Halbach)	- Transport (Aéronautique) - Hydraulique (pompage) - Production (éolien)	[3],[120]
LEC (Compiègne)	- MSAP, MS à griffes - Optimisation sur cycle, acoustique, Thermique	Transport (Automobile)	[8],[16], [61],[70], [71],[114]
LSEE (Béthune) Université d'Artois	- Bobinages pour actionneur haute température	- Pompage	
L2EP (Lille)	- MSAP (champ axial), MRV, Machines synchrones double excitation - Modélisation par réseau de réductances - Modélisation acoustique	- Transport (automobile, ferroviaire) - Energies renouvelables (éolien, hydrolien)	[5],[28], [30],[110]
SATIE (ENS Cachan, ENS Rennes)	- MSAP, Machines synchrones double excitation - Modélisation acoustique	- Energies renouvelables (Transport (ferroviaire, automobile) - Stockage	[27], [26],[49], [64],[103], [48],[56]

Tableau 3 : Laboratoires français affichant une activité continue en Conception de Machines Electriques depuis 2012

Le tableau suivant (Tableau 4) présente une liste des laboratoires universitaires, à l'échelle internationale cette fois, ayant eu des activités de recherche (sur les vingt dernières années principalement) portant sur la conception des machines électriques à haute vitesse de rotation. Cette liste ne saurait, comme la précédente, constituer un état des lieux exhaustif tant le volume et les canaux de diffusion des publications se sont multipliés ces dernières années. Il correspond toutefois au recensement des travaux visibles (articles de revues uniquement) sur le sujet. N'ont été retenus ici, que les laboratoires présentant un prototype de machine rapide avec une démarche de dimensionnement complète (modélisation multiphysique) ou/et une réalisation avec expérimentation. Sur les 30 prototypes répertoriés, on compte majoritairement des machines synchrones (20) dont 14 machines à aimants montés en surface et 5 machines à bobinage sans fer. Les machines asynchrones sont ensuite représentées avec 7 réalisations. On compte enfin 2 machines à réluctance variable. Toutes ces machines sont dimensionnées sur point de fonctionnement (puissance et vitesse nominales) avec une optimisation, lorsqu'elle est présentée, réalisée à l'aide d'un algorithme d'optimisation sur la base d'une modélisation analytique (cas général des MSAP) ou d'une modélisation par élément finis (cas des MAS et MRV). La Figure 2 présente, dans le plan Puissance/Vitesse, l'ensemble des prototypes présentés avec le prototype « machines rapides » à 30 000 tr/min du laboratoire IEENA. Ce banc d'essais, associant deux machines synchrones à aimants permanents montés en surface (cf. § II.2.3(a)) a été réalisé sur la base de la méthodologie de dimensionnement décrite dans ce document (cf. § III.3.1).

Laboratoire	Réalisation (ou support)	Mots clefs	Application	Réf.
RWTH University, Aachen, Allemagne	MS, aimants surface, encoches 100 000 tr/min – 10kW	- Modélisation multi-physique - Optimisation	Véhicule hybride	2010 [116]
Technische Universität Darmstadt, Allemagne	MS, aimants surface, encoches 24 000 tr/min – 130kW	- Modélisation multi-physique (Analytique, EF)	Stockage	2017 [82]
Univ. of Technology, Berlin, Allemagne	MAS 30 000 tr/min – 20kW	- Conception - Modélisation (analytique, EF) - Mesures		2010 [31]
Institute of Technology, Harbin Chine	MS, aimants enterrés, encoches 15 000 tr/min – 6kW	- Modélisation (EF) - Optimisation	Turbine	2008 [87]
Beijing University, Pékin, Chine	MS, aimants surface, encoches 32 000 tr/min – 100kW	- Conception - Modélisation multi-physique	Centrifugeuse	2016 [67]
Dong-A University Busan, Corée du Sud	MS, aimants surface, encoches 120 000 tr/min – 15kW MS, aimants surface, encoches 400 000 tr/min – 800W	- Conception - Modélisation multi-physique	Ventilateur (pile hyd.) Micro-turbine à gaz	2012 [65] 2012 [66]
Kyungsoong University, Busan, Corée du Sud	MRV 4/2 30 000 tr/min – 600W	- Conception - Modélisation (EF) - Optimisation	Soufflerie	2013 [81]
	MRV 6/4 6500 tr/min – 300W	Conception - Modélisation (EF) - Optimisation	Pompe	2012 [73]
Chungnam Nat. Univ., Daejeon, Corée du Sud	MSAP, bobinage sans fer 60 000 tr/min – 7,5kW	- Modélisation multi-physique - Optimisation	Compresseur	2008 [68]
	MS, aimants surface, encoches 25 000 tr/min – 290kW	- Modélisation multi-physique (EF) - Mesures	Soufflerie	2015 [102]
Hanyang University, Seoul, Corée du Sud	MS, aimants surface, encoches 150 000 tr/min – 2.6kW	- Modélisation multi-physique (EF) - Mesures	Ventilateur (Pile Hyd.)	2015 [83]
University of Tech., Lappeenranta, Finland	MS, aimants surface, encoches 31 200 tr/min – 11kW	- Modélisation (EF)	Génération	2013 [133]
	MAS 12 000 tr/min – 8000kW	- Modélisation (EF) - Optimisation	Compresseur	2010 [112]

	15 000 tr/min – 350kW 120 000tr/min – 6kW		Turbocompresseur	2017 [125] 2017 [134]
Queens University Belfast Grande Bretagne	MS, aimants surface, encoches 18 000 tr/min – 1000kW	- Modélisation multi-physique (EF)		2017 [140]
University of Nottingham, Grande Bretagne	MAS 75 000 tr/min – 10kW	- Modélisation multi-physique (EF)	Turbocompresseur	2011 [58]
Univ. of Technology, Nagaoka, Japon	MS, aimants surface, encoches 150 000 tr – 1,5kW	- Conception - Modélisation multi-physique - Alimentation	Turbocompresseur	2007 [97]
Nagasaki University, Nagasaki, Japon	MS, aimants surface, encoches 240 000 tr/min – 5kW	- Conception - Alimentation (U/f)		2007 [100]
Institute of Technology, Nagoya, Japon	MS double excitation 50 000tr/min – 8,9kW	- Modélisation (EF) - Optimisation	Turbine	2010 [77]
Univ. de technologie Bydgoszcz, Pologne	MAS 60 000 tr/min – 300kW	- Conception - Modélisation (analytique 2D)	Compresseur	2012 [59]
KTH, Royal Inst. of Tech, Stockholm, Suède	MS, aimants surface, encoches 70 000 tr/min – 110kW	- Conception - Modélisation (Thermique)	Micro-turbine	2003 [1]
EPFL Lausanne Suisse	MSAP bobinage sans fer 200 000 tr/min – 2kW	- Conception - Modélisation multi-physique		2010 [109]
ETH Zurich Suisse	MSAP, bobinage sans fer 500 000 tr/min – 100W	- Conception, optimisation - Modélisation multi-physique - Alimentation	Turbocompresseur Stabilisation inertielle	2007 [89]
Czech Technical Univ. Prague Tchéquie	MSAP, bobinage sans fer 250 000 tr/min – 3kW	- Conception - Modélisation multi-physique (EF) - Mesures		2014 [98]
University of Texas at Austin USA	MAS 15 000 tr/min – 2000kW	- Conception, optimisation - Alimentation	Stockage inertielle	2007 [129]
Univ. of Central Florida, Orlando, USA	MS, aimants surface, encoches 136 000 tr/min – 1,8kW	- Modélisation multi-physique (EF)	Compresseur	2008 [84]
	MSAP bobinage sans fer 200 000 tr/min – 2kW	- Conception - Modélisation (EF) - Alimentation (U/f)		2007 [139]

Tableau 4 : Réalisation et études de machines « rapides » dans les laboratoires internationaux (classement alphabétique par pays)

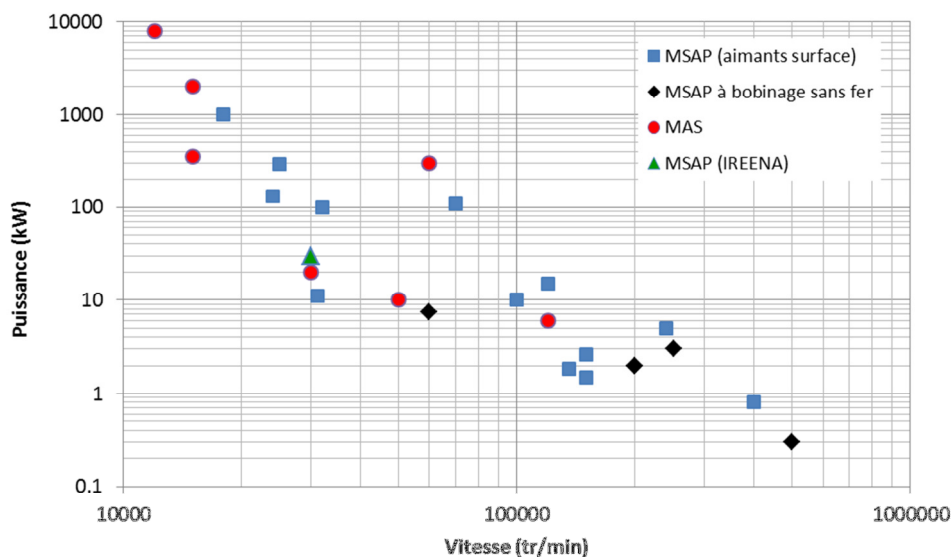


Figure 2 : Positionnement des prototypes de machines « rapides » réalisés dans les laboratoires internationaux dans le plan Puissance-Vitesse

Chapitre II : Les outils de la conception des machines électriques

Cette partie a pour objet la présentation des outils de dimensionnement que j'ai retenus et adaptés aux problématiques rencontrées au cours de mes travaux, qu'il s'agisse d'encadrement doctoraux ou de contrats. Dans le cadre de ces travaux post-doctoraux, nous n'avons pas, mes doctorants et moi, travaillé de façon continue au développement de modèles électromagnétiques. Notre attention s'est portée davantage sur les méthodes de dimensionnement et l'utilisation raisonnée des modèles de natures différentes (magnétique, mécanique, thermique...). Il est en effet courant de pousser la précision des modèles électromagnétiques alors que les modèles mécaniques et thermiques sont réduits à leur plus simple expression ce qui, dans une approche allant vers le système peut s'avérer problématique. Le modèle électromagnétique que je vais présenter se limitera donc à la présentation du modèle 1D que j'ai appliqué aux machines à aimants à pôles lisses en vue d'une utilisation dans une démarche de pré-dimensionnement. Je m'attacherai en particulier à montrer pourquoi nous nous sommes limités à ce type de modèle alors qu'il existe, a priori, des modèles plus performants. Notre attention s'est donc aussi portée sur les modèles thermiques et mécaniques particulièrement importants pour le dimensionnement des machines rapides. On trouve en effet assez peu de références sur le calcul des vitesses critiques dans la littérature du génie électrique. Lorsqu'elles existent, les conditions d'utilisation des modèles proposés sont très souvent mal, voire aucunement, explicitées. Quant aux modèles de pertes aérodynamiques, il nous a fallu faire un tri parmi les nombreuses références proposées. Concernant la modélisation thermique, notre attention s'est portée plus particulièrement sur le cas des machines rapides qui, nous le verrons, constitue un problème spécifique et pour lequel il est possible et intéressant de proposer un outil générique.

II.1 La conception : outils et méthodes

Si les étapes menant à la réalisation d'un actionneur sont relativement incontournables, en revanche, la diversité des modèles et des outils numériques disponibles peut donner lieu à des solutions et des performances très différentes. Il n'y a pas, a priori, d'outil idéal permettant de résoudre un problème. Si le dilemme précision/temps de calcul réduit naturellement les choix possibles, in fine, le choix du « bon outil » et des bons modèles dépend du concepteur, de sa culture personnelle et du contexte (recherche amont ou contrat).

II.1.1 Problématiques et outils associés

Je vais, dans ce paragraphe, présenter trois exemples types d'études que nous avons menées au laboratoire. Lorsqu'à partir d'un cahier des charges, il s'agit de commencer par définir une

topologie d'actionneur, soit l'ensemble des contraintes et des spécificités de l'application amènent naturellement au choix d'une structure (cas, par exemple, du moteur générateur pour accumulateur électromécanique d'énergie [18]) soit, il faut, parmi trois ou quatre structures possibles, lancer une optimisation de ces structures pour retenir la plus performante. Lors de cette phase, on s'appuie sur des modèles généralement simples et de niveau de précision entre machines équivalent, ce qui n'est pas toujours aisé. L'algorithme d'optimisation est alors adapté au besoin puisqu'il permet une décision rapide quant au choix de la structure.

Le projet Défontaine (Thèses de V. Pavert et R. Missoum)

Publications : *IEEE Energy Conversion* [19],

ACEMP 2007 [93], *IEEE-IAS 2007* [104], *ICEM 2006* [105][106] et [94]

Dans le cas du projet Défontaine (2004-2007), il s'agissait de concevoir une machine électrique capable d'assurer le plaquage de la partie variable d'une inertie en synchronisme avec la partie permanente. L'objectif, au départ, était ambitieux puisqu'il s'agissait, au terme des trois années d'étude, de définir et étudier une structure fiable, performante et intégrée puis de réaliser un prototype à l'échelle 1 avec essais de validation. Entre la définition du cahier des charges avec le fabricant et sa livraison, la réalisation d'une machine électrique nécessite toujours plusieurs mois, d'autant plus si la machine doit s'intégrer dans une structure mécanique complexe, ici, un système intégrant la machine tournante, les deux volants (mouvement de rotation) et le système de plaquage/verrouillage à crabot (mouvement de translation, voir Figure 3). La phase de pré-étude consistant à définir la structure puis à dimensionner chacun des éléments a dû être ramenée à moins d'un an. Dans ce délai, il a fallu malgré tout conserver une démarche de recherche et valoriser nos travaux bien que le contrat passé avec la société Défontaine ait été soumis à une clause de confidentialité. Le simple dimensionnement du moteur/générateur de synchronisation ne constituant pas un travail de recherche en soi, il a donc été nécessaire de réfléchir et proposer une étude justifiant une réelle activité de recherche. C'est dans ce contexte qu'est née notre démarche d'optimisation analytique généralisable à l'ensemble des machines synchrones à entrefer constant qui a servi de point de départ à beaucoup de nos recherches par la suite.

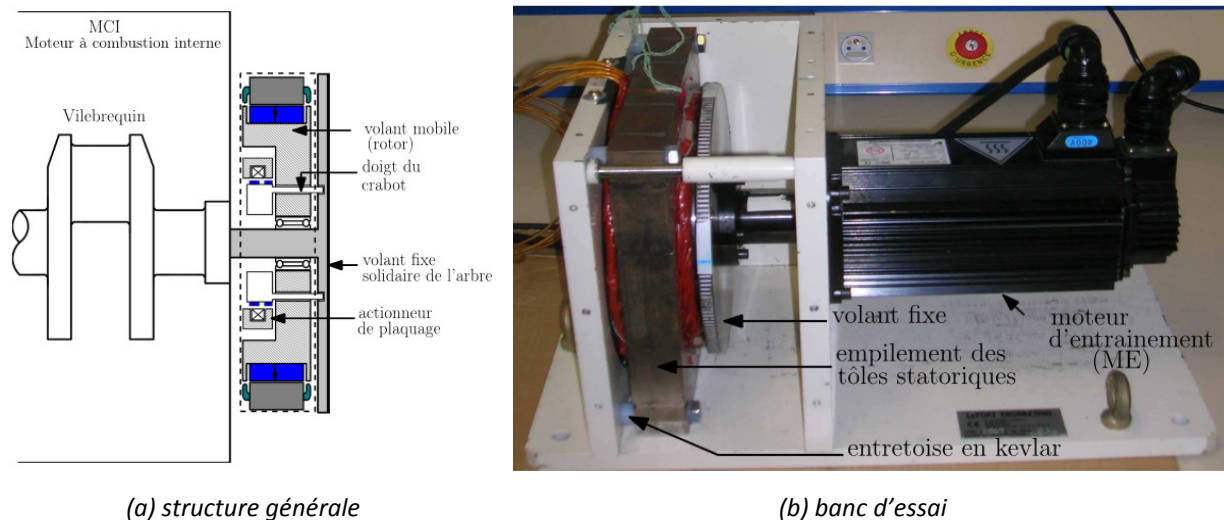


Figure 3 : Réalisation d'un volant à inertie variable avec actionneur de synchronisation par machine synchrone à champ radial

Une première thèse (R. Missoum, [95]) était axée sur la conception du moteur de synchronisation des deux volants. Compte tenu de l'espace disponible et des contraintes d'intégration, les structures envisageables pour la machine tournante étaient naturellement des machines discoïdes de type synchrones. Nous avons donc mené un travail classique d'optimisation des trois structures : synchrone à excitation homopolaire, synchrone à aimants permanents à champ axial et synchrone à aimants à champ radial. L'utilisation de modèles analytiques, avec limitation au premier harmonique, couplé à un algorithme d'optimisation de type PSO a permis de dégager rapidement les potentialités de chacune de ces structures (Figure 4). In fine, bien que plus performante, la machine à champ axiale a été laissée au profit de la structure plus classique à champ radial avec aimants (Figure 5). Les contraintes d'intégration, de réalisation et finalement de coût nous ont conduits à choisir cette structure dans la mesure où le couple produit permettait une synchronisation des volants avec une dynamique suffisante.

Avec le recul, et après analyse des travaux effectués, il s'avère que le critère d'optimisation n'a pas été judicieusement choisi. La minimisation des pertes à accélération maximale et volume donnés aurait constitué un critère plus pertinent.

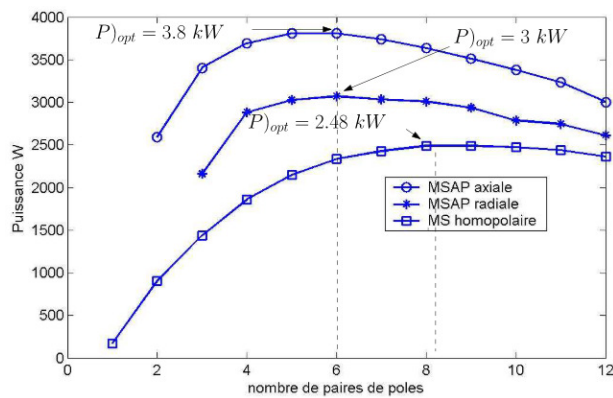


Figure 4 : Performances limites, à volume contraint, des machines retenues pour la synchronisation des volants

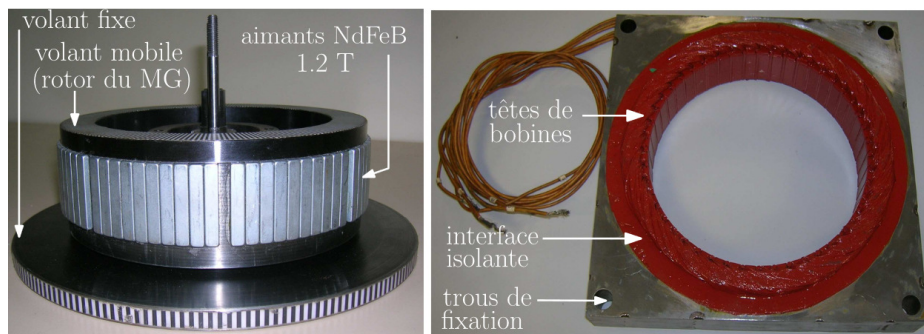


Figure 5 : Réalisation de la machine de synchronisation (MSAP à champ radial)

Une deuxième thèse (V. Pauvert, [106]) portait sur l'étude du ou des actionneurs de plaquage/déplaquage des volants d'inertie. Un travail intéressant de conception d'un actionneur linéaire à course réduite (un aimant et une bobine) a été mené (Figure 6). Le critère de dimensionnement visait à produire un effort maximum et constant sur toute la course du mobile tout en assurant son positionnement stable aux deux extrémités en absence d'alimentation. Lors de cette étude, le modèle analytique pour le calcul de l'effort a rapidement montré ses limites. Compte

tenu de la géométrie de la structure retenue et de la non canalisation complète des lignes de champ, le calcul par éléments finis 2D en axisymétrie a donc été l'outil le mieux adapté.

Avec un nombre de paramètres géométriques à optimiser réduit, la largeur de l'aimant et de la section bobinable, une étude paramétrique a permis de dégager assez rapidement la structure optimale.

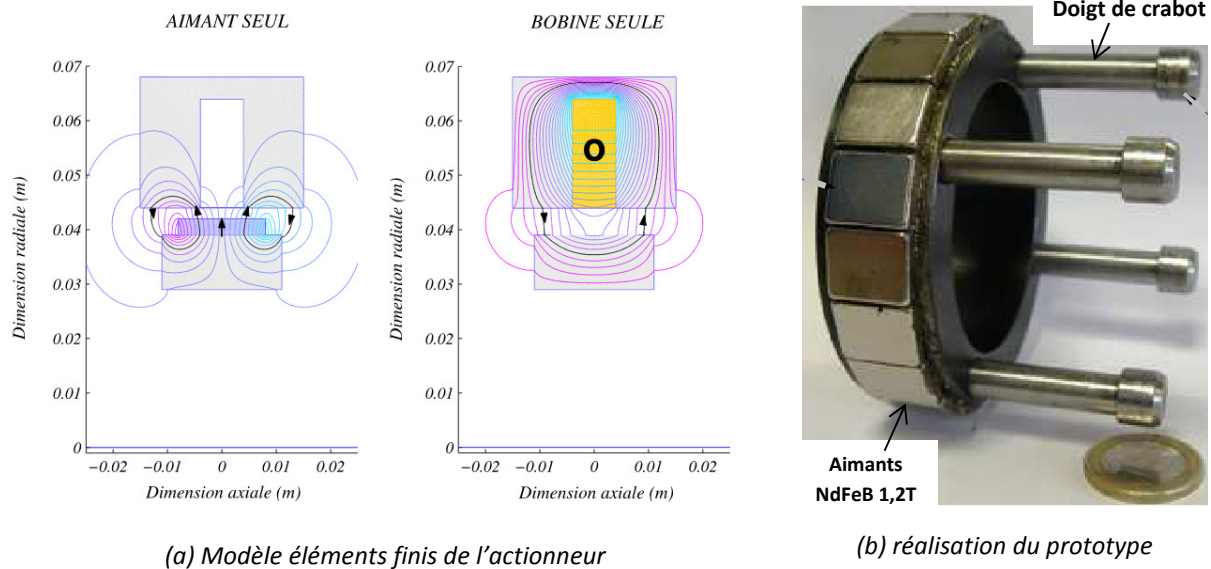


Figure 6 : Actionneur linéaire de déplacement du crabot

Notons que le système présenté ici, n'a pas été la première version étudiée et réalisée. En tant que concepteurs d'actionneurs électromécaniques, donc peu avertis en fabrication mécanique, nous avons opté pour une structure plus intégrée associant un actionneur de plaquage des volants à aimants permanents associé à une machine synchrone à excitation bobinée de type homopolaire. Le bobinage d'excitation pouvant alors assurer également le déplaquage des volants. La complexité de l'assemblage et la difficulté d'assurer le plaquage des volants entre eux par simple friction nous a conduits, dans un second temps à envisager une deuxième structure, plus simple et plus robuste (machine à champ radial et actionneur linéaire pour le plaquage/déplaquage).

Le projet SEEDS Airbus

Autre projet, autre contexte : le projet SEEDS-Airbus ne s'inscrit pas dans un travail de thèse mais dans le cadre d'un contrat entre Airbus et le groupement SEEDS dont fait partie le laboratoire IREENA. D'une durée de quatre mois, nous n'avions pas à concevoir un système mais à dimensionner les éléments d'une chaîne de conversion complète d'énergie associant une machine synchrone à aimants, le convertisseur d'alimentation (redresseur de courant à diodes) et les éléments de filtrage du bus DC. Il s'agissait d'une étude prospective visant à repenser la chaîne de production électrique à bord des avions Airbus dans un contexte où la demande en énergie électrique à bord est en constante progression. Aujourd'hui, les machines synchrones qui produisent l'énergie électrique sont triphasées et tournent à vitesse régulée et fixe. L'objectif principal de l'étude était de montrer l'influence du nombre de phases sur les performances de la chaîne de conversion tout en considérant le cas d'un fonctionnement, non régulé en vitesse, c'est-à-dire sur une plage de vitesse et de

fréquence relativement étendue. Le cas tri- et pentaphasé a été considéré avec une fréquence comprise entre 360 et 800Hz.

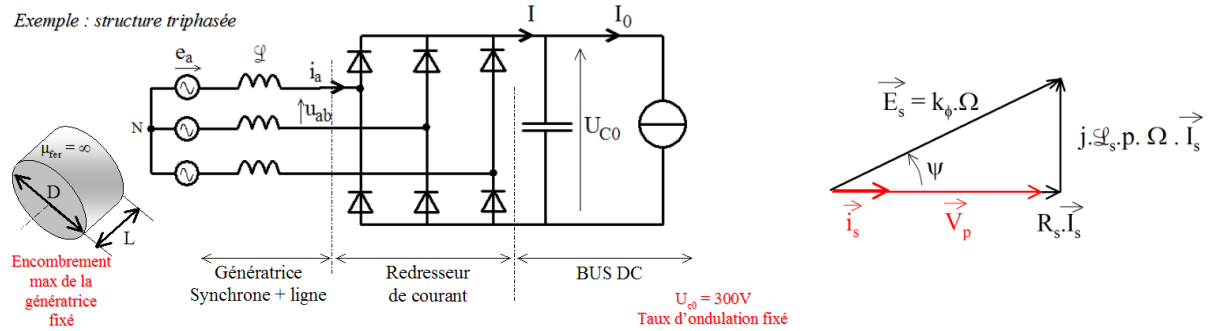


Figure 7 : chaîne de conversion d'énergie étudiée et diagramme de Fresnel associé

Il s'agit là d'un travail de dimensionnement où la machine électrique n'est qu'un élément de la chaîne (problème multi-physiques). La chaîne de conversion d'énergie retenue était relativement simple à modéliser puisqu'il s'agissait d'un redresseur à diodes fonctionnant en redresseur de courant. Dans ce cas, le modèle analytique couplé à un algorithme d'optimisation représentait une fois encore le duo le mieux adapté. A volume machine et plage de vitesse imposés, la maximisation de la puissance massique de la chaîne de conversion a permis de montrer que le gain en puissance massique pour la structure pentaphasée par rapport à la structure triphasée était essentiellement dû à la réduction du taux d'ondulation du bus continu, donc à une réduction des masses des capacités.

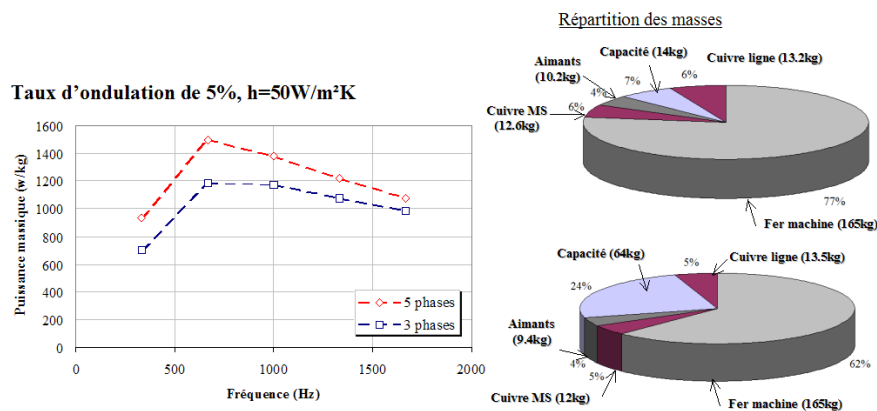


Figure 8 : Résultat de l'optimisation des deux chaînes de conversion tri (bas) et pentaphasée (haut)

Au-delà de l'aspect multi-physique de ce problème de dimensionnement, il s'agit ici d'un cas intéressant où le convertisseur d'alimentation introduit une contrainte forte sur le dimensionnement de la machine électrique. Outre, la prise en compte des pertes externes à la machine (essentiellement dans le convertisseur d'alimentation), la tension du bus DC, imposée ici à une valeur relativement basse, conduit, dans ce mode de fonctionnement du redresseur, à « désoptimiser » la machine. Le nombre de spires est dans ce cas un paramètre-clef (Figure 9). Son augmentation accroît l'écart entre la tension d'alimentation imposée par le bus DC et la f.e.m. Cet écart est « absorbé » par l'inductance cyclique au prix d'une baisse de la puissance produite.

Notons enfin que, parallèlement à ce travail de conception, le co-encadrement (IREENA, LEEI) d'un stage de Master Recherche (L. Zatorsky) a permis d'étudier le comportement dynamique de

l'ensemble de la chaîne vis-à-vis d'un à-coup de charge. La simulation, associant les modèles électriques de l'ensemble de la chaîne et les boucles de régulation a été effectuée à l'aide du logiciel SABER.

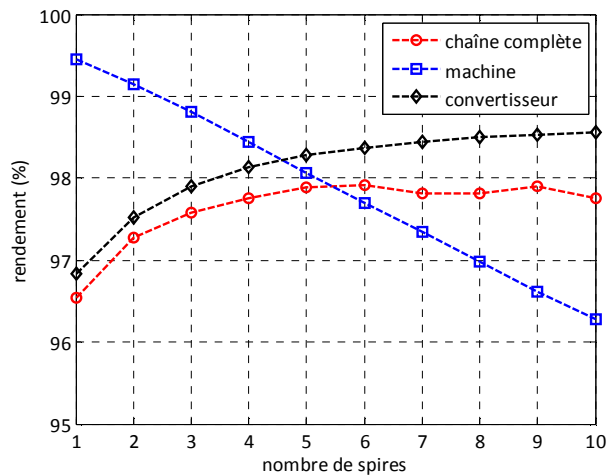


Figure 9 : Optimisation du nombre de spires de la machine (structure triphasée)

Optimisation d'un bobinage multi-critères (Thèse N. Bekka)

Publications : *Electric Power and Component* [12], *IEEE Energy Conversion* [13]
ICEM 2014 [14]

Dans les deux exemples précédents, la machine électrique constituait un élément dans un ensemble. Son dimensionnement était donc soumis à des contraintes externes telles que l'encombrement et l'interaction avec le convertisseur d'alimentation. Concernant les machines électriques, leurs structures étaient conventionnelles et leur étude seule ne représentait pas de difficultés particulières de modélisation ni de véritable intérêt scientifique. Sur certaines études, en particulier sur des structures de conversion moins conventionnelles, il peut être nécessaire de se concentrer sur une partie seulement de la machine avant d'envisager un dimensionnement complet. La répartition du bobinage dans les machines à couplage harmonique (ou bobinage fractionnaire) en est un exemple.

Rappelons que ces machines reposent sur un principe simple. La fréquence de conversion est augmentée en travaillant sur un harmonique autre que l'harmonique de rang 1, en général le 5 ou le 7. Cet accroissement de la fréquence de conversion est, a priori, favorable à l'accroissement du couple massique. La fréquence de conversion est alors une fréquence multiple de la fréquence d'alimentation. Dans ce cas, pour dimensionner le bobinage, on commence par limiter l'optimisation à un ou deux critères, ici des critères harmoniques, de manière à dégager les solutions potentiellement performantes et réalistes. L'étude de la force magnétomotrice paramétrée en fonction du nombre de bobines par phase, de leur ouverture (paramètre β), de leur décalage (paramètre δ) et de leur nombre de spires a donc été menée dans un premier temps avant l'étude complète de la machine avec les bobinages proposés. La simple maximisation de l'harmonique de travail n'est toutefois pas suffisante ici. Il faut en même temps que les autres harmoniques, en particulier celui de rang 1, soient d'amplitude la plus faible possible pour maintenir un niveau de pertes magnétiques acceptable. Il s'agit donc d'une optimisation multi-critères donnant lieu à un

front de Pareto (Figure 10 (b)) sur lequel on retrouve les bobinages déterminés par des techniques traditionnelles (par ex. technique dite de l'étoile des encoches) mais aussi de nouvelles solutions. Il s'agit là d'un bon exemple illustrant ce que les techniques relativement récentes couplées avec une puissance de calcul suffisante (ici l'algorithme d'optimisation multi objectif) permettent d'obtenir.

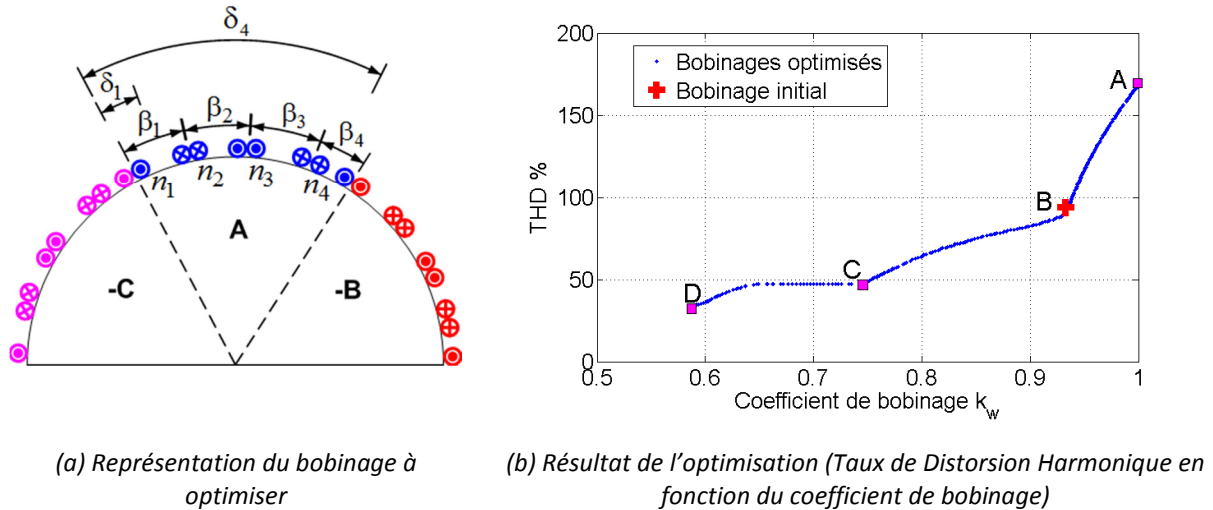


Figure 10 : Optimisation d'un bobinage à couplage harmonique

II.1.2 Les « outils numériques » et « semi-numériques » de calcul et d'optimisation

Dans une démarche de conception, on distingue généralement deux étapes. Une première étape de pré-dimensionnement visant à dégager ce qu'on appelle un espace de solutions, puis une seconde, le dimensionnement proprement dit où l'on réduit l'espace de solutions pour converger vers une géométrie finale. D'une manière générale, on a recours, autant que possible, à une modélisation analytique dans la phase de pré-dimensionnement. La simplicité, la maniabilité et la rapidité de calcul en font l'outil de référence. Toutefois, certains cas exigent l'utilisation des éléments finis. C'est le cas notamment lorsque les circuits magnétiques canalisent mal, parfois pas du tout, les lignes de champ ou, dans le cas des machines électriques, lorsque les entrefers sont grands (ex. machines à bobinage sans fer). Dans ce dernier cas, pour une machine de géométrie donnée, la perméance superficielle d'entrefer qui est une fonction indépendante des termes sources peut s'obtenir par un seul calcul par éléments finis. On parle alors de modélisation semi-analytique.

Il est un autre cas où nous avons été amenés à utiliser les éléments finis bien que nous disposions d'un modèle analytique assez fiable. Ayant développé une méthodologie de dimensionnement sur cycle des machines synchrones à aimants et à pôles lisses basée sur une formulation purement analytique, qu'il s'agisse de la modélisation et de l'optimisation, nous avons eu à penser à la validation de cette démarche. Comment calculer à la fois « précisément » et rapidement une machine a priori optimale sur l'ensemble des points d'un cycle ? L'utilisation des éléments finis est bien sûr techniquement possible mais elle conduit à des temps de calcul rédhibitoires surtout lorsqu'il s'agit de valider une démarche d'optimisation nécessitant plusieurs aller-retour entre modèle et essais. A titre d'illustration, pour une machine à aimants à faibles niveaux d'induction (donc non saturée), un cycle de 4000 points nécessite 11h de calcul en éléments finis 2D linéaire. Ce temps passe à 20h en éléments finis 2D en non linéaire (avec un pc de 16 Go de mémoire RAM et une fréquence d'horloge de 2,4 GHz). Nous avons donc travaillé, avec l'expérience

de Nicolas Bracikowski recruté au laboratoire en septembre 2014, à l'utilisation d'un modèle aux réluctances pour cette problématique. Outre un temps de calcul fortement réduit, cet outil permet la prise en compte d'effets négligés par notre modèle analytique comme la modélisation des ampères tours consommés par le fer, la prise en compte possible de la non linéarité donc de la saturation et le calcul des harmoniques d'espaces. Au-delà de ces aspects, l'approche circuit permet d'intégrer relativement facilement les différents couplages (électrique, mécanique et thermique). Dans la perspective d'une étude de l'influence du mode d'alimentation (MLI ou pleine onde), le modèle aux réluctances trouve donc tout son intérêt.

Modèles aux réluctances (Thèses de V. Pauvert et L. Dang)

L'intérêt d'un modèle aux réluctances réside dans le formalisme d'écriture des équations qui permet de les résoudre par une approche circuit. Il est alors possible, par l'utilisation d'un outil de calcul type « LTspice » de résoudre des problèmes magnétiques par une discrétisation des tubes de flux et de prendre en compte les phénomènes non linéaires (saturations, hystérésis...) tout en gardant un temps de calcul réduit par rapport aux éléments finis. Un modèle aux réluctances reste toutefois une discrétisation par rapport aux éléments finis, d'autant moins précise que les contours des lignes de champs sont mal définis.

Dans le cadre du projet Défontaine où il s'agissait de calculer l'effort de plaquage créé par une couronne d'aimants entre deux disques en acier, nous avons tenté d'améliorer les résultats du modèle analytique par rapport aux éléments finis. L'objectif étant de maximiser la densité d'effort, l'utilisation d'un modèle aux réluctances avec ajout d'une réluctance de fuites, a priori plus précis que le modèle analytique, devait nous permettre de lancer une optimisation par algorithme génétique en maintenant un temps de calcul raisonnable par rapport à un calcul par éléments finis. Les recherches bibliographiques nous ont orientés vers l'utilisation de fonctions analytiques en arcs de cercles pour le tracé des lignes de fuites.

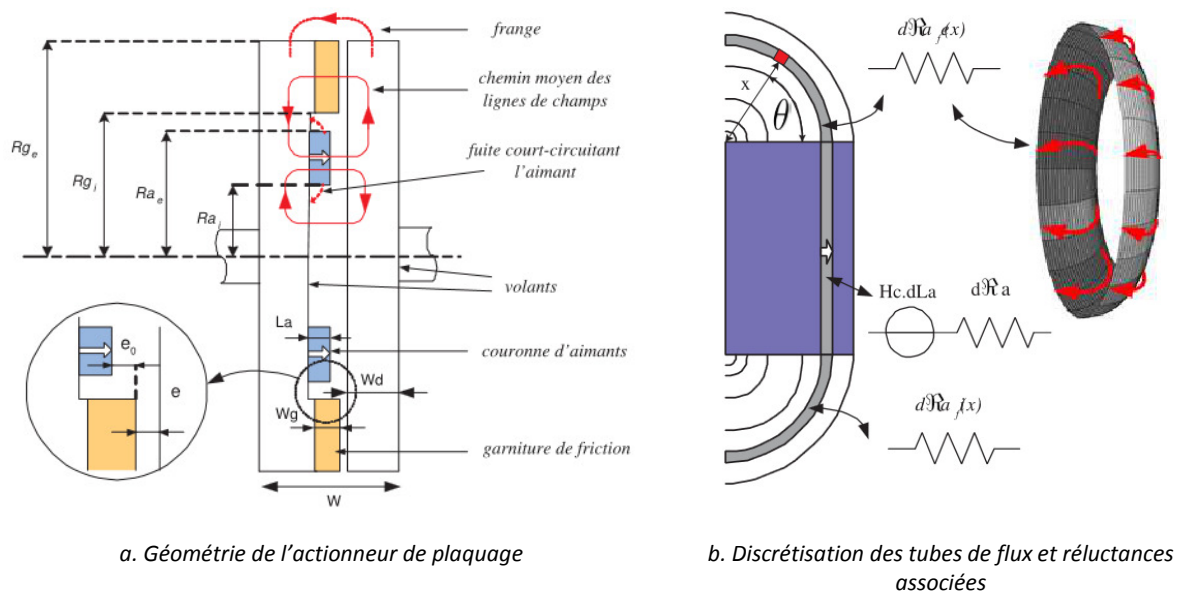
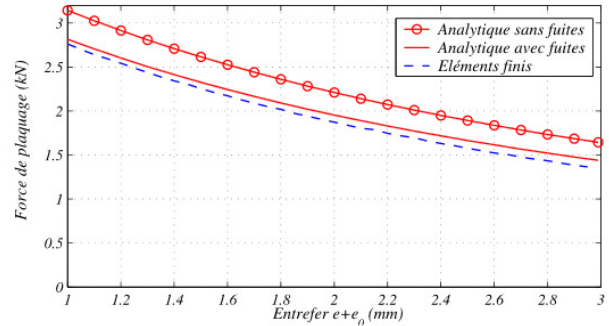
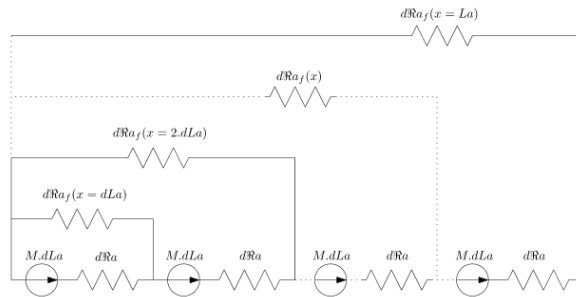


Figure 11 : Modèle aux réluctances pour actionneur de plaquage pour volant à inertie variable [Proj. Défontaine]

Le résultat, présenté Figure 12, montre, que cette approximation améliore significativement le résultat par rapport aux éléments finis, en ramenant l'écart moyen sur tous les points calculés de 17% à 2%. On observe alors une convergence du résultat pour une décomposition de l'aimant à partir de 50 éléments (voir Figure 12.a).

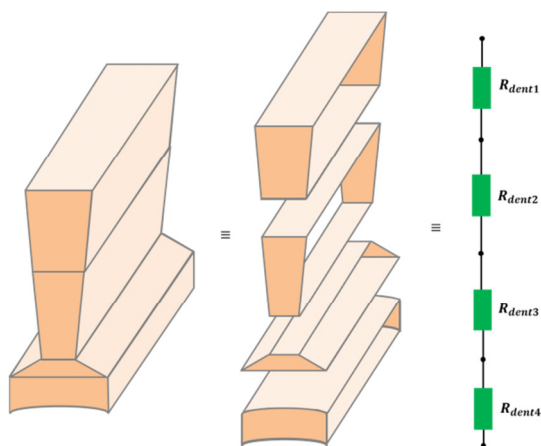


a. Modèle aux réductances de la couronne d'aimants avec les fuites

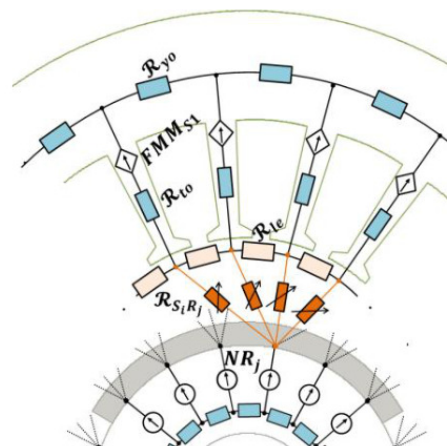
b. Ecart observé entre les différentes modélisations

Figure 12 : réseau de réductances pour le plaquage de deux disques par aimants

L'apport d'un réseau de réductances pour le calcul d'une machine synchrone à aimants permanents s'est montré tout aussi performant et utile. Un tel modèle n'a d'intérêt dans une phase de dimensionnement que s'il est robuste, c'est-à-dire avec un niveau de précision certain sur une large plage de variation des paramètres. On évitera par exemple de chercher à calculer un couple de détente par cet outil mais pour le calcul du couple hybride et des inductions, en revanche, l'expérience a montré que les résultats sont tout à fait satisfaisants. Le calcul d'une machine synchrone à pôles lisses s'adapte donc assez bien à ce formalisme dans la mesure où le trajet des lignes de champ peut être représenté par des tubes de flux assez bien définis. Par rapport au modèle analytique, il permet plus facilement de prendre la saturation en compte. Par rapport aux éléments finis, le temps de calcul est énormément réduit ce qui permet d'envisager un calcul sur tous les points d'un fonctionnement sur cycle.



a. Décomposition d'un tronçon en réductances



b. Réseau de réductances d'une machines synchrone à aimants et à pôles lisses

Figure 13 : Modèle aux réductances d'une machine synchrone à aimants

Toute la difficulté réside ici dans la détermination du réseau de réductances d'entrefer puisqu'elles sont variables avec la position du rotor, contrairement à toutes les autres réductances qui sont constantes car définies par des tubes de flux fixes. Entre un point fixe du stator et un point tournant du rotor, le tube de flux s'étire en passant d'une position de conjonction à une position d'opposition. Bien qu'une approche purement analytique soit possible, par sectorisation de l'entrefer et simplification des tracés de lignes de champs, nous avons opté pour un calcul numérique par éléments finis. La réductance d'entrefer entre un point fixe du stator et un point mobile du rotor obtenue pour n positions, à partir d'un seul calcul, est ensuite approximée par une fonction analytique. Les figures suivantes (Figure 14 et Figure 15) montrent le degré de précision obtenu, par rapport aux éléments finis, sur le calcul des inductions des machines synchrones du banc d'essai 30 000 tr/min du laboratoire. Ces inductions (dans l'entrefer d'indice f ; dans la dent d'indice d et dans la culasse d'indice c) sont ici représentées pour un fonctionnement à vide et un fonctionnement en charge au point nominal. Pour les éléments finis, les tracés représentent les modules ($\sqrt{(B_n^2 + B_t^2)}$), c'est-à-dire les grandeurs utilisées pour le calcul des pertes fer.

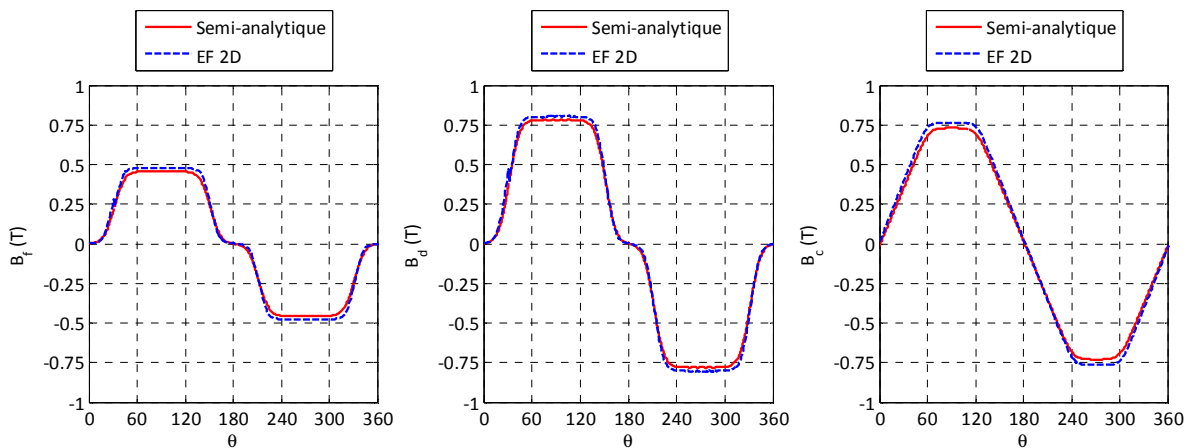


Figure 14 : Comparaison entre résultats obtenus par EF-2D et modèle aux réductances pour un fonctionnement à vide (Réseau $m=18$, $n=36$) [Thèse Linh Dang]

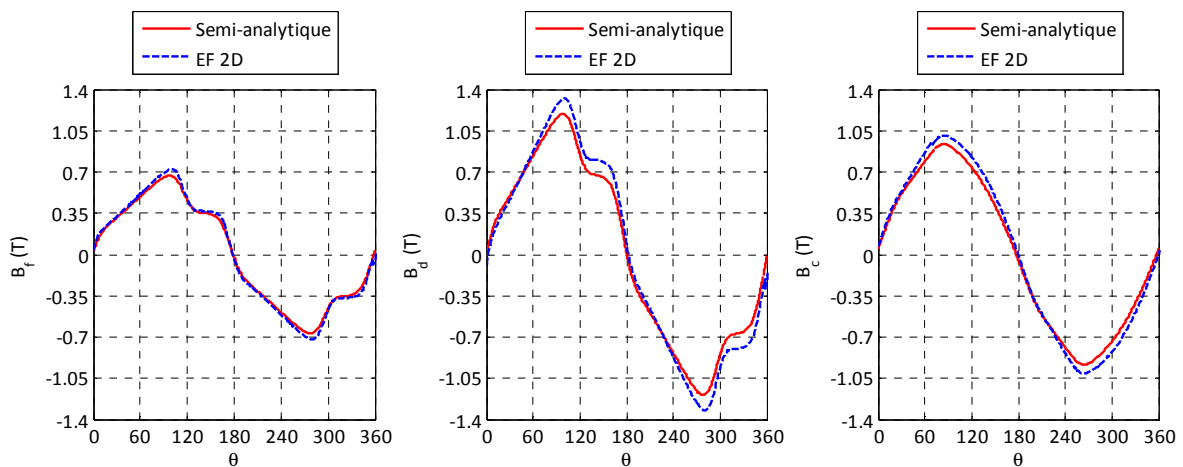


Figure 15 : Comparaison entre résultats obtenus par EF-2D et modèle aux réductances pour un fonctionnement en charge (Réseau $m=18$, $n=36$) [Thèse Linh Dang]

Parmi les intérêts liés à l'utilisation du modèle aux réluctances, le compromis précision/temps de calcul constitue le critère essentiel. Dans le cas d'une machine synchrone, le nombre de réluctances d'entrefer est, de ce point de vue, un des paramètres-clé. Le système matriciel formé par un réseau de m par n réluctances conditionne au premier ordre ce temps où les grandeurs m et n sont respectivement le nombre de nœuds statoriques et rotoriques. Le paramètre m associé au stator est un multiple du nombre d'encoches, quant à la valeur de n , il ne semble pas y avoir de choix optimum a priori. Le Tableau 5 et le Tableau 6 montrent comment ce nombre influence la précision et le temps de calcul (pour $m = 18$ sur une machine à 18 encoches). On peut observer (Tableau 5 et Tableau 6) que l'augmentation du nombre de réluctances est sans effet sur la précision du calcul, quel que soit l'harmonique considéré. Ce constat, probablement lié à la nature même du modèle et de son principe de calcul conduit donc naturellement au choix qui minimise le temps de calcul.

Fonctionnement à vide							
[m,n]	Temps de calcul (s)	Précision sur B_{dn} (en % par rapport EF 2D)			Précision sur B_{ct} (en % par rapport EF 2D)		
		Harm.1	Harm.5	Harm.7	Harm.1	Harm.5	Harm.7
[18,6]	1,8	- 4,32	- 8,78	-14,2	- 4,35	- 8,78	-14,3
[18,12]	3,2	- 4,61	- 9,4	-15,1	- 4,65	- 9,47	- 15,2
[18,18]	4,4	- 4,87	- 9,58	-14,9	- 4,9	- 9,55	- 14,9
[18,24]	6	- 4,91	- 9,65	-14,9	- 4,94	- 9,7	- 15
[18,36]	8	- 5,05	- 9,96	-15,3	- 5,1	- 10	- 15,3
[18,72]	16	- 4,98	- 9,77	- 15	- 5,02	- 9,85	- 15,1

Tableau 5 : Influence du nombre de réluctances d'entrefer sur le compromis précision/temps de calcul pour le **fonctionnement à vide**
(calculs effectués pour les machines du banc d'essai 30 000 tr/min, cf. Tableau 17)

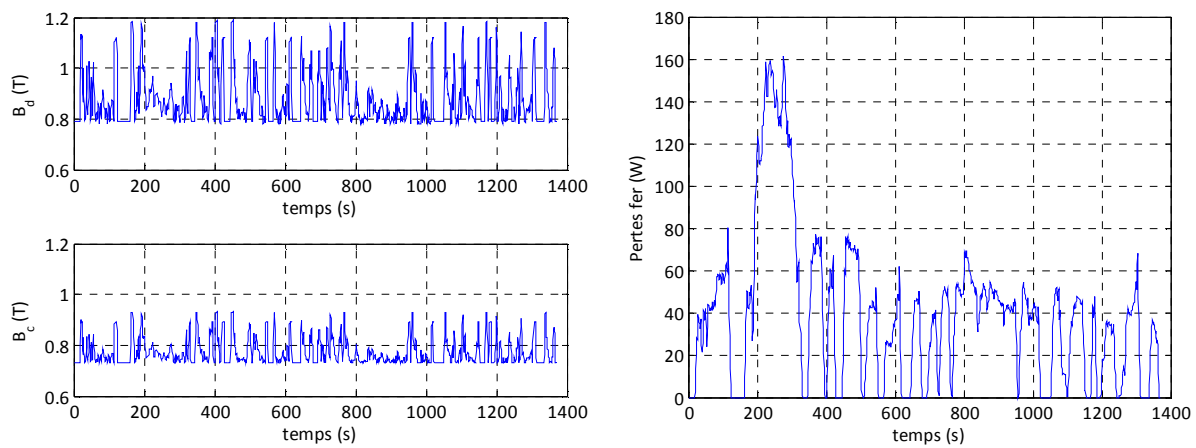
Fonctionnement en charge							
[m,n]	Temps de calcul (s)	Précision sur B_{dn} (en % par rapport EF 2D)			Précision sur B_{ct} (en % par rapport EF 2D)		
		Harm.1	Harm.5	Harm.7	Harm.1	Harm.5	Harm.7
[18,6]	1,8	- 11,5	- 7,18	- 13,9	- 4,7	- 8,42	- 13
[18,12]	3,2	- 10,8	- 7,18	- 14,8	- 4,1	- 9,12	- 13
[18,18]	4,4	- 10,4	- 7,18	- 14,6	- 3,65	- 9,27	- 13
[18,24]	6	- 10,2	- 9,53	- 14,6	- 3,47	- 9,31	- 14,8
[18,36]	8	- 10,2	- 8,84	- 15	- 3,56	- 9,67	- 15,3
[18,72]	16	- 9,98	- 9,7	- 14,7	- 3,29	- 9,5	- 14,8

Tableau 6 : Influence du nombre de réluctances d'entrefer sur le compromis précision/temps de calcul pour le **fonctionnement à charge nominale**
(calculs effectués pour les machines du banc d'essai 30 000 tr/min, cf. Tableau 17)

Comme pour la modélisation analytique, la forme des encoches, plus particulièrement au niveau de l'isthme, joue au premier ordre sur les résultats. Nous nous sommes limités, ici, à une seule réluctance de fuite, située au niveau de l'isthme (voir Figure 13.b), dont l'effet est significatif sur les résultats (réduction systématique de l'erreur de 5 à 10%). Il serait bien sûr possible de réduire encore cette erreur par l'ajout de réluctances supplémentaires de fuites dans les encoches. Or, dans une démarche d'optimisation sur un espace de solution très large, avec possibilité d'agir sur l'ouverture et la profondeur de l'encoche, toute recherche d'un modèle à la fois précis et robuste semble illusoire. Nous avons donc pris le parti de garder ce niveau de précision et d'accepter une

précision de l'ordre de 5% pour le premier harmonique pour nous concentrer d'avantage sur l'utilisation de l'outil et sa capacité à permettre l'analyse des fonctionnements sur cycle avec convertisseur d'alimentation non linéaire.

Le modèle aux réluctances rend donc possible le calcul « rapide » des niveaux d'induction et des pertes magnétiques sur un cycle de fonctionnement défini par quelques centaines de points. Dans le cadre de la thèse de Linh Dang où nous avons à optimiser une machine pour la traction d'un véhicule automobile, nous nous sommes appuyés sur le cycle de conduite normalisé UDDS (Urban Dynamometer Driving Schedule), défini par 1400 points environ. Les niveaux d'inductions vérifiant la non saturation ainsi que le calcul des pertes fer sur le cycle sont obtenus pour un temps de calcul de 1h10 contre un temps estimé de 8h environ avec les éléments finis en non linéaire.



(a) Evolution des inductions calculées par réseau de réluctances sur cycle
Dans une dents (B_d) et dans la culasse stator (B_c)

(b) Evolution des pertes fer sur cycle

Figure 16 : Utilisation d'un modèle aux réluctances d'une machine synchrone à aimants pour validation des performances sur cycle

II.2 Les modèles analytiques pour le dimensionnement

Lors d'un pré-dimensionnement, on recherche des modèles à la fois simples et rapides. L'objectif consiste alors à proposer une modélisation avec un nombre de variables et de contraintes limités tout en gardant un degré de précision suffisant. Il s'agit, en quelque sorte, de ne garder que les paramètres de premier ordre, c'est-à-dire ceux qui influencent directement les performances de la machine. A ce stade, il est important de noter que complexité ne rime pas nécessairement avec précision. Très souvent, le domaine de validité d'un modèle décroît lorsque le nombre de ses paramètres augmente. Dans une démarche de conception orientée système, une modélisation analytique basée sur une formulation 1D se justifie donc pleinement comme je vais m'attacher à le montrer dans ce paragraphe. J'ai choisi, ici, de limiter cette présentation au modèle de dimensionnement des machines synchrones à aimants avec champ radial et pôles lisses. C'est en effet sur ce modèle qu'ont été basés nos travaux d'optimisation qui seront présentés au chapitre III.

Le modèle que nous utilisons pour nos optimisations repose sur les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Matériaux magnétiques linéaires : non saturés et de perméabilité infinie
- Etude limitée au premier harmonique
- Les pertes au rotor, sous certaines conditions que nous expliciterons, seront aussi négligées.

II.2.1 Puissance et couple électromagnétique

Au sens du premier harmonique, le calcul du couple et de la puissance électromagnétiques issus de la résolution 1D des équations de Maxwell donne des résultats tout à fait satisfaisants. Exprimé en fonction des variables de dimensionnement, le couple électromagnétique s'écrit :

$$C_{em} = \frac{12}{\sqrt{2}} k_w r_s R L B_{fm} F_s p \cos \psi \quad (1)$$

Avec F_s , la demi-force magnétomotrice efficace par pôle et par phase. L'induction B_{fm} , créée par les aimants permanents seuls, est considérée au milieu de l'entrefer. La Figure 17 montre, l'application de cette relation à la géométrie des machines du banc d'essais 30 000 tr/min disponible au laboratoire (pour $B_{fm} = 0,47$ T) puis le résultat obtenu par éléments finis avec matériau non linéaire. La force magnétomotrice maximale considérée ici (1000 At) correspond à 150% environ de la force magnétomotrice nominale (565 At).

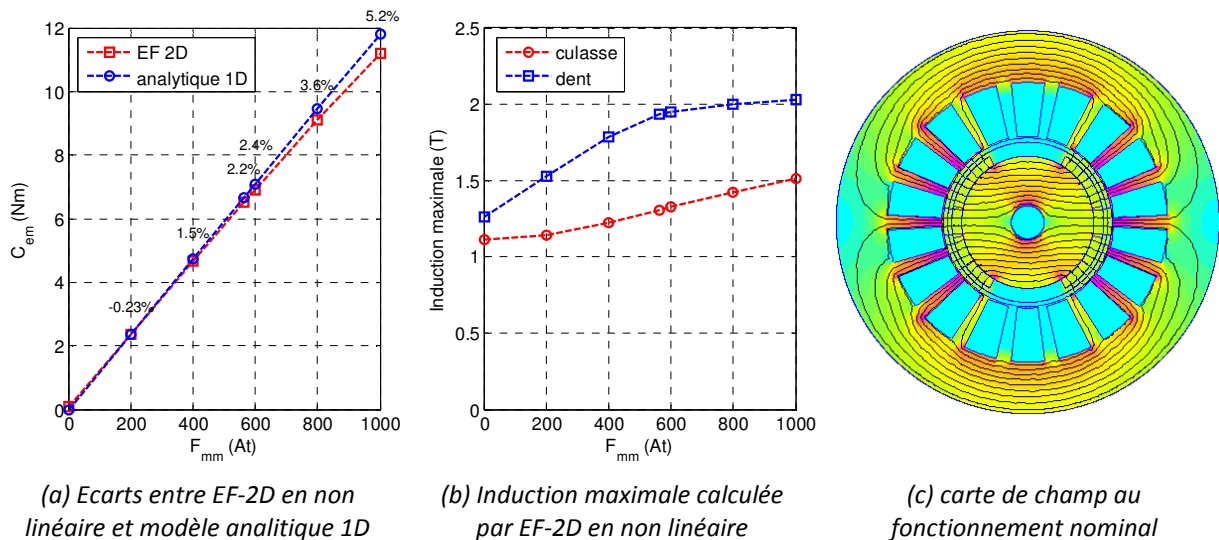


Figure 17 : Couple électromagnétique obtenu par éléments finis 2D et modèle analytique 1D (écart en %)

Les écarts entre les deux modèles sont exprimés, pour chaque point de calcul en pourcent. Une analyse de ces écarts montre qu'ils proviennent en partie de la saturation. La chute de potentiel magnétique supplémentaire provoquée par cette saturation reste cependant tout à fait négligeable puisqu'elle fait augmenter l'écart de 0,5% seulement, entre éléments finis linéaires et éléments finis non linéaires pour le point de fonctionnement nominal. L'autre source d'écart provient de l'effet 2D, négligé par le modèle analytique. Nous sommes ici, en effet, dans un cas où l'épaisseur d'entrefer

magnétique (aimants + jeu mécanique) est relativement grand (9,5% du rayon externe). Quoiqu'il en soit, l'écart observé de quelques % entre le modèle analytique et les éléments finis reste tout à fait acceptable, d'autant plus qu'il se maintient à ce niveau pour des géométries très différentes les unes des autres.

II.2.2 Inductions statoriques

Si le calcul du couple électromagnétique est assez fiable par le modèle 1D, en revanche, le calcul des inductions dans les parties ferromagnétiques, nécessaire au calcul des pertes fer, s'avère plus délicat et mérite une discussion. Comme nous le verrons au paragraphe prochain, les erreurs sur le calcul des inductions dans la culasse et dans les dents a plus d'impact dans le cas particulier du dimensionnement des machines rapides car les pertes fer ne peuvent plus être négligées et atteignent un niveau équivalent aux pertes cuivre. Je m'intéresserai donc ici, plus particulièrement au cas de ces machines dont les niveaux d'induction restent inférieurs au seuil de saturation.

La distribution du champ dans le fer n'est homogène ni en amplitude ni en orientation. Or dans une formulation 1D et sans perte au rotor, le calcul des pertes fer s'effectue via la connaissance de l'induction en deux points seulement avec une orientation uni-axiale pour chacune (radiale pour l'induction de la dent et orthoradiale pour l'induction de la culasse). Ce calcul est obtenu, connaissant l'induction d'entrefer, à partir du principe de la conservation du flux. Les rapports d'inductions sont donc de simples rapports de section aux effets de dispersion près. Pour la culasse et pour des dents droites de section constante, on obtient respectivement les valeurs maximales suivantes :

$$B_{cm} = k_{\sigma} \frac{R_s}{R - R_w} \frac{B_{fm}}{p} \quad (2)$$

$$B_{dm} = k_{\sigma} \frac{1}{k_t} B_{fm} \quad (3)$$

Pour prendre en compte l'effet de dispersion des lignes de champ, on introduit un coefficient k_{σ} (typiquement autour de 0.95). Pour des dents radiales (de section croissante avec le rayon), la formulation précédente peut conduire à des écarts de plusieurs dizaines de pourcents lorsque les encoches sont profondes. On utilise donc plutôt la formulation suivante plus précise :

$$B_{dm} = k_{\sigma} k_{t0} \frac{1}{k_t} B_{fm} \quad (4)$$

$$k_{t0} = \sqrt{\frac{r_s}{r_w}} \quad (5)$$

Où k_{t0} corrige l'effet combiné de la variation de section et de la baisse d'induction entre l'isthme d'encoche et la base de la dent. Il permet d'exprimer l'induction qui donnerait les mêmes pertes fer si l'induction était homogène dans la dent.

Comportement du modèle analytique et des éléments finis 2D au 1^{er} harmonique

Les résultats présentés ici, sont issus des calculs effectués (Thèse de L. Dang) pour les machines de notre banc d'essais 30 000 tr/min, dont l'amplitude du fondamental de l'induction d'entrefer créée par les aimants est de 0,47 T. En premier lieu, une analyse des résultats obtenus par éléments finis (en non linéaire) montre une influence relativement mineure des composantes spatiales négligées par le modèle analytique (Figure 18). Leur amplitude reste faible comparativement à la composante principale et leur localisation limitée à des zones de section limitée (zone frontière entre dent et culasse plus particulièrement).

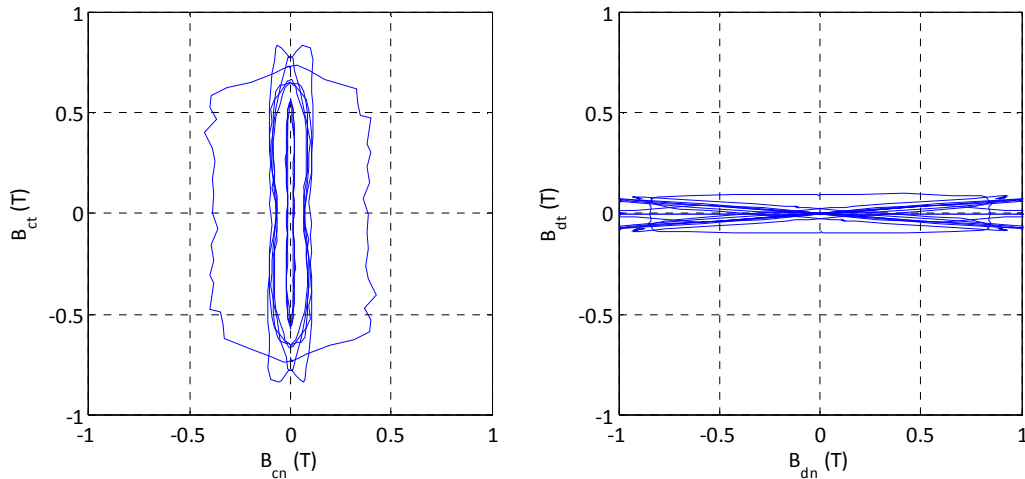


Figure 18 : inductions obtenues par éléments finis, composantes normales et tangentielles (Banc d'essai 30 000 tr/min)

De manière plus précise, l'effet 2D sur le calcul des pertes fer peut être quantifié par un coefficient k_{2D} qu'on peut définir pour les dents et la culasse respectivement comme suit :

$$k_{c\ 2D} = 1 + \frac{B_{ct}^2}{B_{cn}^2} \quad (6)$$

$$k_{d\ 2D} = 1 + \frac{B_{dn}^2}{B_{dt}^2} \quad (7)$$

Ces coefficients permettent de calculer le taux de pertes produites par la composante négligée par le modèle analytique. On peut observer Tableau 7 que l'augmentation des pertes produite par l'effet 2D reste inférieure à 10% et qu'elle diminue avec le niveau de saturation (cas des dents). Pour les machines du banc d'essais, la composante secondaire (tangentielle pour les dents et normale pour la culasse) représente en terme de pertes 6,8 % pour la culasse et 2,7% pour les dents.

F_{mm} (At)	0	200	400	565	600	800	1000
$k_{c\ 2D}$	1.051	1.055	1.062	1.068	1.069	1.075	1.078
$k_{d\ 2D}$	1.03	1.03	1.028	1.027	1.027	1.024	1.022

Tableau 7 : Influence des effets 2D sur le calcul des pertes magnétiques

En second lieu, une étude de sensibilité sur les écarts entre les deux modèles vis-à-vis de l'induction et des paramètres géométriques (r_s , r_w et k_t) a montré que la précision du modèle analytique reste acceptable sur une plage étendue de variation. Une variation de l'induction des aimants sur une large plage autour des 0.47T permet de comparer, pour les dents et la culasse, le niveau d'induction maximum obtenu entre modèle analytique et la moyenne des niveaux maximum obtenus par éléments finis Figure 19. Cette moyenne des inductions, en ramenant l'ensemble des inductions prises en tous les points (625 ici) à une induction équivalente qui créerait les mêmes pertes permet d'estimer, a priori, le degré de précision qu'on obtiendra sur le calcul des pertes fer. La Figure 20 montre les écarts obtenus vis-à-vis des variations sur r_w et k_t . Chacun de ces résultats montre qu'on ne s'éloigne jamais plus de 11%. Les écarts commencent à être significatifs au-delà d'une induction de 2T.

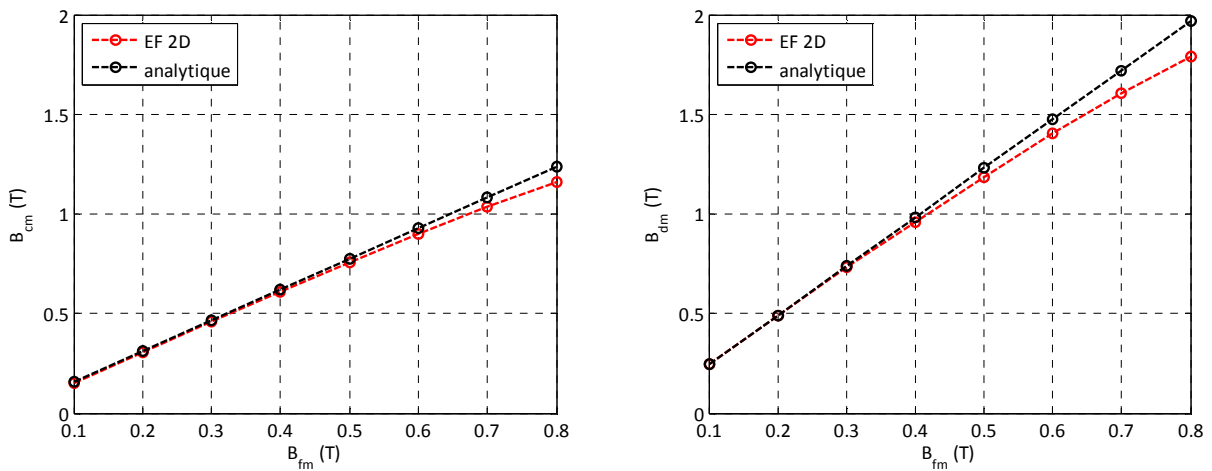


Figure 19 : Inductions calculées par EF-2D et modèle analytique 1D

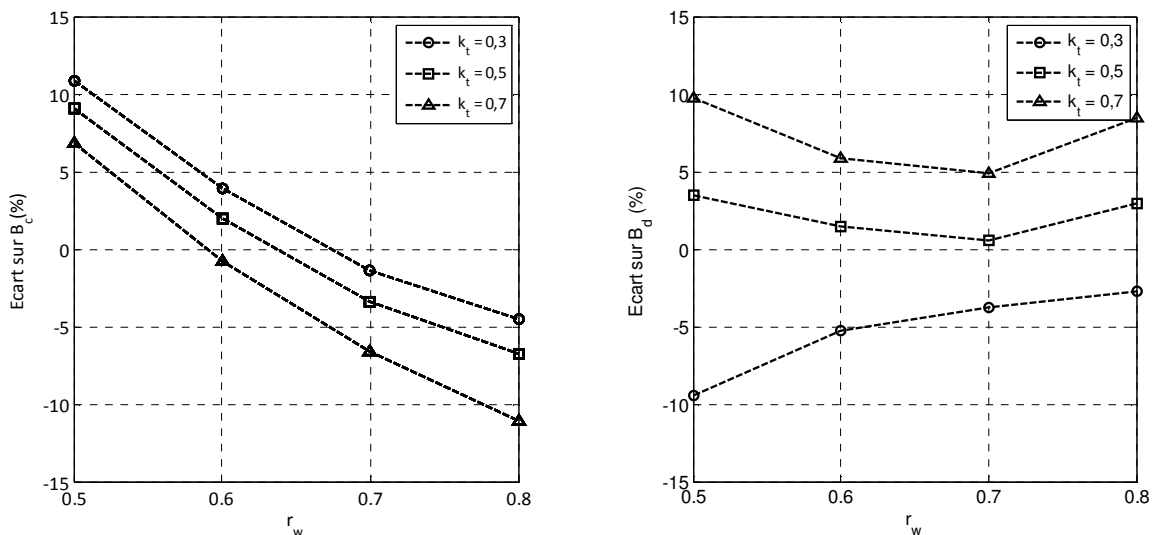


Figure 20 : Ecart entre modèle analytique et EF 2D (non linéaire) et sensibilité vis à vis des paramètres k_t et r_w

Il faut toutefois noter que ces résultats restent sensibles à la géométrie de l'isthme d'encoche. Dans cette région de la machine, des effets « parasites » se superposent (fuites, saturation, effets de pointes...) que la modélisation 1D prend globalement en compte via le coefficient k_σ . Les résultats du

modèle analytique présentés précédemment ont été obtenus avec un coefficient k_σ de 0,95. Pour ce même coefficient pris égal à 1, l'écart entre les deux modèles (à $B_{fm} = 0,47T$, $r_w = 0,73$, $r_s = 0,44$ et $k_t = 0,3$) passe de 5 à 18% !

Effets des harmoniques d'espace

Nous avons limité notre modélisation analytique au premier harmonique bien que celui-ci puisse prendre en compte l'effet des harmoniques par une décomposition en série de Fourier de l'induction d'entrefer. A ce jour, nous n'avons pas mené une étude précise à ce sujet et avons pris le parti d'intégrer les pertes harmoniques par l'utilisation d'un facteur multiplicateur η_a^2 dans l'expression des pertes fer eq. (16) [60].

L'observation des inductions montre une harmonicité plus forte dans les dents. Dans le cas d'une modélisation analytique limitée au premier harmonique, l'écart entre pertes fer calculées par le modèle analytique et par éléments finis est donc dû essentiellement à cette harmonicité. Pour les machines du banc d'essai 30 000 tr/min ayant une aimantation à 120°, donc sans harmoniques multiples de 3, le rapport η_a^2 estimé par les éléments finis vaut 1,33 en linéaire et 1,32 en non linéaire pour un contenu harmonique limité au rang 13. Ce facteur est à rapprocher de celui mesuré à vide qui vaut 1,3.

		Rang harmonique maximum considéré				
		1	5	7	11	13
η_a^2	EF-2D	1	1,19	1,3	1,328	1,334
	Mesure (à vide)	1,3				

Tableau 8 : Influence des harmoniques d'espace sur les pertes magnétiques

Conclusion sur le calcul des inductions

On ne saurait trouver un modèle analytique à la fois précis et robuste pour toutes les configurations, en particulier pour toutes les formes de dentures. Toutefois, si nous mettons dans la balance le résultat obtenu au premier harmonique et sa relative précision par rapport aux éléments finis ainsi que son niveau de simplicité, il serait difficile de laisser de côté cet outil, d'autant plus qu'une modélisation 2D avec prise en compte des effets de denture perdrait tout son intérêt pour ce que nous recherchons.

Ces limites du modèle analytique doivent donc être acceptées. Il serait toujours possible d'ajouter des coefficients pour corriger les différentes sources d'erreurs mais le compromis entre complexité, simplicité et lisibilité, au regard des écarts observés, nous a incité à faire le choix d'un modèle sans artifices.

II.2.3 Modèles de pertes électriques

Si le calcul des pertes cuivre est « assez » fiable, le calcul des pertes fer en revanche s'avère plus problématique. Les pertes, qu'on nomme généralement pertes supplémentaires qui ne

représentent que quelques pourcents des pertes totales (dues aux effets de peau, de proximités, etc.) ne seront pas traitées ici.

A. Pertes cuivre

Pour un bobinage simple couche avec $2n_s$ conducteurs/encoche/pôle/phase, on peut exprimer les pertes cuivre par la formulation générale suivante :

$$P_c = \frac{144}{\pi} \frac{k_L}{\sigma_c k_f (1 - k_t)} \frac{p^2}{r_w^2 - r_s^2} \frac{L}{R^2} F_s^2 \quad (8)$$

Le coefficient k_L permet de corriger la longueur active L pour prendre en compte l'effet des têtes de bobines. Notre expérience nous ayant montré que l'influence du nombre de paires de pôles sur ce coefficient étant sans effet significatif sur le résultat de l'optimisation des machines rapides (avec $p = 1$), nous avons dès lors considéré ce coefficient constant dans nos optimisations.

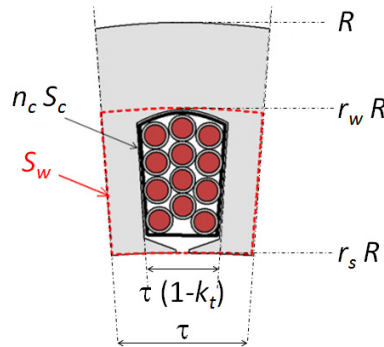


Figure 21 : géométrie et paramètres d'une encoche

B. Pertes fer

Il est toujours difficile d'établir un modèle de pertes magnétiques pour les machines tournantes tant le nombre de causes possibles pour expliquer les écarts entre mesures et calculs est important. Si les références bibliographiques sont nombreuses, elles sont encore loin d'offrir une vision cohérente de la problématique malgré plus d'un siècle d'investigations. Nous avons toutefois appris, avec l'expérience, à corriger nos modèles théoriques et admettons que nos optimisations sont soumises quoi qu'il en soit à une part d'incertitude qui peut sembler excessive mais qu'il convient de relativiser. Considérons en effet l'exemple d'un échange thermique par convection purement radiale (modèle eq.(25)). Un écart de $\delta_{pf\%}$ sur l'estimation des pertes fer produira un écart sur le calcul de l'échauffement maximum $\delta_{\Delta\theta\%}$ de :

$$\delta_{\Delta\theta\%} = \frac{\frac{P_f}{\sum \text{Pertes}}}{1 + \frac{P_f}{\sum \text{Pertes}}} \delta_{pf\%} \quad (9)$$

Ainsi, dans le cas le plus défavorable, celui des machines rapides où la maximisation de la puissance volumique conduit à des pertes fer égales aux pertes cuivre, une incertitude de 30% sur le

calcul des pertes fer conduit à une erreur de 15% sur le calcul de l'échauffement maximum $\Delta\theta$. Dans le cas particulier des machines fort couple basse vitesse, où le taux de pertes fer optimum est plus petit (12% pour le dimensionnement de nos machines, Thèse de Nassim Bekka [15]), cet écart tombe à 3%. Ces résultats nous ont donc permis de relativiser l'investissement sur la recherche et l'utilisation de modèles de pertes fer très poussés. En revanche, à partir des modèles usuels, nous avons cherché à identifier les sources d'erreur d'une part et à quantifier les incertitudes d'autre part, notamment dans le cadre de nos travaux de dimensionnement des machines rapides (Thèse de L. Dang).

Parmi les effets à considérer lors du calcul des pertes fer, citons :

- les effets liés à la physique du matériau : fréquence, niveau de l'induction et saturation, effet de peau,...
- les effets liés au process de fabrication des tôles : découpe,...
- les effets liés à l'alimentation : rotation du champ, harmoniques (effets des encoches ou de l'alimentation)...

Il serait encore illusoire aujourd'hui de vouloir trouver un modèle intégrant l'ensemble de ces effets d'autant plus que ces pertes sont très difficiles, voire impossibles, à mesurer sans la réalisation d'un banc d'essais dédié à cette seule fin. Nos tentatives à vouloir mesurer ces pertes en champ tournant par un essai spécifique en témoignent. Malgré tout, dans notre quête du modèle idéal, nous disposons depuis quelques années de données constructeurs paramétrées en induction et en fréquence. C'est un progrès, par rapport aux données constructeurs, ancienne génération, spécifiant les pertes massiques pour une seule induction de 1 T (ou 1,5 T) et pour une seule fréquence 50 Hz.

Modélisation issue de mesures en champ sinusoïdal et uni-axial (données constructeur)

La Figure 22 représente les pertes mesurées en champ uni-axial (mesures sur cadre d'Epstein) fournies par le fabricant pour une tôle Fe-Si de référence M270-35A. Ce type de tôle, d'une épaisseur de 0,35 mm est caractérisé pour une gamme d'utilisation en induction et en fréquence qui en font un matériau d'usage courant pour la conception de nos machines.

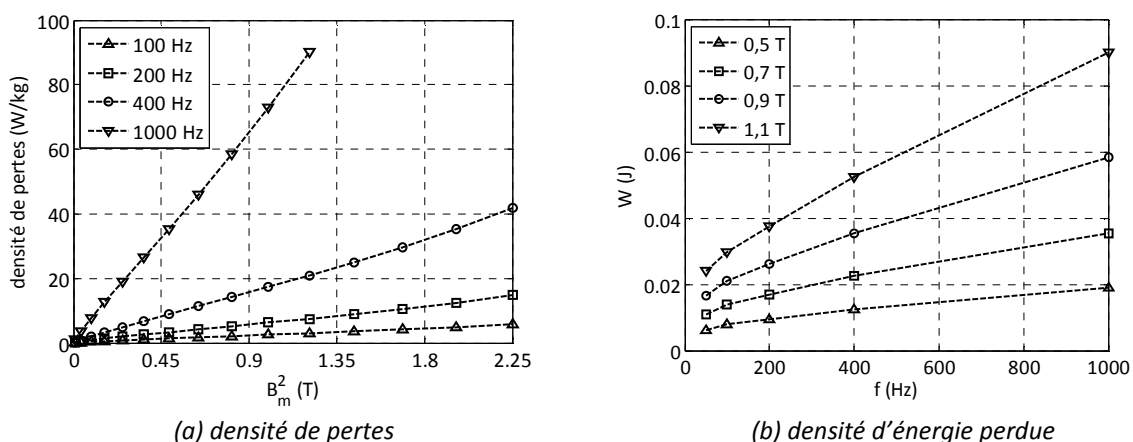


Figure 22 : Mesures de pertes spécifiques – Tôles Fe-Si M270-35 A

Les modèles analytiques utilisés pour reproduire ces caractéristiques s'appuient sur l'expérience (modèle de Steinmetz) ou/et sur des bases théoriques (Bertotti et pertes séparées). On rappelle leur formulation, exprimées en fonction des coefficients de pertes massiques (notés \hat{k}):

- Le modèle de Steinmetz [127] :

$$P_{m,g}(W/kg) = \hat{k}_{stz} B_m^\alpha f^\beta \quad (10)$$

- Le modèle à pertes séparées [121]:

$$P_{m,g}(W/kg) = \hat{k}_{h1} B_m f + \hat{k}_{h2} B_m^2 f + \hat{k}_{ec} B_m^2 f^2 \quad (11)$$

- Le modèle à pertes séparées de Bertotti [21]:

$$P_{m,g}(W/kg) = \hat{k}_h B_m^\alpha f + \hat{k}_{ec} B_m^2 f^2 + \hat{k}_{ex} B_m^{3/2} f^{3/2} \quad (12)$$

Le tableau ci-dessous (Tableau 9), donne la valeur des coefficients qui minimisent, pour chaque modèle, la somme des écarts quadratiques entre modèles et mesures. Des courbes ci-après (Figure 23), il résulte clairement qu'il n'existe pas de modèle robuste en fréquence et en induction. L'erreur commise sur le calcul des pertes estimées montre que les modèles de Bertotti et à pertes séparées donnent des résultats satisfaisants si on excepte les très faibles niveaux d'inductions (<0.2T).

Modèle	Estimation des coefficients de pertes			Ecart maximum (%)
Steinmetz	$\hat{k}_{stz} = 2,1 \cdot 10^{-3}$	$\alpha = 2,077$	$\beta = 1,548$	[-27,9 ; + 44.7]
Pertes séparées - 1	$\hat{k}_{h1} = 0$	$\hat{k}_{h2} = 0,0185$	$\hat{k}_{ec} = 6,46 \cdot 10^{-5}$	[-9,8 ; + 37]
Pertes séparées - 2	$\hat{k}_{h1} = 3,2 \cdot 10^{-3}$	$\hat{k}_{h2} = 0,02$	$\hat{k}_{ec} = 4,92 \cdot 10^{-5}$	[-13,2 ; + 9]
Bertotti	$\hat{k}_h = 0,018$	$\hat{k}_{ec} = 4.87 \cdot 10^{-5}$	$\hat{k}_{ex} = 1,88 \cdot 10^{-4}$	[-17,6 ; +6,5]

Tableau 9 : Estimation des coefficients de pertes issus des données constructeurs

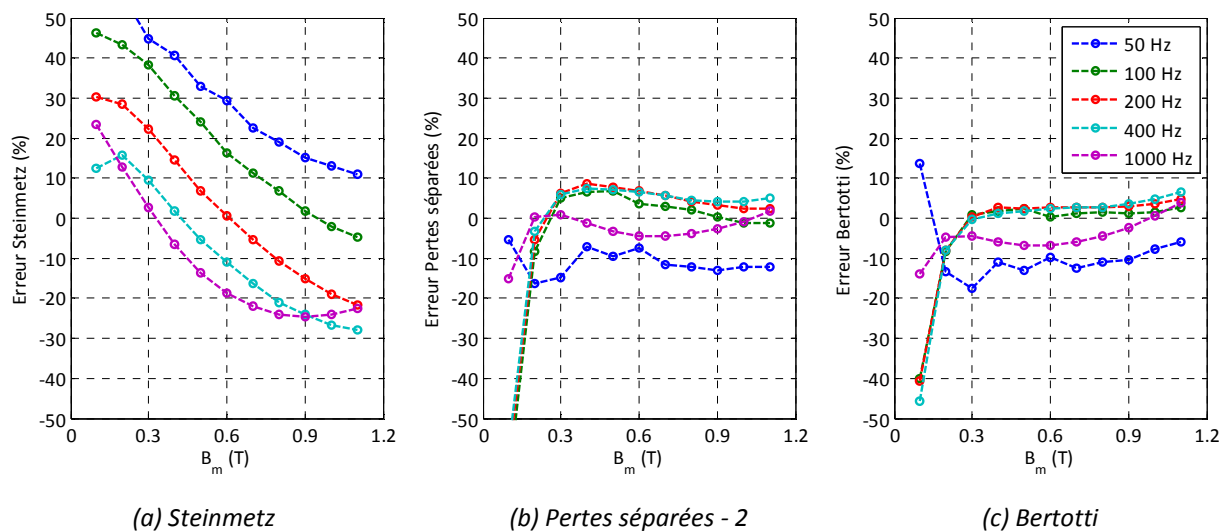


Figure 23 : Ecart entre modèles de pertes fer et mesures – Matériaux M270-35A

Coefficients calculés par la théorie – Modèle à pertes séparées

Dans un souci de généralisation, il est intéressant de pouvoir s'appuyer sur un modèle théorique où les caractéristiques principales du matériau magnétique (épaisseur de tôle, densité et conductivité électrique) sont paramétrables. Les pertes par courants de Foucault sont calculées analytiquement en considérant une modélisation 1D. En négligeant la réaction de ces courants sur la distribution du champ on obtient la formulation classique :

$$P_{ec}(W/m^3) = \frac{\pi^2}{6} \sigma_{fer} t h_t^2 B_m^2 f^2 \quad (13)$$

Les pertes par hystérésis par la formule de Richter (formulation plus ou moins empirique [60]) :

$$P_h(W/m^3) = \frac{\epsilon}{100} d_{fer} f B_m^2 \quad (14)$$

Ou par la formulation suivante [63] :

$$P_h(W/m^3) = 4 H_c B_m f + \frac{4}{\mu_0 \mu_r} B_m^2 f^2 \quad (15)$$

Dans le cas particulier du modèle de Richter, le coefficient k_{h1} est nécessairement nul. Le coefficient ϵ prend une valeur comprise entre 1.2 et 2 m⁴/H.kg pour le fer-silicium (4%) à grains non orientés [60]. Si le modèle de (15) semble, a priori, plus précis, il s'appuie en revanche sur deux données H_c et μ_r difficiles à quantifier. Dans le cadre de nos travaux, nous avons donc opté pour la formulation de l'équation (14). Ce modèle conduit, toujours en exceptant les niveaux les plus bas d'induction, à un écart +37% et -11,5% par rapport aux mesures constructeurs. La valeur optimale de ϵ vaut ici 1,9. Si on limite la plage d'induction à une utilisation entre 0,4 T et 0,6 T, l'écart est compris entre +27% à 100Hz et +8% à 400Hz.

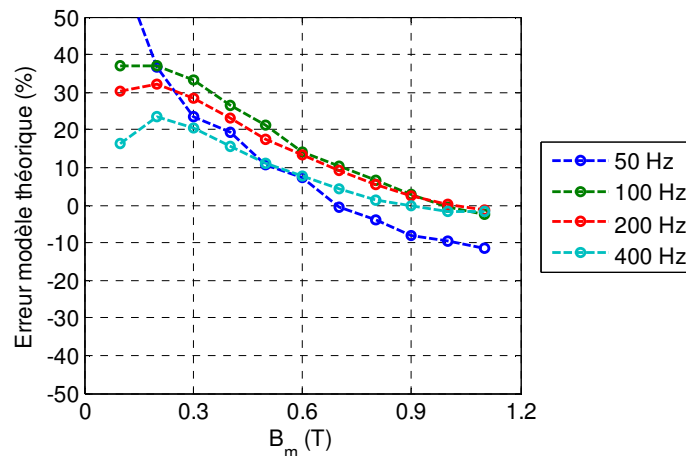


Figure 24 : Ecart entre calcul analytique (via Richter) des pertes fer et mesures - Matériaux M270-35A

Les effets du champ tournant

L'expérience montre que les pertes mesurées dans une machine électrique sont toujours supérieures aux pertes calculées à partir des coefficients calculés précédemment. Pour les niveaux d'induction faibles à modérés, les pertes en champ rotationnel peuvent être deux fois plus élevées qu'en champ unidirectionnel [51]. Pour les inductions proches de la saturation ce coefficient décroît progressivement pour être même inférieur à 1 (Figure 25). La littérature propose des formulations permettant de corriger cet effet. En première approche, nous avons considéré lors des pré-dimensionnements une correction constante quelle que soit l'induction. On analysera plus loin l'influence de ce coefficient sur l'optimum obtenu. Nous notons ce coefficient k_{ad} et nous l'appliquons à l'ensemble des pertes magnétiques bien que nos modélisations et la méthodologie d'optimisation présentée dans ce document permettent de considérer des coefficients différents en fonction du type de pertes (Foucault ou hystérésis) et de leur localisation (dents ou culasse).

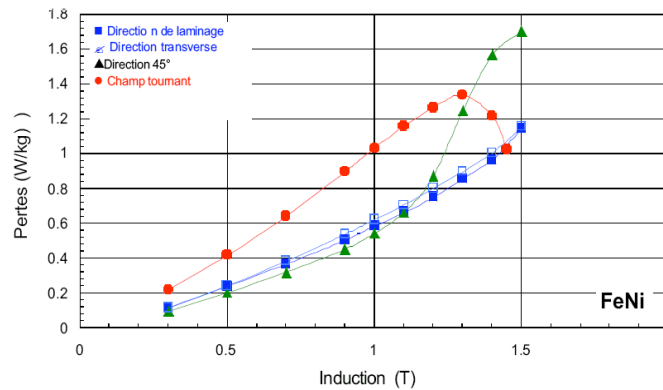


Figure 25 : Influence du champ tournant sur les pertes fer [80]

Les pertes fer dans les machines

Parmi les autres causes possibles d'écart, entre les pertes calculées à partir d'un modèle analytique 1D et les pertes mesurées, citons la distribution non uniforme du champ (en amplitude et en direction) ainsi que l'effet de la saturation. Les éléments finis nous ont permis de quantifier ces effets.

Dans le cas des machines rapides, caractérisées par des niveaux d'induction sous le seuil de saturation, nous avons estimé les pertes fer lors du dimensionnement du banc d'essai 30 000 tr/min [thèses F. Martin et L. Dang]. L'utilisation des éléments finis 2D avec, pour chaque élément du maillage, un calcul des pertes fer basé sur l'utilisation des expressions (13) et (14), a permis de valider le modèle analytique 1D tout en dénombant et quantifiant les sources d'écart entre les deux approches. Pour notre application, caractérisée par un régime non saturé, la comparaison brute, entre éléments finis et modèle analytique, laisse apparaître un écart systématique de 5.4 % pour l'harmonique 1, avec une surestimation du modèle analytique (Figure 26). Cette constatation a été faite pour d'autres géométries lorsque les conditions de non saturation sont respectées.

Conclusion sur l'effet de la répartition non homogène du champ en amplitude et en direction :

- Premier constat : le modèle 1D, à coefficient de pertes additionnel donné, permet d'estimer correctement les pertes à partir de deux composantes d'induction : la composante normale dans les dents et la composante radiale dans la culasse.
- Deuxième constat : considérer un niveau d'induction constant sur la section des dents et de la culasse est une approximation satisfaisante.
- Troisième constat : à faibles niveaux d'induction, comme ceux rencontrés dans les machines rapides, l'effet de la non linéarité du matériau peut être négligé.

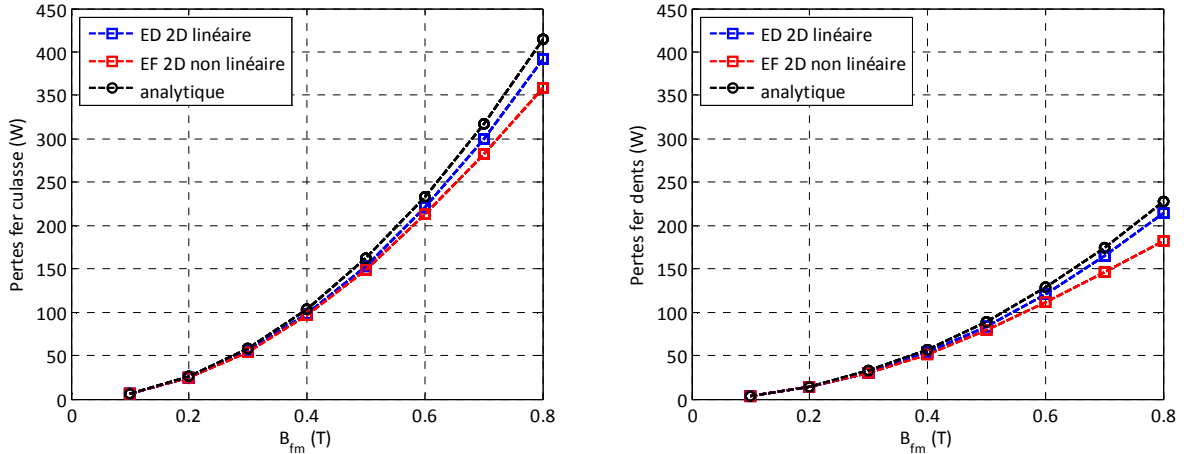


Figure 26 : Pertes fer calculées, au fondamental, par éléments finis et analytiquement (Calcul du banc d'essais machines rapides 30 000 tr/min)

L'analyse au premier harmonique ne fournit qu'une indication partielle des pertes fer. Les allures observées montrent, pour les dents en particulier, une harmonicité directement liée à la forme de l'induction créée par les aimants. Calculé par éléments finis et avec la prise en compte des harmoniques d'espace, le niveau des pertes fer augmente significativement, plus particulièrement dans les dents statoriques (+70%) contre (+20 %) dans la culasse statorique. Comme expliqué précédemment (voir Tableau 8), nous avons pris le parti de corriger la valeur obtenue au premier harmonique, par un coefficient multiplicateur η_d^2 , égal à 1,3 pour une aimantation à 120°.

Dans cette partie, concernant la modélisation et le calcul des pertes fer dans les machines tournantes, le propos n'a pas été de présenter une théorie complète et fine des phénomènes mis en jeu. La multiplicité des effets observés rend pour l'heure l'exercice inabordable et pour lequel il serait vain de persévérer sans l'appui de moyens expérimentaux spécifiques. En revanche, il s'est agi plutôt de lister les principales sources d'erreurs et de quantifier autant que possible les écarts possibles entre théorie et mesures.

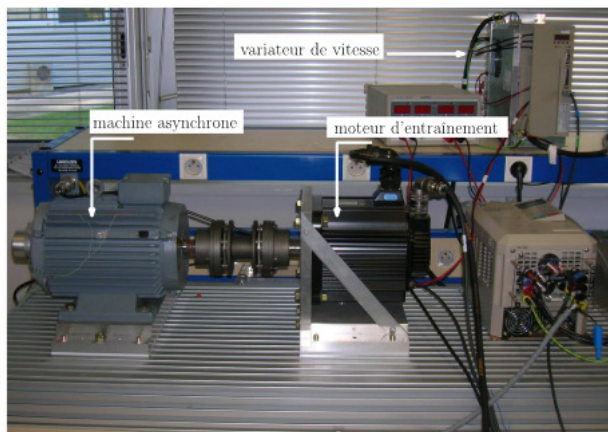
In fine, nous avons retenu, la plupart du temps, le modèle à pertes séparées à coefficient k_{h1} nul corrigé par un coefficient de pertes additionnel k_{ad} compris entre 2 et 4.

$$P_f (W/m^3) = k_{ad} \eta_d^2 (k_{h2} B_m^2 f + k_{ec} B_m^2 f^2) \quad (16)$$

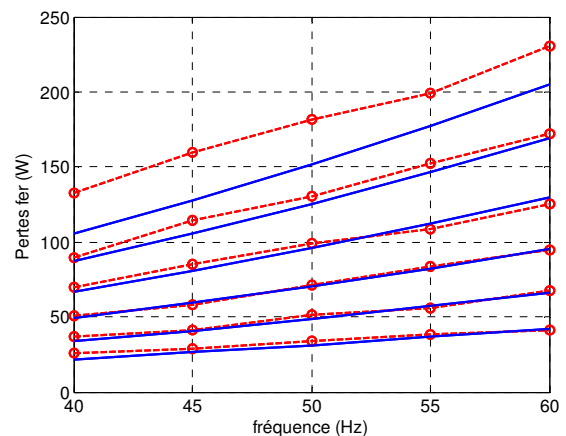
Validation expérimentale du modèle de pertes fer

La mesure des pertes fer dans une machine électrique est complexe voire impossible si on ne dispose pas d'un modèle de pertes mécaniques suffisamment précis. Toute la difficulté réside en effet dans la séparation des pertes. Pour les machines à aimants, l'idéal serait de disposer d'une machine construite spécialement pour cette mesure avec un rotor sans aimants. Entraînée au synchronisme et alimentée par une source triphasée, la puissance électrique fournie ne comporterait alors que les pertes fer et cuivre. Ne disposant pas d'une telle machine, nous avons, dans le cadre de nos travaux (Thèse de R. Missoum [95]), tenté de reproduire cet essai en l'appliquant à une machine asynchrone avec alimentation triphasée linéaire de puissance. Cette expérience, réalisée par Bertotti [95], présente l'avantage, par rapport à la mesure classique sur moteur asynchrone à vide, de ne pas avoir à négliger les pertes fer au rotor.

A partir des pertes mesurées, des paramètres géométriques de la machine, l'utilisation du modèle analytique permet de remonter à la valeur du coefficient k_{ad} . Pour l'essai effectué, le rapport k_{ad} estimé vaut 3 (Figure 27). Compte tenu des conditions d'essai, pour lequel les plages de variation en fréquence et en induction sont relativement petites, la valeur obtenue est à considérer avec prudence et mériterait l'apport d'essais supplémentaires pour valider davantage nos modèles. Ce résultat confirme toutefois la tendance annoncée.



(a) Banc d'essais



(b) Comparaison entre pertes mesurées (marqueurs) et pertes estimées (traits pleins) par modèle

Figure 27 : Mesure des pertes fer en champ tournant

Les poudres de fer

Les poudres ont des propriétés intéressantes pour des fréquences de conversion élevées. Bien que notre expérience sur le comportement et l'utilisation de ces matériaux soient moins approfondie par rapport aux tôles Fer-Silicium, il nous a semblé intéressant de considérer leur utilisation afin d'en dégager les potentialités. Pour les machines en poudres de fer, nous nous sommes appuyés sur des données constructeurs. Avec une résistivité électrique environ 60 fois supérieure aux tôles Fe-Si ($30 \mu\Omega.m$ pour le Somaloy avec 0.5% de Kenolube, contre $0.5 \mu\Omega.m$ pour le Fe-Si à 3% de Silicium), les poudres de fer présentent un niveau de pertes par courants de Foucault suffisamment faible pour les négliger (Tableau 10).

	B_{sat}	Perméabilité	pertes	Densité g/cm^3	K_h	Réf.
Manganèse – Zinc ($Mn_{(1-x)}Zn_xFe_2O_4$)	≤ 0.6 T	10^3 à 10^4 (initiale)	45 $W.kg^{-1}$ (0.1T, 100kHz)		54	[41]
Nickel – Zinc ($Ni_{(1-x)}Zn_xFe_2O_4$)	≤ 0.35 T	10^2 à 10^3 (initiale)				[41]
Somaloy 550	~ 1.5 T	500 (max)	80 $W.kg^{-1}$ (1T, 400Hz)	7.34	207	[108]
+ 0.5% Kenolube	~ 1.2 T	500 (max)	25 $W.kg^{-1}$ (0.5T, 400Hz)	6.83	290	

Tableau 10 : les principaux matériaux ferrites produits (en gris dans le tableau), et poudres de fer

II.3 Pertes et contraintes mécaniques

On appelle classiquement pertes mécaniques, les pertes autres que les pertes électriques cuivre et fer. Cela inclut donc principalement les pertes dans les roulements et les pertes aérodynamiques lorsque les vitesses périphériques sont élevées. Nous nous sommes limités aux machines à paliers à billes. Pour l'utilisation des paliers magnétiques, dans les applications à hautes vitesses, une étude intéressante reste à faire puisqu'on ne dispose pas de modèle de consommation que nous pourrions utiliser pour nos dimensionnements. On sait en effet qu'à partir d'un certain niveau de puissance, l'emploi de paliers magnétiques (voir hydrodynamiques), est une solution intéressante.

II.3.1 Pertes aérodynamiques pour les machines rapides

Pour les machines à hautes vitesses de rotation, les pertes aérodynamiques ne peuvent plus être négligées (Figure 28). Comme pour les pertes fer, leur modélisation est délicate. La nature des phénomènes mis en jeu rend les calculs trop complexes pour qu'une formulation analytique simple soit dégagée. Les modèles proposés sont donc tous issus de démarches semi empiriques. Une formulation générale de ces pertes s'écrit :

$$P_{aero} = \pi C_f \rho R_r^4 L \Omega^3 \quad (17)$$

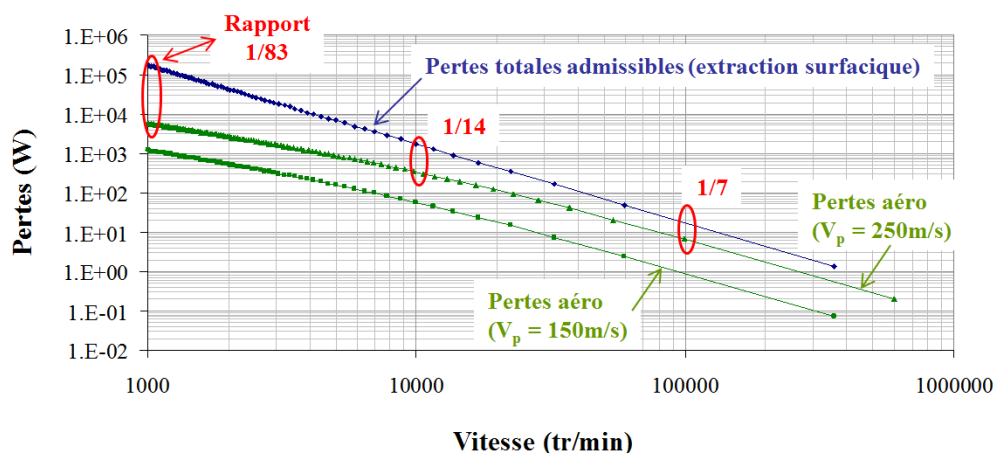


Figure 28 : Estimation de la part des pertes aérodynamiques sur l'ensemble des pertes en fonction de la vitesse de rotation (utilisation du modèle de Wiart [136])

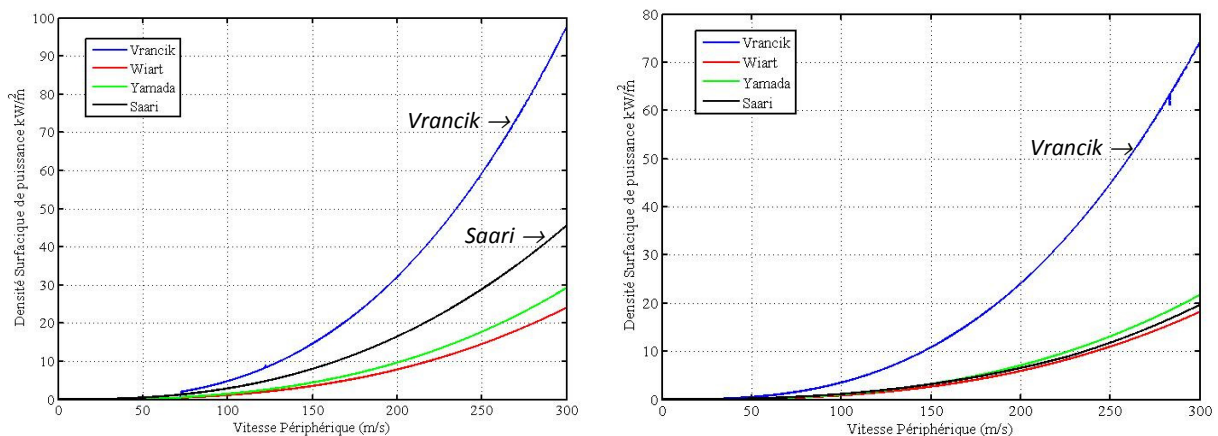
Toute la difficulté réside dans la détermination du coefficient C_f . Si les références bibliographiques sont nombreuses, la multiplicité des modèles proposés et la dispersion des résultats obtenue doit inciter à la prudence. Pour cette raison, avant de faire un choix de modèle, nous avons donc dû comparer les modèles les plus cités dans la littérature (Tableau 11 et Tableau 12) en les appliquant à des machines types. Le tableau ci-dessous récapitule, pour des machines radiales à entrefer constant, les modèles les plus cités.

Modèle	Régime laminaire	Régime turbulent
Yamada (1961) [137]	$C_f = \frac{4}{\mathcal{R}e_\delta} \cdot \frac{(R_r + e)^2}{R_r(2R_r + e)}$ $C_f \sim \frac{2}{\mathcal{R}e_\delta} \text{ si } (e \ll R_r)$	$\frac{1}{\sqrt{C_f}} = 4,11 + 3,54 \cdot \ln(\mathcal{R}e_\delta \sqrt{C_f})$ $C_f \sim \frac{0,0152}{\mathcal{R}e_\delta^{0,24}}$
Vrancik (1968) [135]	$C_f = \frac{2}{\mathcal{R}e_\delta}$	$\frac{1}{\sqrt{C_f}} = 2,04 + 1,768 \cdot \ln(\mathcal{R}e_\delta \sqrt{C_f})$
Wiert [136]	$C_f = \frac{2}{\mathcal{R}e_\delta}$	$C_f = \frac{0,012}{\mathcal{R}e_\delta^{0,24}}$

Tableau 11: Coefficient de frottement ne dépendant que du nombre de Reynolds $\mathcal{R}e_\delta$

Modèle	$Re_\delta < 64$	$64 < Re_\delta < 500$	$500 < Re_\delta < 10\,000$	$10\,000 > Re_\delta$
Bilgen et Boulos (1973) [24]	---	---	$C_f = 0,515 \frac{\left(\frac{e}{R_r}\right)^{0,3}}{Re_\delta^{0,5}}$	$C_f = 0,0325 \frac{\left(\frac{e}{R_r}\right)^{0,3}}{Re_\delta^{0,2}}$
Saari (1998) [119]	$C_f = 5 \frac{\left(\frac{e}{R_r}\right)^{0,3}}{\mathcal{R}e_\delta}$	$C_f = \frac{\left(\frac{e}{R_r}\right)^{0,3}}{\mathcal{R}e_\delta^{0,6}}$	$C_f = 0,515 \frac{\left(\frac{e}{R_r}\right)^{0,3}}{\mathcal{R}e_\delta^{0,5}}$	$C_f = 0,035 \frac{\left(\frac{e}{R_r}\right)^{0,3}}{\mathcal{R}e_\delta^{0,2}}$

Tableau 12 : Coefficient de frottement dépendant du nombre de Reynolds et du ratio e/R_r



(a) Rayon rotorique de 6,5 mm, entrefer = 0,3mm

(b) Rayon rotorique de 65 mm, entrefer = 0,9mm

Figure 29 : Densité surfacique de pertes obtenue par différents modèles

La Figure 29 montre qu'il peut y avoir des écarts conséquents entre les différents modèles notamment pour les petites dimensions où des effets d'échelle sont observés. Si on écarte le modèle de Vrancik, les autres modèles nous fournissent des pertes dans un rapport 1 à 1,5 dans le cas le plus défavorable des petites machines. Dans nos études, en particulier lors du dimensionnement du banc d'essais 30 000 tr/min, nous étions plutôt sur le second cas (Figure 29. b). Dans ce cas les modèles sont équivalents en terme de résultat. Là encore, ne disposant pas d'un banc d'essai spécifique pour effectuer la mesure des pertes aérodynamiques, nous ne pouvons que faire confiance au résultat donné par le modèle. Appliqué aux machines rapides du banc d'essai 30 000 tr/min, le modèle de Bilgen et Boulos donne 21 W de pertes à vitesse maximale sur un total de pertes à vide de 449 W, soit 4,7%. A priori, les pertes aérodynamiques sont donc négligeables pour nos machines.

II.3.2 Pertes mécaniques dans les roulements

L'usage des paliers à billes est envisageable jusqu'à quelques dizaines de milliers de tours par minute (30 000 à 60 000), selon les dimensions et la puissance de la machine. Au-delà, les contraintes, les pertes et la durée de vie obligent à changer la technologie des roulements. En général, on ne calcule les pertes dans les roulements que pour les applications à haute vitesse de rotation, c'est-à-dire lorsque le taux de pertes mécaniques devient significatif par rapport à l'ensemble des pertes de la machine.

Là encore, la littérature du génie électrique propose peu de références sur le sujet. Généralement, l'expression du couple de pertes est donnée sous forme polynomiale avec des coefficients spécifiés pour un type de roulement et pour un montage donné [9]. Il n'existe pas de véritable modèle générique qui donnerait l'expression du couple de pertes en fonction des seuls paramètres taille et vitesse d'utilisation même pour un type défini de roulement. Il a donc été nécessaire d'établir nos modèles à partir de la « théorie » de Palmgren (théorie bien connue de la communauté des mécaniciens [101]) et du modèle de calcul en ligne du fabricant SKF (amélioration de la théorie de Palmgren).

Modèle de Palmgren [101], [36], [35], [72],

Le modèle de Palmgren, dans sa version de base, sépare le moment de frottement en deux termes [101], un premier terme dépendant de la vitesse de rotation n et de la viscosité du lubrifiant ν puis un second terme, indépendant de la vitesse, fonction de l'angle de contact (α) et de la charge appliquée (P_0) au roulement. Si le roulement comporte des joints d'étanchéité, il faut ajouter aux deux termes précédents un moment de frottement sec. Selon Palmgren, le moment de frottement se ramène donc à la relation :

$$T_{roul} = T_{lub}(n, \nu) + T_1(P_0, \alpha) + T_{joint} \quad (18)$$

Le moment dû à la charge est une fonction de la charge équivalente statique notée P_0 (notation des mécaniciens et exprimée en Newton). Cette charge est équivalente, en terme de durée de vie pour le roulement, à la charge produite par la combinaison de la charge radiale et de la charge axiale avec un angle de contact α . Pour les roulements à haute vitesse de rotation sans joint (produit $n\nu$ supérieur à 2000), l'expression du moment de frottement, exprimé en Nm, peut se ramener à la formulation :

$$T_{lub} = 0,45 \cdot 10^{-3} f_0 d_m^3 v^{2/3} \Omega^{2/3} \quad (19)$$

Avec f_0 une fonction dépendant de la nature du lubrifiant (comprise entre 0,7 et 2 pour une lubrification à base de graisse, d_m , le diamètre moyen du roulement (en mm) et v la viscosité du lubrifiant (mm^2/s).

Modèle SKF [123]

Le modèle SKF proposé en ligne par la société du même nom, est une version améliorée et plus complète de la théorie de Palmgren. Le couple de pertes sépare différemment les effets et se ramène à l'expression :

$$T_{roul} = T_{rr} + T_{sl} + T_{joint} \quad (20)$$

Où T_{rr} exprime le couple de pertes par roulement, il s'agit de l'équivalent du terme T_{lub} du modèle de Palmgren qui dépend essentiellement de la viscosité du lubrifiant mais dans lequel interviennent les charges axiale et radiale également. T_{sl} exprime le couple de frottement par glissement, fonction du coefficient de glissement et des charges radiale et axiale. Ce terme est souvent négligeable. Il est assez difficile ici de formuler simplement ces deux termes (voir [123]). Le terme commun aux deux modèles T_{joint} , qui exprime le couple de frottement dû aux joints d'étanchéité, est une constante. Une estimation de sa valeur est donnée sur le site en ligne de la société SKF, en fonction du type de roulement et de joints utilisés.

Si parmi les paramètres intervenants dans le calcul des moments de frottement, certains sont connus comme la géométrie du roulement ou imposés par SKF (constantes spécifiées pour un type précis de roulement), en revanche, d'autres sont plus difficiles à maîtriser. C'est le cas, en particulier, des propriétés du lubrifiant vis-à-vis de l'échauffement et des conditions de montage et de charge, c'est-à-dire des charges radiale et axiale.

L'étude du modèle de pertes SKF, appliqué aux roulements utilisés sur le banc d'essais 30 000 tr/min (roulements FAG de Réf. : HCB71905-C-2RSD-T-P4S), montre que le terme T_{sl} lié au coefficient de frottement peut être négligé. Pour le terme T_{rr} , la viscosité du lubrifiant et la charge axiale sont les principales grandeurs que l'on maîtrise assez mal. La viscosité est en effet très sensible à la température (Figure 30). Le terme T_{joint} est donné constant. Quant à la charge axiale, importante pour les roulements à contacts obliques, il est souvent difficile, d'en avoir une connaissance précise, nous nous sommes appuyés sur les préconisations du fabricant des roulements.

La figure suivante (Figure 31) montre la sensibilité des pertes données par le modèle SKF, par roulement, en fonction de la viscosité et de la charge axiale. Ces calculs ont été appliqués aux roulements utilisés sur le banc d'essais 30 000 tr/min (cf. § III.3.4). On peut estimer que la courbe moyenne (en pointillés) est la plus réaliste mais il n'est pas exclu, faute de pouvoir effectuer une mesure de ces pertes seules, qu'on se situe sur l'une ou l'autre des valeurs extrêmes. Ainsi, rien ne permet de séparer pertes fer et pertes mécaniques avec certitude, d'autant plus que ces deux pertes sont de niveau comparable sur notre banc d'essais. Disons simplement que les valeurs médianes de chacun des deux modèles conduisent aux bonnes pertes mesurées...

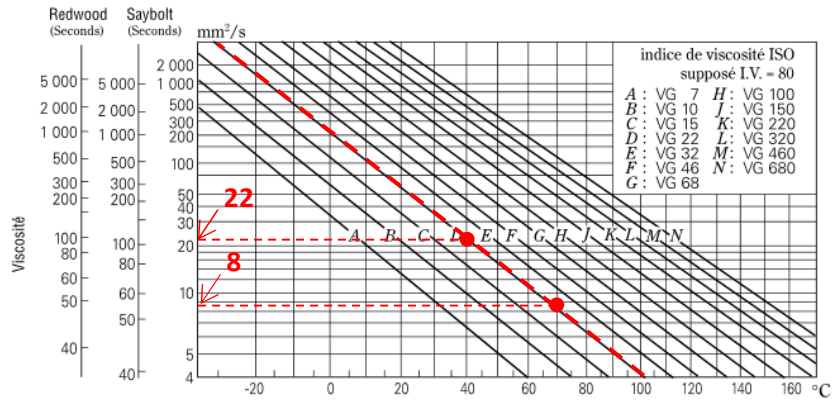


Figure 30 : sensibilité en température de la viscosité du lubrifiant

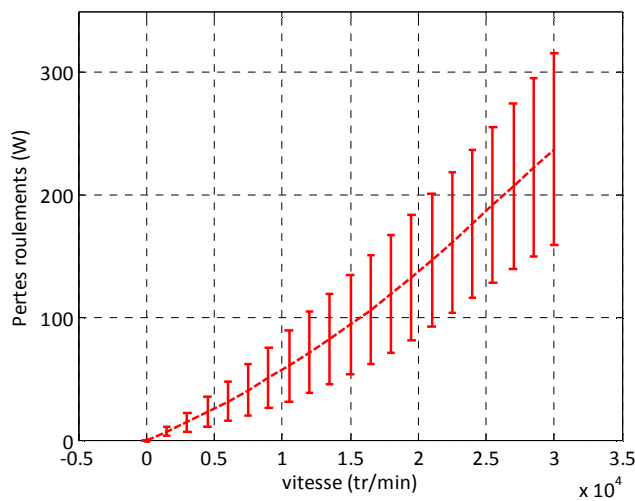


Figure 31 : Pertes dans les roulements avec sensibilité sur la viscosité (12 mm²/s +/- 30%) et sur la charge axiale (45 N +/- 30%)

II.3.3 Contraintes mécaniques liées à la vitesse

Les contraintes mécaniques liées à la vitesse interviennent dans le dimensionnement des machines rapides. Celles-ci sont en effet, à vitesse donnée, limitées en puissance par la limite à la résistance mécanique des pièces du rotor et la limite due à la première vitesse critique (si on considère un fonctionnement en-dessous de cette vitesse). Bien qu'elle s'appuie sur une théorie, la mécanique des milieux continus, pour les concepteurs que nous sommes, la vitesse maximale imposée par la tenue mécanique du rotor peut se ramener à la simple relation entre le rayon rotorique et la vitesse périphérique :

$$R_{s \max} \approx R_{r \max} = \frac{V_{p \max}}{\Omega} \quad (21)$$

Dans la pratique, on renforce considérablement la structure du rotor en le frettant à l'aide d'un matériau à forte résistance mécanique. C'est le cas notamment des fibres de carbone ou de verre qui permettent sans problème d'atteindre quelques centaines de mètres par seconde (théoriquement, 900 m/s pour la fibre de verre). Parfois, des frettes métalliques, donc conductrices

d'électricité comme de l'aluminium, peuvent être utilisées. Cela permet de maintenir une épaisseur magnétique d'entrefer faible.

Concernant la seconde contrainte mécanique, la première vitesse critique, les références bibliographiques sont assez rares, dans la communauté du génie électrique tout au moins. Les quelques références ne citent pas toujours leurs sources. Nous avons donc dû reprendre la théorie de la dynamique des rotors en flexion basée sur la résistance des matériaux [78]. Les énergies cinétiques et de déformation sont calculées sur une structure homogène (Figure 32). Le calcul est mené pour une structure de matériau homogène et axisymétrique, à vitesse angulaire constante et limité aux petites déformations. Les roulements sont supposés de raideur infinie (cas des paliers à billes). Les équations du mouvement dont les racines permettent d'obtenir les fréquences naturelles sont déduites des équations de Lagrange. Ce calcul, appliqué à la structure de la Figure 32 permet d'obtenir la formulation suivante [78],[126] pour la première vitesse critique :

$$\Omega_{c1} = \sqrt{\frac{12 E_Y}{8 d_{fer}}} \sqrt{\frac{R_0^2}{l^4 + Ll^3 \left(\frac{R_r}{R_0}\right)^2}} \quad (22)$$

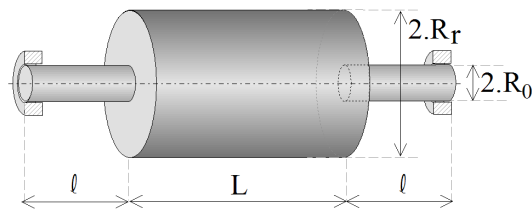


Figure 32 : géométrie du rotor homogénéisé

On y retrouve E_Y , le module d'Young du matériau considéré ($210 \cdot 10^9$ N/m² pour l'acier). La Figure 33 montre comment le rayon rotorique est contraint en fonction de la vitesse de rotation. La contrainte liée à la vitesse périphérique maximale a été tracée en considérant $V_p=150$ m/s. La contrainte liée à la première vitesse critique a été tracée pour deux rapports L/R_r et en considérant, les rapports suivants : $R_r/R=0.4$, $R_0/R=0.15$ et $l/L=0.3$ (Figure 32).

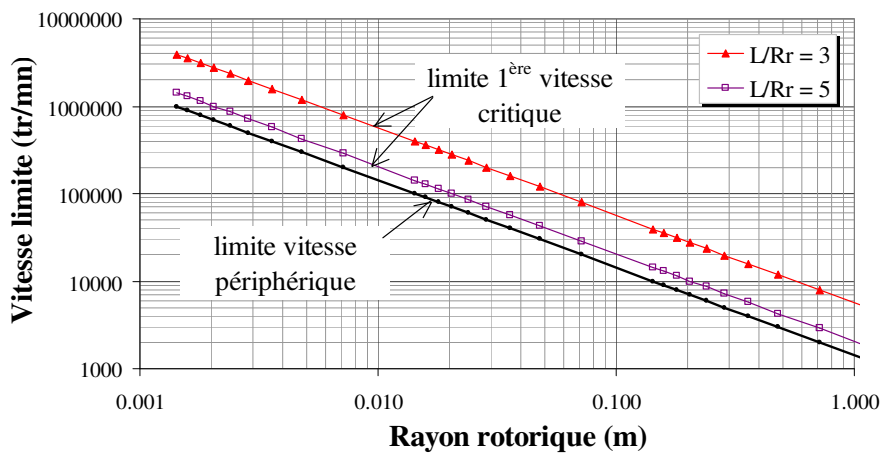


Figure 33 : Evolution du rayon rotorique en fonction des contraintes mécaniques pour différentes vitesses de rotation

Nous avons toujours considéré le cas des fonctionnements à vitesse inférieure à la première vitesse critique. A vitesse périphérique donnée, il n'est donc pas intéressant de réduire le rapport L/R_r pour repousser la limitation due à la première vitesse critique. On cherche plutôt à maximiser la longueur active, maximisant ainsi la puissance de la machine. En considérant une correction de la vitesse critique d'un facteur compris entre 0,8 et 0,9 (l'hétérogénéité du rotor réduit dans la pratique la vitesse critique théorique), on retient donc généralement la règle de dimensionnement suivante :

$$\left. \frac{L}{R_r} \right|_{max} = \tau_{L max} = 5 \quad (23)$$

II.3.4 Contraintes d'usinage

Il existe également des limites en termes de faisabilité, soit que les dimensions optimales calculées soient trop petites, soit que la géométrie calculée soit trop fragilisée par des concentrations de contraintes. C'est le cas notamment dans le cas de machines à fort couple et basse vitesse pour lesquelles l'accroissement du nombre de paires de pôles conduit à des sections de culasse très fines. Il n'existe pas de règles admises pour ces contraintes. Dans le cadre de la thèse de N. Bekka [15], nous avons retenu les contraintes suivantes pour une machine de diamètre extérieur 600 mm [86] :

- un rapport hauteur/largeur d'encoche compris entre 2 et 6,
- des épaisseurs de culasse supérieures à 5 mm,
- des largeurs d'encoches supérieures à 4 mm pour y loger les conducteurs.

II.4 Modélisation thermique et contrainte thermique

Il est d'usage de représenter le modèle thermique sous forme d'un circuit aux résistances thermiques, type circuit électrique. Ce circuit équivalent peut comporter plus au moins d'éléments selon le degré de précision souhaité, le type de refroidissement et le trajet des flux de chaleur. Pour une même machine, le nombre de résistances thermiques peut aller de un à quelques dizaines selon la précision et le nombre de points de température souhaités, chaque portion cylindrique de la machine étant modélisée par un circuit à deux résistances thermiques (Figure 34) obtenu par la résolution de l'équation de la chaleur.

Dans ce paragraphe, je vais présenter deux modélisations présentant les deux approches que nous avons été amenés à utiliser pour le calcul de l'échauffement des machines synchrones. Dans une première approche, l'approche « classique », nous avons repris en les adaptant à nos applications les modèles de la littérature (Thèse de Nassim Bekka). Dans la seconde approche, dans le cadre de nos travaux sur les machines rapides, nous avons essayé d'établir un modèle thermique aussi réduit que possible de façon à le rendre plus générique et utilisable pour notre démarche d'optimisation analytique (Thèse de Rachid Missoum).

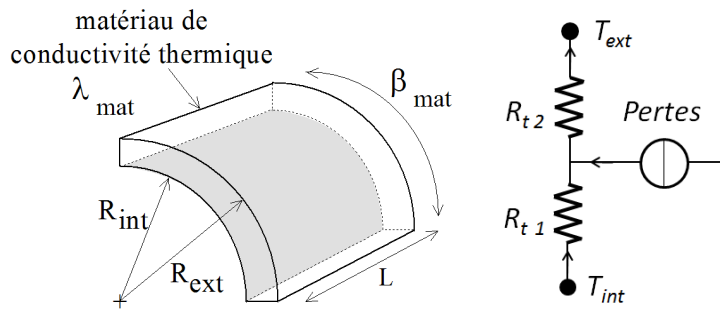


Figure 34 : Élément cylindrique et modèle aux résistances thermiques associés en régime permanent

II.4.1 Modélisation « classique » - Application aux machines fort couple basse vitesse

Une fois identifiés les différentes pertes et les différents flux de chaleur, on représente le modèle thermique. Cette première étape n'est pas toujours simple car on ne sait pas toujours comment se propage la chaleur lorsque les milieux ne sont pas homogènes. C'est le cas par exemple pour les roulements et l'entrefer lorsqu'il est soumis à des pertes aérodynamiques significatives avec phénomènes turbulents. La Figure 35 montre le modèle thermique que nous avons retenu pour l'étude d'une machine fort couple/basse vitesse (Thèse N. Bekka [15]).

Ce modèle, adapté des travaux de [80], a été établi ici à partir des hypothèses de travail suivantes : machines fermées et refroidie en convection naturelle. Cette modélisation qui offre un bon compromis entre précision et complexité, constitue de ce fait une sorte de modèle de référence couramment utilisé dans la littérature. Notons toutefois que cette modélisation ne considère pas les échanges thermiques entre encoches et culasse statorique. De ce fait, le flux de chaleur issu des pertes cuivre est supposé s'écouler par les dents, non par le fond d'encoche. Cette hypothèse ne peut être acceptable que si la hauteur d'encoche est grande devant son ouverture (cas des machines à fort couple et basse vitesse). On retrouve sur ce modèle l'ensemble des pertes calculées : les pertes fer (dents et culasse), les pertes cuivre pour la partie active et pour la zone découverte des têtes de bobines, puis les pertes dans les aimants. Dans ce type de représentation, la plupart des résistances thermiques sont des expressions courantes de la littérature. En Figure 36, la sensibilité du modèle est calculée vis-à-vis de trois données du problème qui ne sont pas toujours bien maîtrisées comme la connaissance des coefficients de convection (interne et externe), le degré de participation des flasques dans l'échange thermique et la conductivité équivalente de l'encoche. Il apparaît assez clairement que l'extraction de la chaleur produite dans les têtes de bobine s'effectue d'abord par conduction via la culasse statorique avant de s'effectuer par convection avec l'air ambiant (Figure 36 a). D'autre part, la bonne connaissance du coefficient d'échange thermique entre la carcasse statorique et l'air ambiant ainsi que la prise en compte ou non des flasques dans l'échange thermique conditionne fortement le dimensionnement de la machine. On notera, en revanche, que l'introduction d'une conductivité thermique équivalente pour l'encoche, si elle constitue un artifice pratique, n'en demeure pas moins utile puisqu'une méconnaissance de plusieurs dizaines de pourcents ne produit qu'un écart de quelques pourcents sur la température maximale calculée.

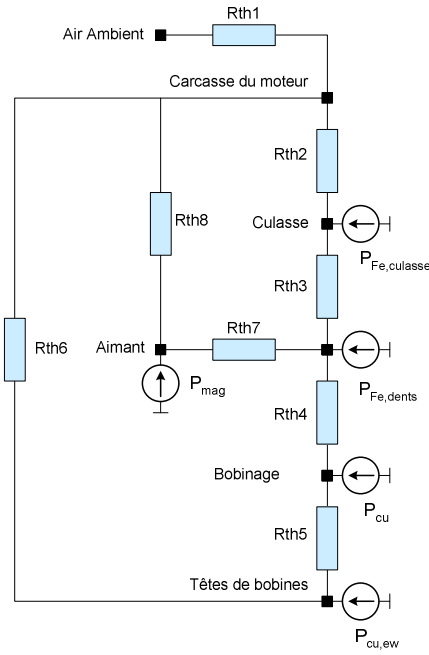
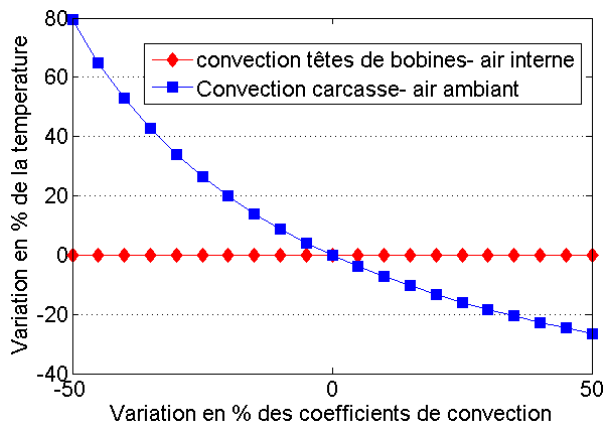
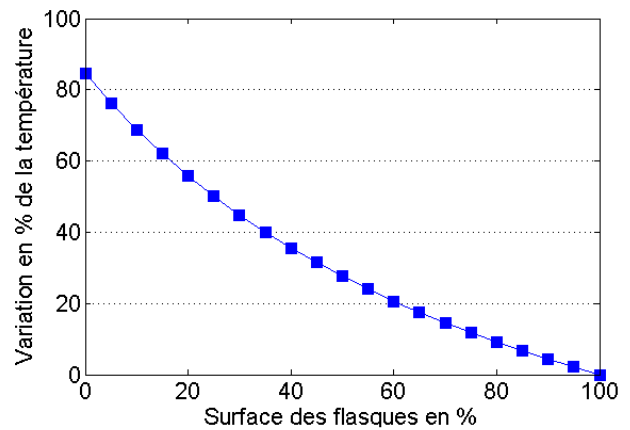


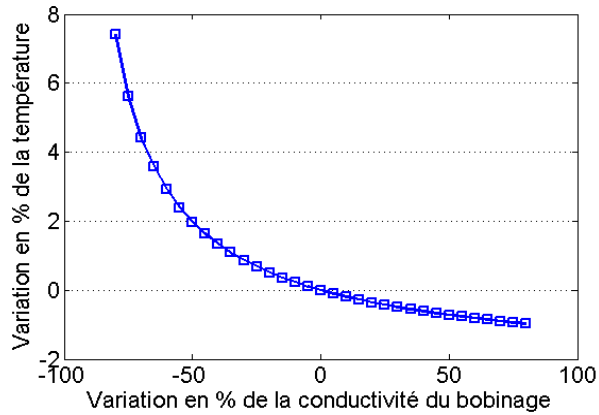
Figure 35 : Modèle thermique proposé pour l'étude d'une machine lente



(a) Variation en fonction de la variation des coefficients de convection



(b) variation en fonction de la surface des flasques contribuant au transfert de chaleur



(c) Variation en fonction de la variation de la conductivité du bobinage

Figure 36 : Variation de la température des têtes de bobine

De ces résultats, il serait encore hasardeux de tirer des règles de modélisation générales applicables à toutes les machines. Toutefois, cette démarche nous a permis d'identifier quels étaient les paramètres clefs de la modélisation. En d'autres termes, augmenter le nombre de résistances thermiques n'a de sens que si elles ont un effet sensible sur le résultat final.

II.4.2 Modélisation thermique spécifique pour machines rapides

Dans un cadre plus général où l'on recherche un modèle thermique adapté à un plus large espace de solutions tout en souhaitant élaborer des lois générales de dimensionnement, on a recouru à un modèle plus simple, limité aux phénomènes principaux. C'est la démarche que nous avons adoptée pour l'étude des machines rapides.

Le rêve du modélisateur est de pouvoir disposer d'un outil universel à la fois simple, précis et robuste. Autrement dit, avoir à disposition une formulation analytique maniable intégrant l'ensemble des phénomènes physiques mis en jeu avec sensibilité vis-à-vis des effets d'échelles. Dans notre démarche d'optimisation présentée en §III, la contrainte thermique est réduite à l'utilisation d'un coefficient d'échange thermique équivalent et d'une surface d'échange thermique. Ce modèle est simple et c'est à cette seule condition que nous avons pu généraliser notre théorie aux machines dont la vitesse est comprise entre quelques dizaines et quelques centaines de milliers de tours par minute. Je vais montrer dans cette partie, comment, à partir d'une architecture et de conditions d'échange données, il est possible de réduire le modèle thermique à un coefficient d'échange global h_{eq} .

En premier lieu, notre démarche d'optimisation s'appuie sur les constats suivants :

- Les niveaux d'induction sont faibles et conduisent naturellement à l'adoption de grands entrefers,
- Les dimensions sont réduites, donc l'extraction de la chaleur se fait en surface uniquement (en convection naturelle ou forcée),
- Au-delà d'une certaine vitesse, les géométries optimales sont homothétiques. Autrement dit les machines, quelle que soit leur vitesse, auront les mêmes rayons réduits (r_s et r_{sw}) ainsi que les mêmes répartitions de pertes au stator,

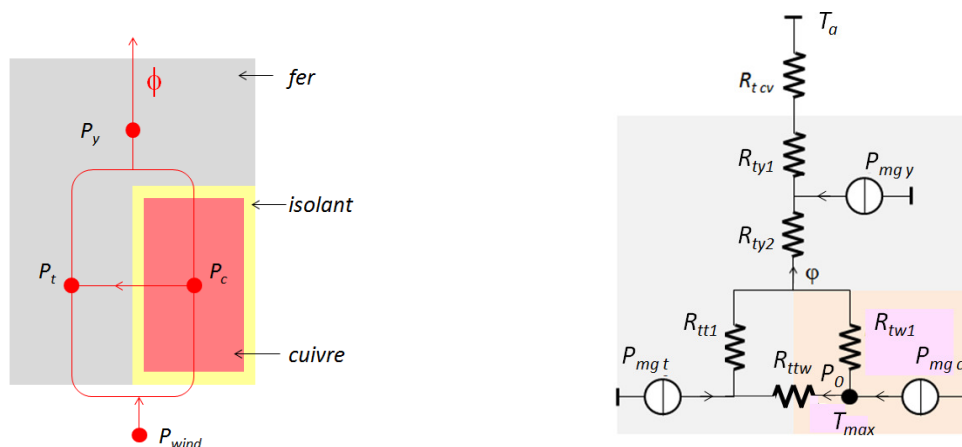


Figure 37 : Représentation simplifiée des transferts de chaleur et exemple de modèle aux résistances thermiques associées (Résistances thermiques d'isolant et pertes aérodynamiques non représentées)

Notre première démarche a donc été d'analyser les effets d'échelle. Pour y parvenir, nous avons étudié le cas des machines dont le stator est lisse et dont le refroidissement s'effectue soit par convection naturelle soit par convection forcée en surface. Nous n'avons traité que le cas du régime permanent. A partir du constat énoncé précédemment, nous avons adopté le modèle présenté Figure 37.

Dans une première approche, nous avons négligé les échanges thermiques orthoradiaux ($R_{ttw} = \infty$) et axiaux (température homogène dans tout le bobinage, têtes de bobine comprises). Le bobinage logé dans les encoches est remplacé par un milieu homogène de conductivité thermique équivalente λ_b (égale à 5W/m.K [132]). Une couche d'isolant th_{is} d'épaisseur 0.1mm et la résistance de contact ($R_{th\ ct}$) entre encoche et culasse peuvent être considérées. Le point de température le plus chaud est localisé dans le bobinage. L'élévation de température ($\Delta\theta$) entre ce point chaud (θ_{max}), l'air ambiant (θ_a) et les pertes totales (P_{pertes}) s'écrit :

$$\Delta\theta = \left(\frac{1}{h S_{th}} + R_{th\ int} \right) P_{pertes} \quad (24)$$

Pour comparer l'impact de la conduction par rapport à la convection, nous ramenons la conduction à une convection équivalente en définissant un coefficient d'échange fictif h_{int} tel que :

$$h_{int} = \frac{1}{R_{th\ int} S_{th}} \quad (25)$$

On appelle donc h_{eq} le coefficient suivant :

$$\frac{1}{h_{eq}} = \frac{1}{h_{cv}} + \frac{1}{h_{int}} \quad (26)$$

Le coefficient d'échange thermique h_{cv} est un coefficient moyen qui s'applique à la surface d'échange S_{th} que nous formulons :

$$S_{th} = 2\pi R (xR + L) \quad (27)$$

Avec x , un facteur de correction compris entre 0 et 1 selon le taux de participation des flasques à l'échange thermique. La résistance thermique $R_{th\ int}$ qui permet de calculer h_{int} , dépend des résistances thermiques du circuit Figure 37 mais aussi des taux de pertes (u , v et w) pour chaque partie. Avec, respectivement, pour le cuivre, la culasse et la dent :

$$P_c = u \sum pertes \quad (28)$$

$$P_{fc} = v \sum pertes \quad (29)$$

$$P_{fd} = w \sum pertes \quad (30)$$

Pour mener à bien nos calculs, nous nous sommes appuyés sur les résultats présentés au chapitre suivant, considérant les données de machines optimales. Nous avons considéré les paramètres suivants :

Paramètre	Valeur	
h_{cv}	10 W/m ² K 100 W/m ² K	Echange thermique par convection naturelle Echange par convection forcée
k_t	0.5	Rapport ouverture dent/pas dentaire
L	$5 r_s R$	Longueur active
R_{ttw}	0	Résistance thermique entre bobinage et dent stator
r_s	0.44	Rayon interne stator réduit
r_w	0.73	Rayon de fond d'encoche réduit
x	0	Taux de participation des flasques
u	50 %	Taux de pertes cuivre
v	17,7 %	Taux de pertes fer dans la culasse
w	32,3 %	Taux de pertes fer dans les dents
λ_b	5 W/m.K	Conductivité thermique équivalente d'encoche (cuivre + isolant)
λ_{st}	25 W/m.K	Conductivité du fer
λ_{is}	0.25 W/m.k	Conductivité thermique isolant

Tableau 13 : paramètres utilisés pour le calcul de la résistance thermique équivalent interne $R_{th\ int}$
Cas des « petites » machines avec échange par convection naturelle

La Figure 38 montre comment les effets d'échelle interviennent dans l'évolution des coefficients d'échange thermique en convection naturelle ($h_{cv} = 10 \text{ W/m}^2\text{K}$). D'une certaine façon (à certains effets près tels que celui posé par l'échauffement des têtes de bobines notamment), on peut considérer que le cas des machines rapides (de dimensions réduites) constitue un problème thermique spécifique où l'extraction se fera en surface principalement avec $h_{eq} \approx h_{cv}$ (contrairement aux machines de grandes dimensions où l'on recherchera plutôt une extraction en volume).

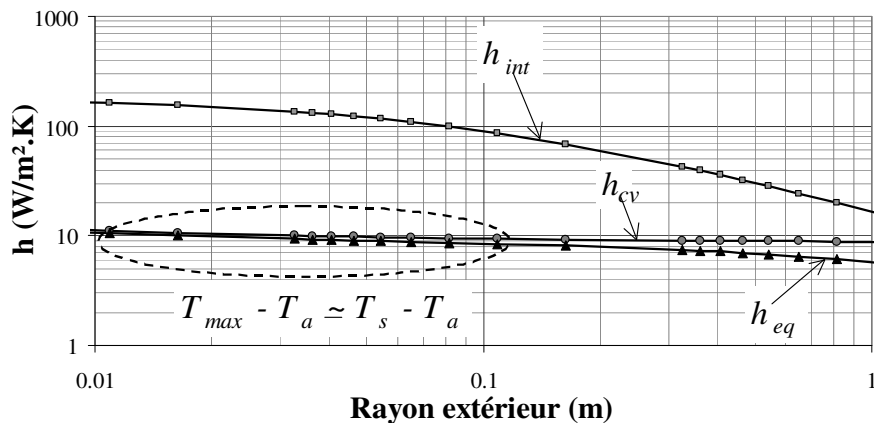


Figure 38 : Evolution des coefficients d'échange thermique en fonction de la géométrie (à température de surface = 120°C)

La Figure 38 montre l'évolution des différents coefficients d'échange thermique en fonction du rayon externe R . Le coefficient h_{cv} a été calculé pour une température de surface de 120°C et un air ambiant de 20°C. Dans le cas d'une convection naturelle, on peut donc avantageusement exprimer la contrainte thermique sous la forme simple :

$$\Delta\theta \sim \frac{1}{h_{cv} S_{th}} P_{pertes} \quad (31)$$

Pour une approche plus fine, h_{cv} peut être paramétré en fonction du rayon externe R .

Améliorations du modèle

La relation (26) montre que si le coefficient d'échange h_{cv} est du même ordre de grandeur que le coefficient h_{int} , alors il n'est plus possible d'approximer $h_{eq} = h_{cv}$. C'est le cas en convection forcée et/ou pour des rayons importants (supérieurs à quelques dizaines de centimètres). Dans ce cas, la prise en compte du coefficient h_{int} est nécessaire. Dans une formulation analytique, une approximation courante de la résistance thermique R_{ttw} consiste à considérer un flux de chaleur entre dent et encoche parfaitement orthoradial tout en continuant à considérer le flux de chaleur entre encoche et culasse parfaitement radial [7]. Cette formulation, toujours avec l'utilisation des données du Tableau 13, conduit à une erreur par rapport à un calcul thermique par éléments finis de 14% sur l'estimation de h_{int} pour un rayon externe de 1m (cette même erreur passe à 60% si on considère $R_{ttw} = 0$). En première approche, pour des machines de dimension réduite, comme c'est le cas notamment des machines rapides, on pourra se satisfaire de cette approximation.

Afin d'améliorer le modèle, nous avons mené, dans le cadre d'encadrements de deux Masters Recherche (Lina Deng en 2013 et Qing Chen en 2015), une petite étude permettant, à partir d'un seul calcul par éléments finis d'obtenir la bonne température quels que soient le rayon externe de la machine et le mode de convection. En guise de support à cette étude, nous partions du résultat de nos optimisations de machines fixant les rayons réduits ($r_w = 0,73$ pour le fond d'encoche et $r_s = 0,44$ pour le stator interne) ainsi que le taux de pertes pour chaque partie ($u = 50\%$, $v = 17,7\%$ et $w = 32,3\%$). Une analyse des résultats obtenus a montré que le rapport entre flux de chaleur transverse et flux de chaleur radial est constant quel que soit le rayon externe (voir Figure 39). Ce résultat, pressenti dans la mesure où nous considérons des machines homothétiques, nous a donc permis de calculer la valeur de la résistance thermique transverse R_{ttw} qui permet d'obtenir le bon coefficient h_{int} (Figure 40). Son expression, pour nos machines optimale, peut s'écrire :

$$R_{ttw} \sim \frac{10^{-3}}{R} \quad (32)$$

La modélisation thermique, avec calcul « précis » de la résistance thermique R_{ttw} , est une modélisation semi-analytique puisqu'il nous a fallu un calcul par éléments finis pour obtenir le bon modèle valable pour une géométrie donnée (ici la géométrie optimale déduite de nos travaux d'optimisation sur les machines rapides). S'il est raisonnable de se contenter du calcul approximatif, cette démarche reste intéressante dans la mesure où elle est tout à fait généralisable à l'ensemble des machines électriques et dans la mesure où cette approche n'exclue pas de parvenir, par une

étude paramétrique, à une formulation analytique avec pour paramètre le rapport hauteur sur largeur d'encoche. Notons enfin, que l'approximation valable pour les machines à fort couple et basse vitesse avec encoches profondes, consistant à négliger le flux de chaleur radial dans l'encoche ne l'est plus pour les machines rapides (voir Figure 39).

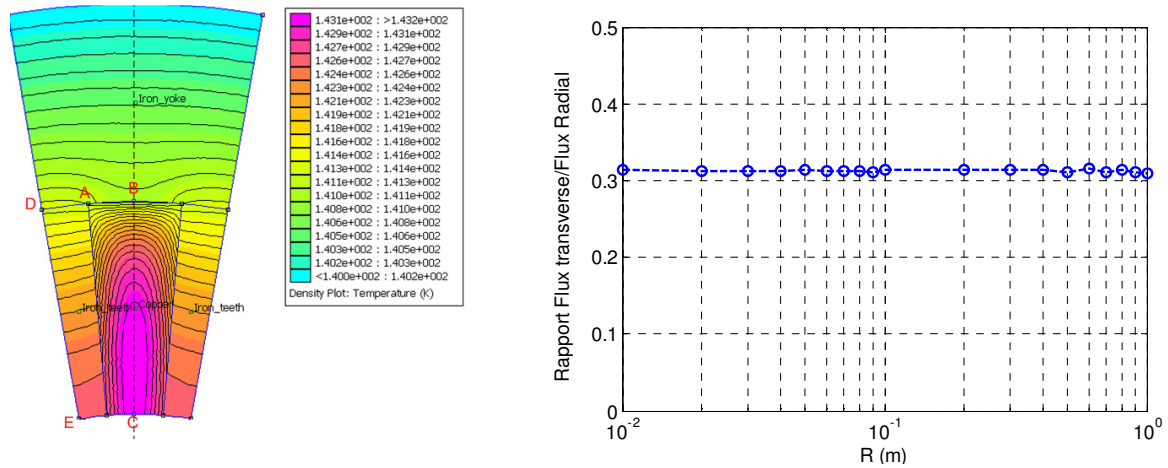


Figure 39 : Rapport entre flux de chaleur transverse et flux radial pour différents rayons externes obtenu par éléments finis

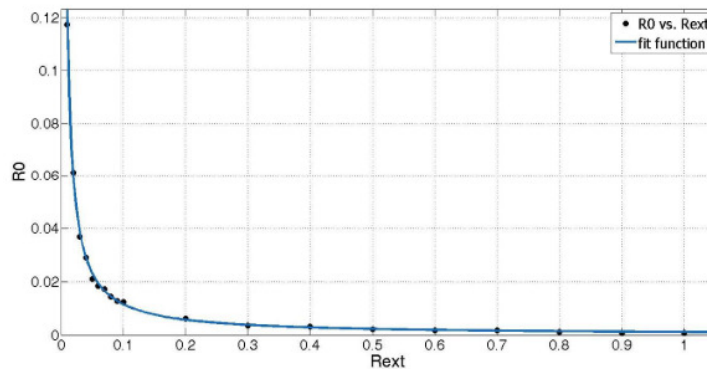


Figure 40 : Calcul de la résistance thermique transverse R_{ttw} et courbe de tendance

II.5 Optimisation et incertitudes

L'optimisation des machines est effectuée sur la base d'une modélisation, généralement analytique pour des raisons de temps de calcul. Pour les machines à aimants montés en surface, ce chapitre a tenté de présenter et quantifier les erreurs des modèles utilisés, par rapport aux éléments finis ou par rapport à l'expérimentation. Si chacune de ces erreurs peut être considérée comme acceptable, en revanche, le cumul de leur effet peut produire sur le résultat final un écart conséquent entre l'optimum calculé et les performances mesurées. Pour chaque optimisation, il serait donc intéressant de donner le résultat avec une incertitude de façon à pouvoir mener une analyse et une critique plus objectives avant la dernière phase de réalisation. Ce calcul d'incertitude

est compliqué dans le cas où l'optimum est issu d'une optimisation numérique. En revanche, une formulation analytique du problème d'optimisation constitue de ce point de vue un avantage. Pour une fonction f de n variables où chaque variable x_i ($i \in [1, \dots, n]$) est caractérisée par une incertitude $u(x_i)$, l'incertitude se calcule à partir de la relation :

$$u^2(f) = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 u^2(x_i) \quad (33)$$

Dans le cas où chaque variable x_i obéit à une loi normale avec une distribution où 99,7% des valeurs sont comprises entre $+\Delta x_i$ et $-\Delta x_i$, l'incertitude vaut 3 écart-types σ :

$$u(x_i) = 3\sigma = \frac{\Delta x_i}{3} \quad (34)$$

A la lumière des résultats présentés dans ce chapitre, nous pourrions appliquer ces relations aux résultats de nos optimisations. C'est le cas, par exemple, de la maximisation de la puissance volumique des machines rapides à aimants permanents où nous avons montré qu'une formulation analytique de l'optimum est possible. L'équation (43), qui sera présentée de façon détaillée au paragraphe III.3.1, donne l'expression de la puissance électromagnétique maximale écrite en fonction des paramètres d'optimisation et des paramètres constants mais incertains tels que le coefficient d'échange thermique, le coefficient de pertes magnétiques additionnel et la conductivité électrique, pour ne présenter que les plus significatifs. A partir de cette équation et en considérant les trois incertitudes $u(h)$ sur le coefficient d'échange thermique, $u(\sigma_c)$ sur la conductivité électrique et $u(k_{ad})$ sur le coefficient de pertes fer additionnelles, l'incertitude composée sur le calcul de la puissance électromagnétique optimale peut s'écrire :

$$u^2(P_{em\ max}) = P_{em\ max}^2 \left(\frac{u(h)}{h} \right)^2 + \frac{P_{em\ max}^2}{4} \left(\frac{u(\sigma_c)}{\sigma_c} \right)^2 + \frac{P_{em\ max}^2}{4} \left(\frac{u(k_{ad})}{k_{ad}} \right)^2 \quad (35)$$

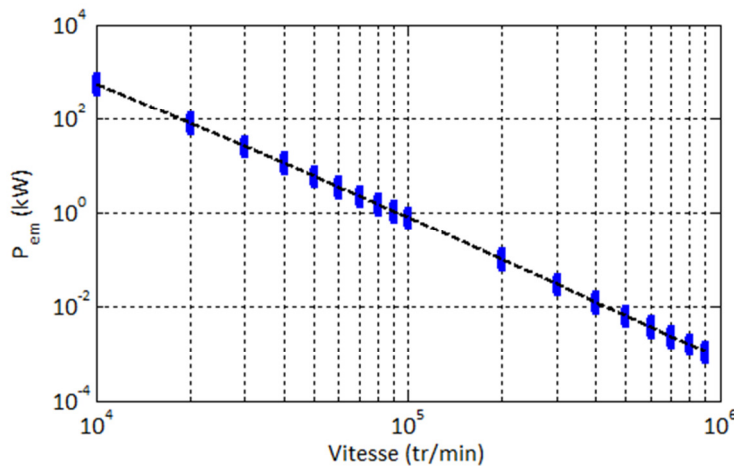


Figure 41 : Puissance électromagnétique optimale des machines rapides avec prise en compte des incertitudes (à vitesse périphérique de 250m/s)

La Figure 41 montre comment, pour une vitesse périphérique de 250 m/s, la puissance électromagnétique optimale évolue (en pointillé noirs) avec pour chaque vitesse calculée l'incertitude (barres verticales bleues). Ici, le cas d'une variation de plus ou moins 20% autour de la grandeur de référence a été considéré pour les trois coefficients h , σ_c et k_{ad} . Pour cette configuration particulière, l'incertitude est de 8,2% quelle que soit la vitesse.

II.6 Conclusion

Au cours de nos travaux, nous avons été très souvent amenés à utiliser des outils de modélisation et d'optimisations numériques. Il s'agissait alors : soit d'obtenir une solution rapidement à un problème classique et connu, soit d'affiner nos dimensionnement après une démarche d'optimisation basée sur des modèles analytiques, soit de valider des modèles analytiques simples pour l'optimisation. Dans tous les cas, si le calcul par éléments finis est pris pour référence (on parle toujours d'erreur par rapport aux éléments finis), il ne faut pas oublier que ce calcul peut être lui-même imprécis. C'est le cas notamment lorsqu'on calcule des pertes fer. Enfin, lorsqu'il s'agit de comprendre le sens d'un optimum fourni par un algorithme d'optimisation, le meilleur appui reste encore la modélisation analytique.

Si jusqu'à ce jour nous nous sommes concentrés davantage sur la modélisation au premier harmonique, il conviendra à l'avenir d'adapter notre modélisation électromagnétique au problème des harmoniques, ceux liés à la construction (géométrie des aimants et du bobinage) et ceux liés au mode d'alimentation (MLI ou pleine onde).

Chapitre III : Machines électriques à fréquence de conversion optimale

La maximisation de la puissance volumique des machines rapides ou la maximisation du couple massique des machines lentes constituent des critères d'optimisation récurrents dans bon nombre d'applications. Ils sont une image des performances intrinsèques limites d'une machine et la fréquence électrique de conversion constitue un paramètre clef du dimensionnement. Dans le cas des machines tournantes, agir sur la fréquence, c'est agir sur la pulsation de rotation Ω ou/et sur le nombre de paires de pôles p . Dès lors, deux catégories apparaissent, les machines dites rapides pour lesquelles l'action sur Ω permet de maximiser la puissance volumique et les machines dites lentes où la maximisation du couple massique s'obtient par action sur le nombre de paires de pôles p .

Nous présenterons dans ce chapitre les travaux relatifs aux applications nécessitant, de par leurs contraintes, un haut niveau de puissance volumique ou de couple massiques. Parmi les applications visées, on peut citer :

- Les actionneurs « lents » à attaque directe pour applications basse vitesse (systèmes embarqués pour le transport, productions hydrolienne et éolienne,...),
- Les actionneurs « rapides » avec ou sans réducteur mécanique de vitesse (génération de bord, machines-outils, compresseurs,...).



a. Roue motrice du train d'atterrissage fabriqué par Messier-Bugatti-Dowty



b. Centrifugeuse

Figure 42 : Exemples d'applications : (a) machine lente à fort couple massique – (b) machines haute vitesse à forte puissance volumique

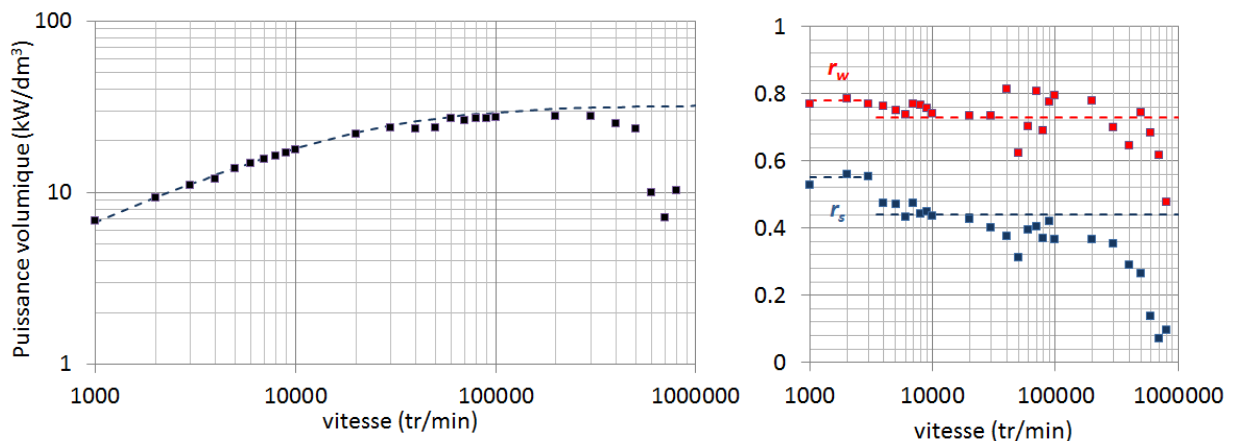
III.1 Vers une démarche généralisée d'optimisation

La démarche de conception que nous avons établie au fil de nos travaux vise à formuler analytiquement l'optimisation des machines synchrones à aimants, quel que soit le cahier des charges. L'objectif était ambitieux mais réaliste dans le sens où nos modèles sont analytiques et

relativement simples dans une formulation 1D. Initialement, notre objectif était d’obtenir des règles de dimensionnement permettant de choisir objectivement, entre autres, les bons matériaux magnétiques et la bonne fréquence de conversion. On présentera ici les travaux relatifs aux deux objectifs suivants :

- la maximisation de la puissance volumique
- la maximisation du couple massique

De façon classique, après modélisation du système, l’optimisation est obtenue par l’utilisation d’algorithmes d’optimisation tels que les algorithmes génétiques et PSO (optimisation par essaimage particulaire) [23],[56]. La maximisation de la puissance volumique des machines rapides, par exemple, constitue un problème à 9 variables et 11 contraintes sur la base de notre modélisation présentée au chapitre II. Cette méthode, appliquée à la maximisation de la puissance volumique des machines rapides, permet d’obtenir, les résultats sous la forme des courbes montrées Figure 43. Ces résultats ont été obtenus pour des conditions d’utilisation fixées telles que l’échauffement maximum ($\Delta T_{max} = 120 \text{ °C}$), une vitesse périphérique maximale ($V_{pmax} = 150 \text{ m/s}$), un échange thermique par convection forcée ($h = 100 \text{ W/m}^2\text{K}$), etc. Si ce résultat nous permet de dégager des tendances sur les performances limites des machines rapides, la géométrie et la fréquence optimale de conversion, elle ne nous permet pas en revanche d’établir des règles de dimensionnement dans le sens où le changement des conditions d’étude ($\Delta T_{max}, V_{pmax}, \dots$) nécessite une relance de l’algorithme d’optimisation. On notera enfin, qu’ici nous avons à faire à des optimums relativement « plats ». Il existe, en effet, de nombreuses solutions proches de l’optimum obtenues bien que les géométries correspondantes soient très différentes l’une de l’autre. La dispersion obtenue sur les paramètres géométriques r_s et r_w (respectivement les rayons réduits d’alésage et de fond d’encoche) en témoigne Figure 43 (b).



(a) Puissances volumiques optimales avec la vitesse de rotation

(b) rayons normalisés de fond d’encoche (r_w) et d’alésage (r_s)

Figure 43 : Résultat d’optimisation par algorithme génétique NSGA II (400 individus sur 400 générations) – Maximisation de la puissance volumique (* solution NSGA II - - Solution analytique)

La résolution directe du système complet (ici 9 équations et 9 inconnues) n’est pas envisageable car trop complexe. Pour parvenir à notre objectif, nous avons dû trouver une solution dont le principe a été posé pendant mes travaux de thèses. J’avais alors montré qu’il était possible

d'exprimer analytiquement les grandeurs de commande d'une machine construite qui maximisent la puissance électromagnétique à pertes données, donc à échauffement donné. Ces variables étant exprimées en fonction des grandeurs géométriques, restait donc à poursuivre le travail en optimisant ces dernières. La démarche est donc la suivante :

1. optimiser les termes sources pour une géométrie donnée,
2. en déduire l'expression du volume (ou de la masse) en fonction des variables géométriques uniquement,
3. optimiser la géométrie.

Pour rappel, je ne traiterai ici, que le cas des **machines synchrones avec entrefer constant**. Notre modélisation et nos optimisations se sont appuyées sur la géométrie de la Figure 44.

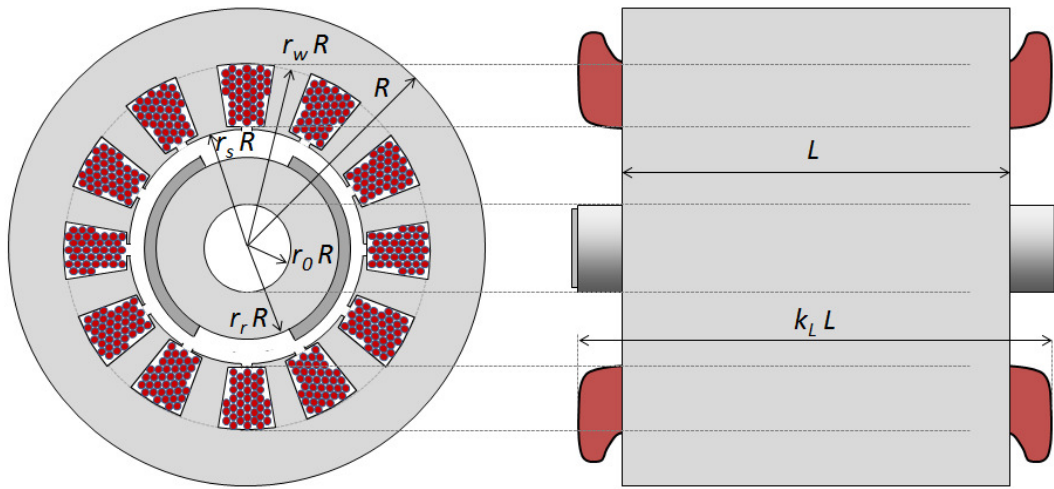


Figure 44 : Géométrie et variables associées

III.1.1 Formulation générale du problème

Pour la première étape, les trois variables d'optimisation sont les termes sources, c'est-à-dire les forces magnétomotrices stator et rotor (\mathcal{F}_s et \mathcal{F}_f) ainsi que l'angle d'autopilotage (ψ , déphasage entre f.e.m. et courant). Pour une machine à aimants, on prendra directement l'induction des aimants créée dans l'entrefer B_{fm} ($B_{fm} = \mathcal{P} \mathcal{F}_f$). Le couple électromagnétique, les pertes et la contrainte thermique, exprimés en fonction de ces trois variables d'optimisation s'expriment respectivement sous les formes :

$$C_{em} = \alpha \mathcal{F}_s (\mathcal{P} \mathcal{F}_f) \cos \psi \quad (36)$$

$$P_c = \beta_s \mathcal{F}_s^2 + \beta_f \mathcal{F}_f^2 \quad (37)$$

$$P_{mg} = \gamma_0 \gamma (\mathcal{P}^2 \mathcal{F}_s^2 + \mathcal{P}^2 \mathcal{F}_f^2 \pm 2 \mathcal{P}^2 \mathcal{F}_s \mathcal{F}_f \sin \psi) \quad (38)$$

$$\Delta T = \frac{P_c + P_{mg}}{h S_{th}} \quad (39)$$

Les grandeurs α , β_s , β_f et γ sont des fonctions de la géométrie, c'est-à-dire des volumes et des sections du circuit magnétique, γ_0 la fonction des propriétés magnétiques du fer statorique (c'est-à-dire la densité volumique des pertes fer à 1T, cf. eq.(16)) et \mathcal{P} , la perméance surfacique d'entrefer, une grandeur constante pour les machines à entrefer constant.

A ce stade, maximiser le produit $\mathcal{F}_s \mathcal{F}_f$ à pertes constantes ou minimiser les pertes à couple électromagnétique donné est équivalent. On montre que cet optimum est obtenu lorsque l'ensemble des termes proportionnels à \mathcal{F}_s^2 est égal à l'ensemble des termes proportionnels à \mathcal{F}_f^2 . Dans une machine à aimants, cela correspondra à l'égalité entre pertes cuivre et pertes fer lorsque $\psi=0$. In fine, après obtention des termes sources optimaux dont on donnera l'expression plus loin (voir eq.(44) et (45)), l'expression de la puissance électromagnétique, à échauffement maximum donné s'écrit :

$$P_{em} = \frac{1}{2} h S_{th} \Delta T \frac{\alpha}{\sqrt{(\beta_s + \gamma_0 \gamma \mathcal{P}^2)(\beta_f + \gamma_0 \gamma \mathcal{P}^2) - (\gamma_0 \gamma \mathcal{P}^2)^2}} \quad (40)$$

Appliquée au cas particulier des machines synchrones à aimants permanents ($\beta_f = 0$), la relation ci-dessus (eq.(40)) permet d'obtenir le volume en fonction des variables géométriques et des propriétés des matériaux [19] :

$$Vol = \frac{\sqrt{2} C_{em} \Omega}{h \Delta T} \frac{\frac{L}{xR}}{1 + \frac{L}{xR}} \sqrt{\frac{k_L}{\sigma_c k_f k_w^2}} \sqrt{k_{ad} \left(k_{ec} + \frac{k_h}{p\Omega} \right)} \sqrt{\frac{1 + r_w}{(1 - r_w)(r_w^2 - r_s^2)} + \frac{k_\sigma^2 p^2}{k_t r_s^2}} \quad (41)$$

La formulation ci-dessus exprime le volume de la machine à produit des forces magnétomotrices maximum, autrement dit, à produit $H_t B_n$ maximum donné. Elle permet d'obtenir la puissance volumique ou le couple massique que l'on peut à son tour maximiser par l'étude de chacune des fonctions de l'équation (41). On retrouve alors, lorsqu'on impose la vitesse périphérique à sa valeur maximale pour une étude des machines rapides, le résultat tracé en pointillés de la Figure 43 qu'on peut comparer avec celui obtenu par l'utilisation de l'algorithme d'optimisation. Notons que ce résultat obtenu analytiquement ne prend en compte que la seule contrainte thermique. Il exprime en quelque sorte la limite intrinsèque des performances de la machine à technologie et conditions d'échange thermique données.

Pour les machines rapides, pour lesquelles on recherche la maximisation de la puissance volumique, nous montrerons que la puissance maximale, à vitesse donnée est limitée par la vitesse périphérique maximale, c'est-à-dire par la contrainte mécanique. Pour les machines à fort couple et basse vitesse, le couple maximal est limité par la contrainte de saturation combinée à la section minimale des culasses.

III.1.2 Maximisation du couple massique – Etude des machines lentes

Afin d'illustrer la validité de la formulation (41), nous avons représenté, sur une même courbe (Figure 46), la limite en couple massique théorique obtenu avec les données de machines existantes (Figure 45). Nous avons retenu la gamme Megaflux (MF) de chez Allied Motion

Technologies (ex Maccon). Ces machines dont les caractéristiques principales sont assez bien spécifiées (conditions d'échange par convection naturelle, couple à la vitesse de base, dimensions,...) sont dimensionnées sur un critère de densité de couple. La masse est ici, simplement déduite du volume de l'expression (41), par l'utilisation d'une masse volumique unique (8000 kg/m^3) avec rotor creux ($r_0 \neq 0$) dont la section de la culasse est prise égale à la section de la culasse rotorique.

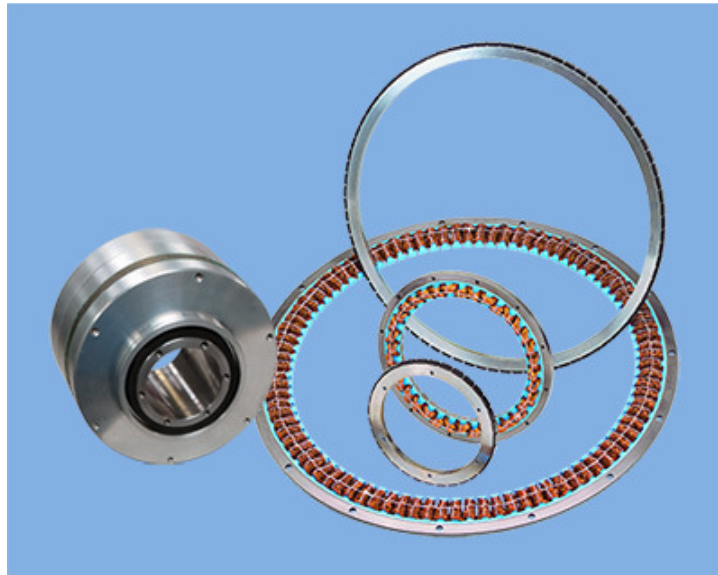


Figure 45 : Machines fort couple/basse vitesse de la gamme Megaflex, Allied Motion Technologies [4]

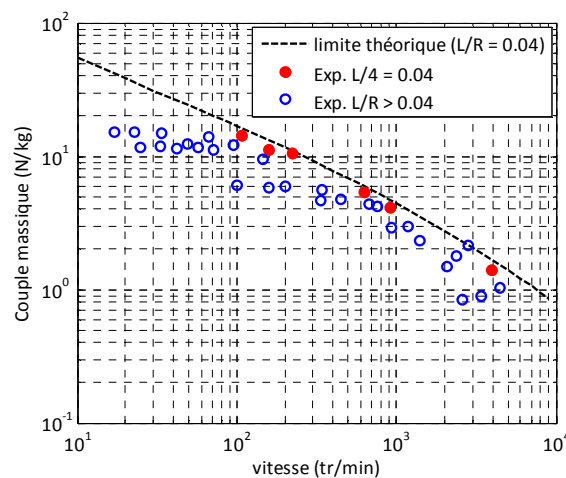


Figure 46 : Performances optimales avec maximisation de la puissance massique

La Figure 46 pointe l'ensemble des machines de la gamme Megaflex qui couvrent une large plage de vitesses. Toutes ces machines sont spécifiées pour des conditions thermiques identiques mais avec différents rapports L/R . En accord avec la relation (41), les machines présentant les meilleurs couples massiques sont les machines de la gamme dont les rapports L/R sont les plus petits. La limite théorique tracée en pointillés et obtenue avec un rapport $L/R = 0,04$ est à comparer directement avec les machines de rapports équivalents (données avec marqueurs pleins).

Si pour toute machine électrique, il existe une fréquence optimale de conversion, cette fréquence, obtenue théoriquement lorsque les pertes fer sont égales aux pertes cuivre, n'est pas nécessairement accessible. Il est possible en effet, et c'est le cas des machines lentes, que cette

condition ne soit pas réalisable. Dans le cas extrême d'une machine dimensionnée sur son couple de maintien à vitesse nulle ou proche de zéro, les pertes fer deviennent nulles et la fréquence théorique de conversion optimale tend vers l'infini. Il est donc logique que l'ensemble des points s'écartent de la limite théorique lorsque la vitesse décroît.

III.1.3 Maximisation de la puissance volumique - Etude des machines rapides

Comme pour les applications plutôt fort couple basse vitesse où l'on maximise la puissance massique, nous avons confronté notre formulation issue de notre méthodologie aux machines rapides existantes pour lesquelles la puissance volumique est maximisée par la recherche de vitesses périphériques élevées. La Figure 47 représente l'évolution d'une famille de machines ayant des caractéristiques proches de manière à pouvoir les comparer avec notre modèle (tracé en pointillés). Les machines sont des machines à aimants avec des tôles fer-silicium, des vitesses périphériques proches (autours de 250 m/s) et des conditions d'échange thermique identiques (convection forcée). Le tracé en pointillés noirs représente la limite théorique « optimale » obtenue à partir de la relation (40) et pour une vitesse périphérique de 250/m/s et un coefficient d'échange thermique $h = 100 \text{ W/m}^2\text{K}$.

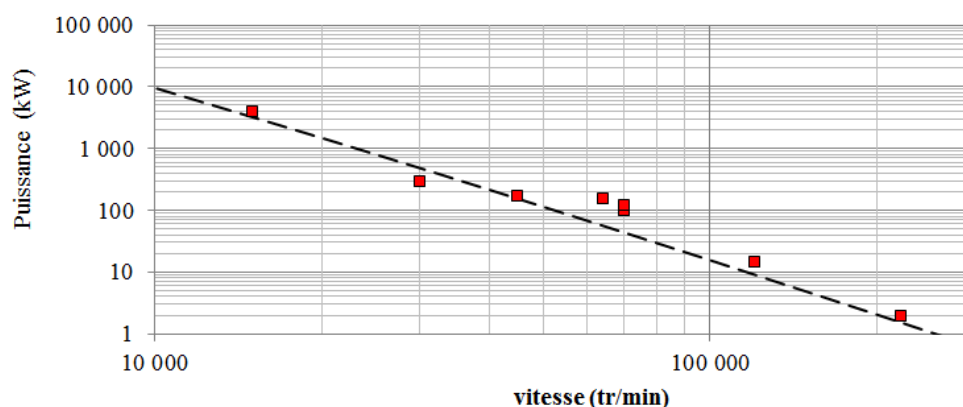


Figure 47 : comparaison entre performances théoriques et pratiques (cas du régime continu : $\tau_{\Omega}=0$ à $V_p = V_{p\max} = 250 \text{ m/s}$)

Puissance (kW)	Vitesse (tr/min)	V_p (m/s)	Ref.
4 000	15 000	240	Siemens [122]
3 00	30 000	191	SKF (ex S2M) [124]
175	45 000	217	SKF (ex S2M) [124]
155	64 000	240	SKF (ex S2M) [124]
120	70 000	242	SKF (ex S2M) [124]
15	120 000	214	[46]
2	220 000	288	[97]

Tableau 14 : Données de machines rapides existantes

Comme pour le cas précédent, où l'on recherchait la maximisation du couple massique, l'expression (41) n'intègre pas les contraintes de saturation et mécanique. Dans le cas particulier des

machines rapides, à vitesse donnée, la limite en puissance est imposée par les contraintes mécaniques, à savoir la vitesse périphérique V_{pmax} et la première vitesse critique imposant une valeur maximale au rapport longueur sur rayon rotorique (τ_L). Naturellement basse, l'induction optimale ne constitue plus une contrainte (sauf saturations locales). De ce fait, contrairement aux machines à très basses vitesses, l'égalité entre pertes cuivre et pertes fer est réalisable et la fréquence théorique optimale de conversion peut être obtenue. On reviendra plus en détail sur l'étude des machines rapides et sur l'aide apportée par la théorie ici présentée pour le dimensionnement de ces machines qu'il s'agisse d'un dimensionnement sur un point de fonctionnement ou qu'il s'agisse d'un dimensionnement sur cycle.

III.2 Augmentation des performances des machines fort couple basse vitesse

Nous avons vu précédemment qu'il existe une limite théorique aux performances des machines fort couple basse vitesse et que cette limite n'était pas atteinte pour les très basses vitesses en raison de l'impossibilité d'obtenir l'égalité entre pertes cuivre et pertes fer (sauf à avoir des diamètres de machines tendant vers l'infini). L'induction étant limitée par la saturation, l'augmentation des pertes fer pour s'approcher de l'optimum est obtenue par accroissement du nombre de paires de pôles jusqu'à ce que la culasse statorique atteigne sa section minimale. Plus les vitesses sont basses et plus la puissance massique réalisable s'éloignera donc de la puissance massique optimale théorique.

Lorsque l'application nécessite une vitesse de rotation « très basse » avec une attaque directe (éolien, propulsion navale...), le couple massique est maximisé en augmentant autant que possible le nombre de paires de pôles avec des sections de culasses les plus fines possibles. Pour les machines à bobinage classique avec un nombre d'encoches/pôle/phase entier, on est donc confronté à cette limite qu'on ne peut repousser qu'avec des matériaux à haut niveau de saturation.

Parmi les nombreuses solutions permettant d'accroître les performances au-delà de cette solution classique, la solution d'un bobinage dit « fractionnaire » semble être un bon compromis entre performances et complexité de réalisation. Cette solution permet, pour une fréquence d'alimentation donnée d'accroître la fréquence de conversion en travaillant sur un harmonique du spectre de la force magnétomotrice. Cela implique la réalisation d'un bobinage maximisant un harmonique, généralement le 5 ou le 7, et minimisant dans le même temps les autres harmoniques dont l'harmonique 1. La fréquence de conversion est alors un multiple de la fréquence d'alimentation et le nombre d'encoches/pôle/phase devient alors non entier, d'où le nom de bobinage fractionnaire (on parle aussi de machines à couplage harmonique). Cette technique permet en outre, de réduire le volume de cuivre des têtes de bobine puisqu'elle conduit à des bobines sur dent (Figure 48).

Il existe, dans la littérature, de nombreux travaux sur ce principe de conversion donnant lieu à différentes solutions. Notons que, bien que le principe ait été breveté dès la fin du 19^{ème} siècle [86], ce n'est réellement que vers le début des années 2000 que cette technologie a pris son envol pour des applications de fortes et moyennes puissances. Notre laboratoire, sous l'impulsion d'El Hadi Zaïm, a très tôt travaillé sur ces machines pour acquérir aujourd'hui une précieuse expérience.

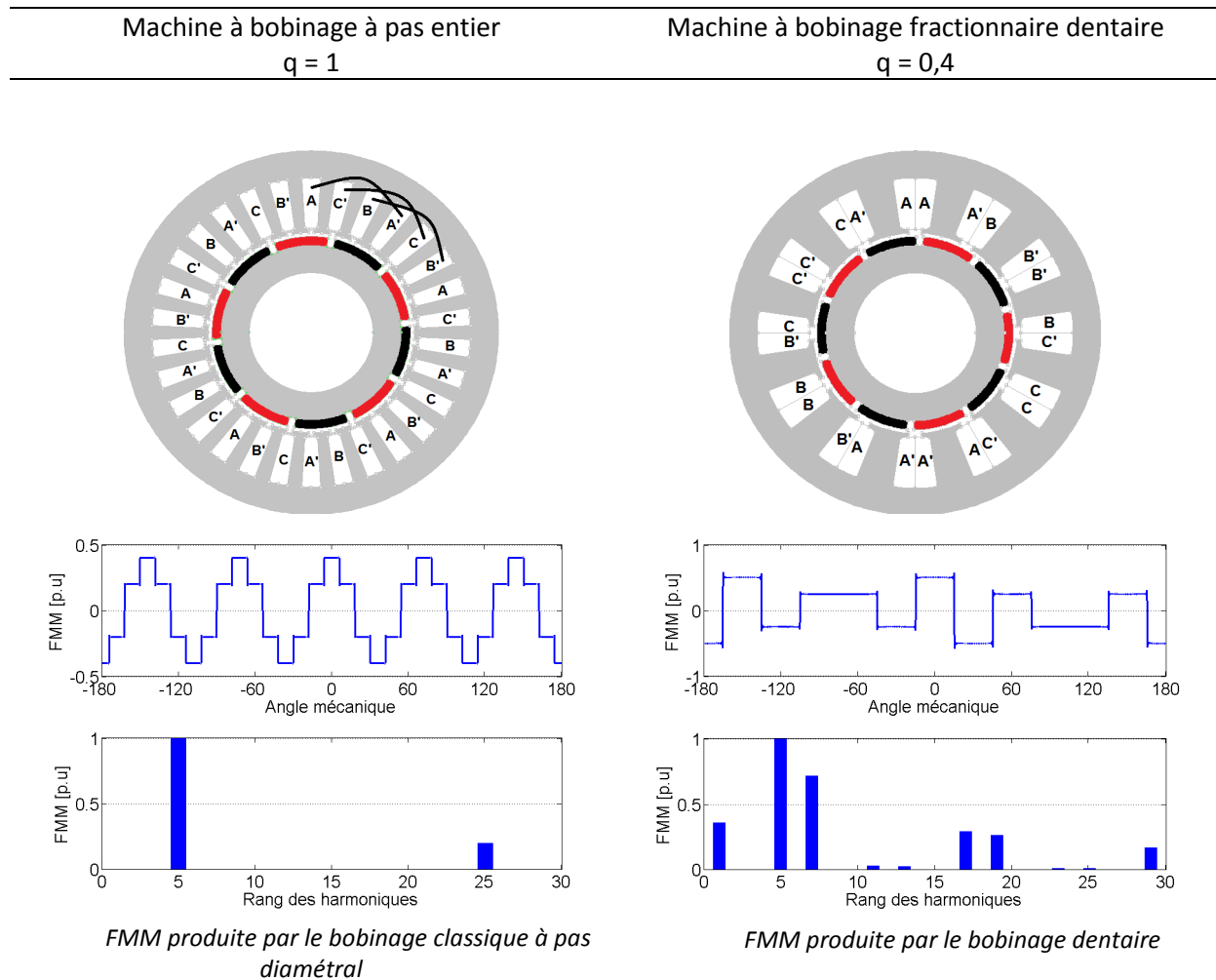


Figure 48 : Comparaison entre bobinage classique à pas entier et bobinage fractionnaire et conversion sur l'harmonique 5

III.2.1 Démarche de conception

Dans le cadre de nos travaux, nous avons souhaité proposer une démarche de dimensionnement générale avec l'objectif de retrouver l'ensemble des bobinages déjà connus en une seule formulation mais aussi de trouver éventuellement de nouvelles solutions. Les premiers jalons de ce travail ont été posés lors du stage de master d'Edouard Bommé en 2006. Reprise et améliorée par Nassim Bekka pendant sa thèse, la méthode a permis de retrouver le bobinage déjà existant et traité dans la littérature que nous avons appelé bobinage initial de référence (illustré Figure 48), mais aussi d'en trouver de nouveaux. A l'issue de ce travail, un bobinage a été retenu que nous avons appelé bobinage optimisant la force magnétomotrice (FMM) par une technique passive.

Parallèlement à ce premier pas vers une généralisation de l'étude des machines à bobinage fractionnaire, l'utilisation d'un bobinage étoile triangle a été menée. Ce principe de compensation des harmoniques est emprunté d'une technique ancienne, l'alimentation des redresseurs dodécaphasés par un transformateur à deux bobinages secondaires couplés, en étoile pour l'un et en triangle pour l'autre. Cette technique, parce qu'elle offre un degré de liberté supplémentaire pour l'optimisation des performances a également été retenue et appelée technique active.

III.2.2 Bobinage fractionnaire avec optimisation par méthode « passive »

Par méthode passive, nous entendons ici, un bobinage obtenu par la simple optimisation de la répartition des encoches et des ampères tours de manière à maximiser l'harmonique de travail via son coefficient de bobinage tout en minimisant l'ensemble des autres harmoniques via le calcul du taux de distorsion harmonique (THD). Ce principe ayant été présenté au chapitre II, on présentera ici le résultat obtenu. Rappelons simplement que le nombre de bobines en série par pôle a été limité à quatre (au-delà, la technique ne présente plus d'intérêt) avec pour chacune la possibilité d'optimiser le nombre de spires, l'ouverture et le décalage. Pour garder une réalisation simple, le nombre de couches a été limité à deux. Le résultat présenté Figure 49 montre les solutions optimales obtenues sur un front de Pareto dans le plan THD, coefficient de bobinage. On y retrouve le bobinage que nous avons pris pour référence (point B, machines à 12 dents/10 pôles) issu de la littérature [141]. Les machines correspondantes aux points A, B, C et D sont représentées ainsi que le spectre de leur force magnétomotrice Figure 50.

A l'issue de ce travail donc, basé sur des critères purement harmoniques, il nous a fallu faire le choix d'un bobinage. Nassim Bekka a retenu le bobinage A. Bien qu'ayant le plus mauvais THD, ce bobinage présente un coefficient de bobinage unitaire, donc potentiellement meilleur en terme de couple massique. On sait d'autre part qu'un mauvais THD est synonyme de pertes magnétiques supplémentaires, or on sait aussi (voir chapitre II) que ces pertes magnétiques représentent une part limitée des pertes dans une machine lente. Dans le cas de la machine que Nassim Bekka a dimensionnée pendant sa thèse, elles représentaient environ quinze pourcents des pertes cuivre seulement. Nous avons donc pensé légitimement que le gain obtenu sur le couple électromagnétique l'emporterait sur la perte de rendement. On notera que la solution retenue présente une distribution irrégulière des encoches.

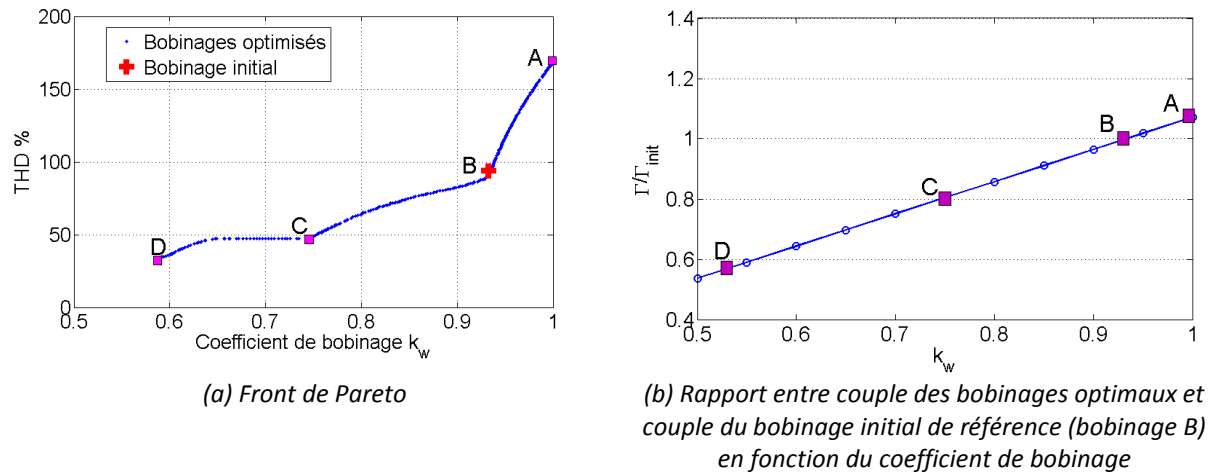


Figure 49 : Recherche de bobinages par optimisation multi-critères

	A	B	C	D
k_w	100%	93%	75%	58%
THD	≈ 170%	≈ 92%	≈ 58%	≈ 34%

Tableau 15 : Performances des bobinages A, B, C et D du front de Pareto

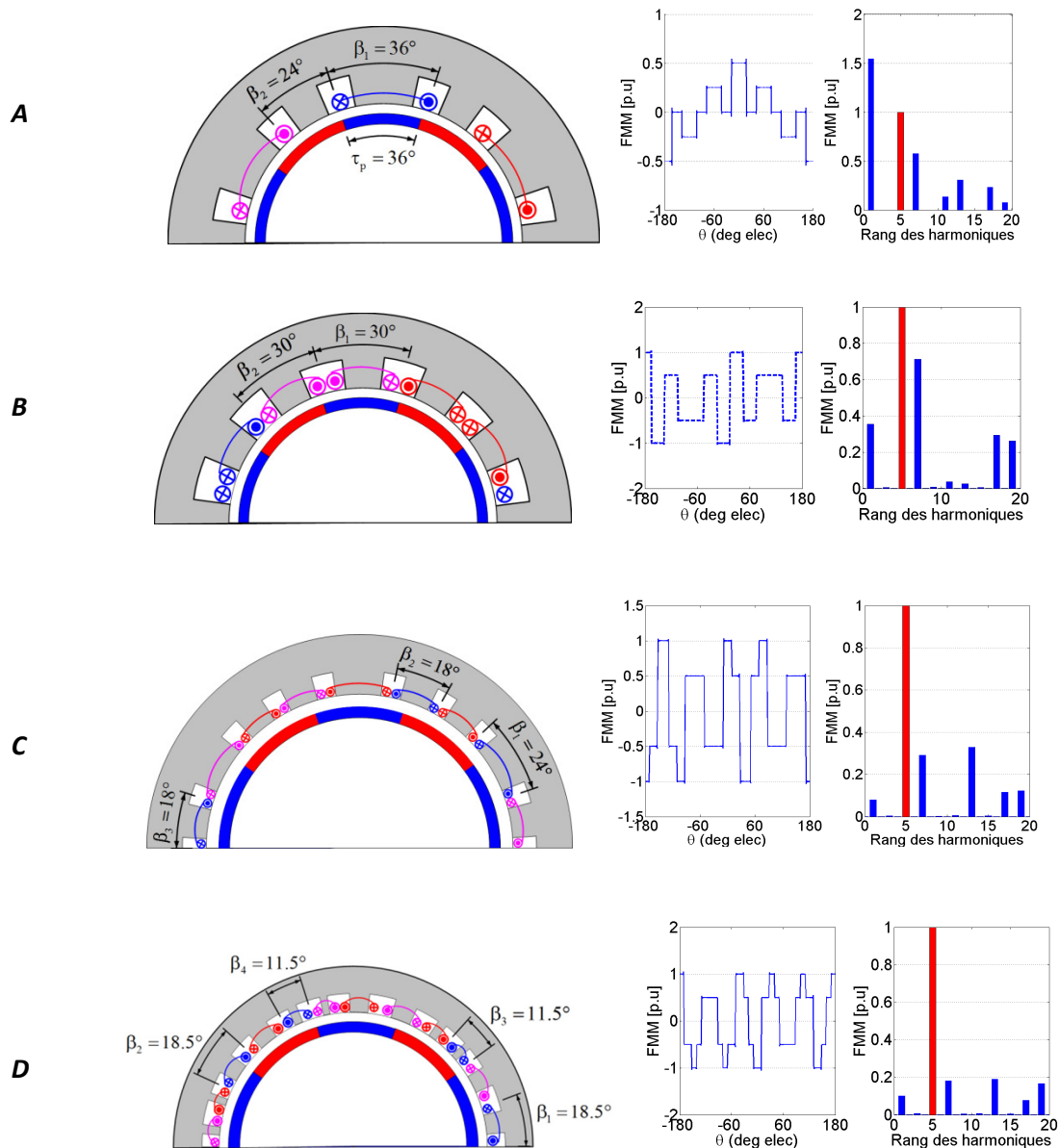


Figure 50 : Bobinages obtenus par optimisation – Solutions correspondantes au front de Pareto

III.2.3 Bobinage fractionnaire avec optimisation par méthode « active »

Dans la technique précédente, les conducteurs constituant le bobinage étaient tous parcourus par le même courant. Pour améliorer le résultat obtenu, il est donc envisageable d'ajouter des paramètres d'optimisation supplémentaires en considérant pour chaque bobinage d'une phase des ampères-tours avec des phases différentes. Cela implique une alimentation par plusieurs sources et/ou l'utilisation de couplages particuliers. La solution à deux alimentations a été envisagée sur la base de travaux déjà publiés [39], [75], appliqués sur d'autres machines. Elle utilise, par phase, deux enroulements décalés spatialement d'un angle δ et alimentés par des courants déphasés d'un angle

Φ (Figure 51). Le choix de l'élimination complète du sous-harmonique de rang 1, potentiellement le plus nuisible, a été fait. Cela conduit dans ce cas aux valeurs optimales suivantes : $\delta_{opt} = 210^\circ$ et $\Phi_{opt} = -30^\circ$.

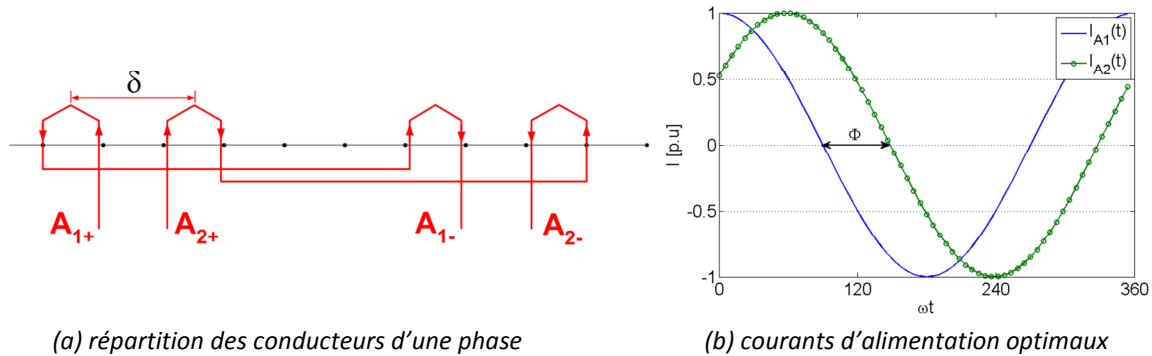


Figure 51 : bobinage optimisé par "méthode active"

Par rapport à la solution A de la Figure 50 retenue, si l'augmentation de l'harmonique de travail est un peu plus faible (3,5% au lieu de 7% par rapport au bobinage de référence), le gain essentiel réside dans l'annulation complète du sous-harmonique de rang 1. En outre, la valeur particulière de Φ_{opt} , offre la possibilité d'alimenter les deux jeux d'enroulements par simple couplage étoile-triangle (Figure 52) plutôt que par deux alimentations séparées, ce qui constitue un avantage en termes de coût et de rendement global.

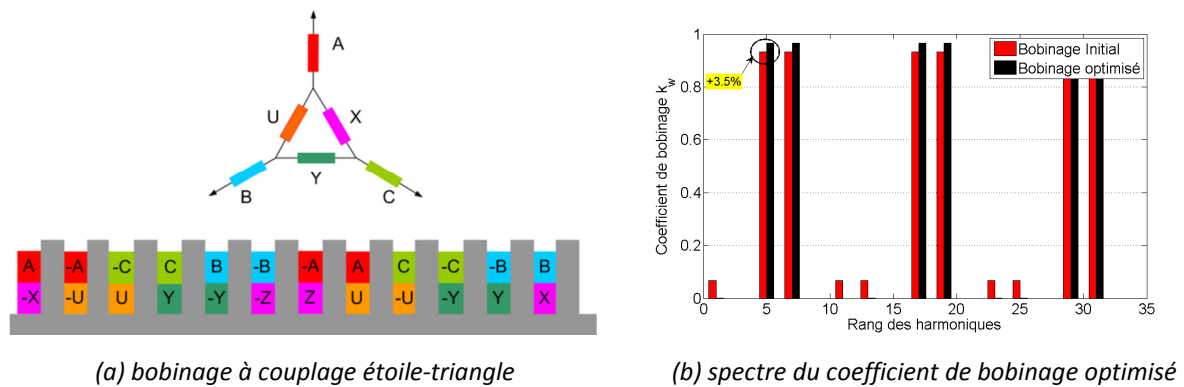


Figure 52 : bobinage fractionnaire avec optimisation par méthode active

Nous n'avons pas envisagé d'autres configurations basées sur ce principe. Il s'agissait avant tout, compte tenu de son existence, d'ajouter cette solution afin de positionner notre étude dans un cadre le plus général possible.

III.2.4 Etude et comparaison de performances des solutions trouvées

Après avoir retenu, les deux bobinages a priori les plus prometteurs, le travail de dimensionnement proprement dit a pu être mené. La démarche classique, combinant, algorithme

d'optimisation, modélisation analytique dans un premier temps et calcul par éléments finis dans un second temps a été menée.

Compte tenu du contenu harmonique particulier des machines étudiées, le choix du modèle analytique 2D a été fait. Sur la base de cette modélisation, le calcul des pertes fer est obtenu, pour les deux composantes du champ dans les parties fer, par l'utilisation du modèle à pertes séparées présentée au chapitre II de ce document.

Les éléments finis ont ici été utilisés pour, valider les modèles analytiques d'une part, et parvenir au dimensionnement final d'autre part. Il s'est agi, en effet, à partir du pré-dimensionnement fourni par l'algorithme d'optimisation couplé au modèle analytique, d'affiner la valeur de certains paramètres, tels que l'ouverture d'encoche par rapport au pas dentaire pour minimiser les ondulations de couple par exemple.

	0.4 encoche/pôle/phase			1 encoche/pôle/phase
	Machine A (tech. Passive)	Machine à bobinage étoile-triangle (tech. Active)	Machine de référence (Machine B)	Machine classique avec bobinage à pas diamétral
Couple massique (Nm/kg)	16,5	15,3	14,6	11,5
Taux d'ondulation de couple (%)	3,28	4	4,85	20
THD de la F.E.M. (%)	6,3	2,5	4	33,5
Rendement (%)	87,4	88	88	85,7

Tableau 16 : Récapitulatif des performances calculées des 2 machines proposées avec la machine de référence (bobinage initial) et la machine classique à 1 encoche/pôle/phase

Au terme de ce travail, la machine utilisant le principe des deux bobinages étoile-triangle présente globalement les meilleures performances. A l'issue de ces travaux, il est intéressant de noter trois choses : premièrement, les tendances dégagées à l'issue de l'analyse harmonique sont confirmées après calculs du couple et des pertes ; deuxièmement, bien que les inductions soient de niveaux élevés et de contenu harmonique riche, la modélisation analytique s'est avérée suffisamment fiable et troisièmement, le gain par rapport aux machines classiques à bobinage distribué avec pas diamétral semble confirmé (voir Tableau 16) tant du point de vue des performances globales (couple massique) que locales (ondulation de couple).

III.3 Machines rapides synchrones à aimants permanents

Comme cela a été dit précédemment, l'égalité des pertes cuivre et des pertes fer qui permet l'optimisation de la fréquence de conversion est possible pour les machines rapides contrairement aux machines à basse vitesse pour lesquelles la vérification de cette condition n'est pas toujours possible. Je vais commencer, dans cette partie, par présenter nos travaux basés sur l'utilisation du résultat (40). Celui-ci, valable pour un dimensionnement sur un point de fonctionnement est directement issu des travaux de thèse de R. Missoum bien qu'alors la résolution du problème d'optimisation sous forme analytique négligeait la réaction magnétique de l'induit. Nous allons donc voir ce qu'implique la prise en compte ou non de cette réaction d'induit sur le résultat final puis je

montrai enfin comment cette démarche nous a permis, au gré de nos travaux successifs d'envisager l'optimisation sur cycle.

Rappelons, qu'avec les machines rapides, nous recherchons la maximisation de la puissance volumique. Ces machines sont en effet dimensionnées en puissance avec, par l'effet de l'augmentation des vitesses, des diamètres externes réduits. On considère donc systématiquement des rotors pleins (donc $r_o = 0$). Notons également que l'obtention d'inductions d'entrefer naturellement faibles à hautes vitesses permet d'adopter des entrefers magnétiques relativement importants, ce qui est favorable à la réduction des pertes magnétiques dans les aimants par effet de denture [128], [92]. Nous avons donc, en première approximation, négligé ces pertes dans le pré-dimensionnement de nos machines. Leur calcul n'a donc été effectué, pour chacune de nos applications, que lors du dimensionnement final, une fois l'espace des solutions réduit. La prise en compte de ces pertes, dès la phase de pré-dimensionnement demeure toutefois un objectif pour nos travaux futurs.

III.3.1 Maximisation de la puissance volumique

Rappelons qu'ici, optimiser B_{fm} revient à optimiser l'induction rémanente des aimants donc à inclure de façon indirecte le choix du type d'aimants dans le processus d'optimisation. En négligeant dans un premier temps les pertes mécaniques dont on verra plus loin comment nous sommes parvenus à les inclure dans notre théorie, l'expression de la puissance électromagnétique s'écrit, compte tenu de (40) :

$$P_{em} = \frac{1}{2} h S_{th} \Delta\theta \frac{1}{\mathcal{P}} \frac{1}{\sqrt{\gamma_0}} \frac{\alpha}{\sqrt{\beta_s \gamma}} \quad (42)$$

Rappelons qu'elle exprime la puissance électromagnétique développée par la machine lorsque les grandeurs de commande sont optimisées pour minimiser les pertes électriques. Cette formulation a constitué la base de beaucoup de nos travaux axés sur les applications « machines rapides ». A ce stade, il convient de préciser que la notion de vitesse élevée est très relative et qu'elle recouvre un spectre très large d'applications. Il est d'usage courant de considérer qu'une machine est rapide lorsque ses performances sont limitées directement par la vitesse périphérique V_{pmax} et la première vitesse critique via le paramètre τ_c . Si la démarche que nous avons établie ici permet effectivement de calculer les performances limites liées à ces deux contraintes, il n'est toutefois pas nécessaire que ces deux contraintes soient sollicitées pour qu'elle reste valable. Entrent en effet dans le cadre de ces travaux, toutes les machines synchrones fonctionnant en régime magnétique non saturé. Bien que nous nous soyons limités aux machines à entrefer constant, il n'est pas exclu au vu de l'expression (42) où apparaît distinctement la perméance superficielle, que nos travaux puissent s'appliquer aux machines à excitation homopolaires telle que la machine étudiée pendant mes travaux de thèse [18].

La puissance électromagnétique maximale, c'est-à-dire celle que l'on obtient avec courants statoriques et l'angle d'autopilotage optimaux, peut donc s'écrire, à partir de notre modélisation analytique sous la forme suivante :

$$P_{em\ max} = \frac{h\Delta T_{max}}{\sqrt{2}} \left(\frac{\pi \tau_L V_p^3}{\Omega^3} \right) \sqrt{\frac{\sigma_c k_{f0} k_w^2}{k_L}} \sqrt{\frac{1}{k_{ad} \left(k_{ec} + \frac{k_h}{p\Omega} \right)}} \sqrt{\frac{1 - k_t}{\frac{(1 + r_w) r_s^4}{(1 - r_w)(r_w^2 - r_s^2)} + \frac{k_\sigma^2 r_s^2 p^2}{k_t}}} \quad (43)$$

Notons que le second terme de cette expression où interviennent les contraintes mécaniques est l'image directe du volume (au terme r_s^2 près). Cette expression est intéressante par sa forme, car on y trouve, sous la forme de cinq fonctions, exprimées successivement et de façon dissociées :

- la contrainte thermique avec h et $\Delta\theta_{max}$
- les contraintes mécaniques avec V_p et τ_L
- les paramètres du bobinage « liés au cuivre » avec k_w, k_{f0}, k_L et σ_c
- les paramètres du matériau magnétique avec k_{ad}, k_{ec} et k_h
- les paramètres géométriques avec r_w, r_s et k_t

Avec l'obtention de ce résultat, nous avons atteint une partie de notre objectif initial, celui d'obtenir par une démarche analytique ce qu'on obtient classiquement par l'utilisation d'un algorithme d'optimisation. Nous avons rendu, intelligible l'optimisation dans le sens où nous pouvons connaître le poids de chacune des grandeurs dimensionnantes, étudier la sensibilité du résultat vis-à-vis de chacune de ces variables mais aussi d'établir des lois de dimensionnement générales car applicables à toute machine à aimants à partir du moment où la contrainte de saturation n'est pas sollicitée, ce qui est le cas des machines rapides.

A ce stade, il est possible d'expliquer l'influence de la réaction magnétique de l'induit sur l'optimum trouvé puisque nous disposons d'un résultat sous forme analytique. L'expression (43), issue de la démarche générale présentée au paragraphe III.1.1, intègre l'effet de la réaction d'induit dans la modélisation, c'est-à-dire que le terme d'induction produit par les courants statoriques est pris en compte dans le calcul des pertes fer ainsi que l'angle d'autopilotage ψ . Or, je l'ai précisé en introduction de ce paragraphe, R. Missoum pendant son travail de thèse est parvenu au même résultat bien qu'ayant négligé la réaction d'induit et considéré $\psi = 90^\circ$. Ce constat étonnant s'explique dès lors qu'on dispose d'une solution analytique de l'optimisation, notamment des termes sources optimaux :

$$B_{fm\ opt} = \frac{\sqrt{h S_{th} \Delta\theta}}{2} \sqrt{\frac{(\beta_s + \gamma_0 \gamma \mathcal{P}^2)}{\beta_s \gamma_0 \gamma \mathcal{P}^2}} \quad (44)$$

$$F_{s\ opt} = \frac{\sqrt{h S_{th} \Delta\theta}}{2} \sqrt{\frac{1}{\beta_s}} \quad (45)$$

$$\psi_{opt} = \arccos \sqrt{1 - \frac{\gamma_0 \gamma \mathcal{P}^2}{(\beta_s + \gamma_0 \gamma \mathcal{P}^2)}} \quad (46)$$

A vitesse donnée, on peut maintenir le couple en défluxant par une augmentation de l'induction créée par les aimants dans l'entrefer (cf. Figure 53). Le niveau des pertes fer est conservé par la création d'une composante d'induction démagnétisante qui vient compenser l'effet produit par l'augmentation de l'induction B_{fm} . Ce résultat est bien sûr possible tant que la limite imposée par la saturation n'est pas atteinte.

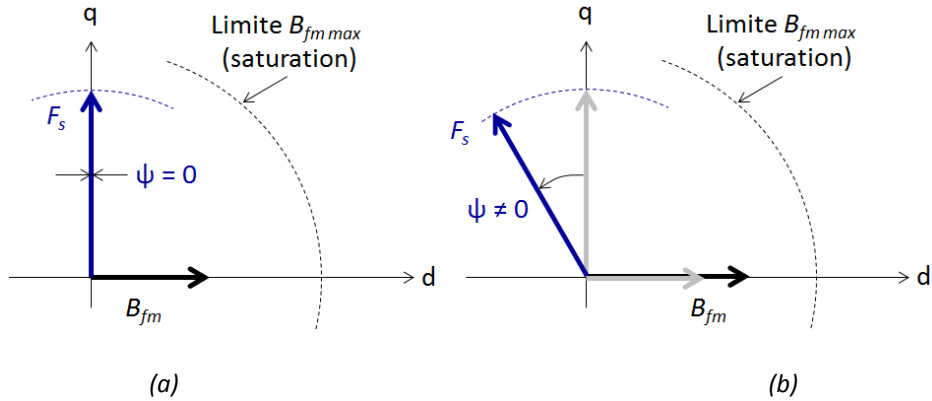


Figure 53 : Fonctionnement à pertes et puissance électromagnétique avec (a) et sans prise en compte (b) de la réaction d'induit

R. Missoum était parvenu au même résultat mais par l'utilisation d'un algorithme d'optimisation. Ce résultat, nous ne pouvions que le constater, sans l'expliquer. Si cette explication est intéressante pour notre compréhension, ce résultat nous donne matière à réflexion sur la recherche de l'extension du régime de fonctionnement à puissance maximale constante. A ce jour, nos réflexions sont encore en cours sur ce sujet. En effet, la prise en compte de la réaction d'induit mais avec un pilotage à flux croisés ($\psi = 90^\circ$) conduit au résultat (47), où l'on retrouve r , le rapport entre la réaction d'induit et le champ inducteur, dont on sait qu'il est d'importance pour obtenir le fonctionnement à puissance maximale constante sur une large plage de vitesse.

$$P_{em} = \frac{1}{2} h S_{th} \Delta\theta \frac{1}{\mathcal{P}} \frac{1}{\sqrt{\gamma_0}} \frac{\alpha}{\sqrt{\beta_s \gamma}} \frac{1}{\sqrt{1+r^2}} \quad (47)$$

Géométrie optimale

La Figure 54 et la Figure 55 montrent l'évolution des solutions optimales de p , r_s et r_w pour différentes vitesses de rotation avec des coefficients de pertes magnétiques de tôles Fer-Silicium de 0.3mm. Notons que le problème conduit à des solutions réelles pour le nombre de paires de pôles alors que celui-ci doit être un nombre entier. Les figures montrent, en traits pointillés, le résultat avec un nombre de paires de pôles entier.

Ce nombre de paires de pôles optimum dépend du produit $k_{ec}\Omega$. Pour les machines construites à base de tôles Fer-Silicium, p_{opt} dépend donc de la vitesse considérée. On observe toutefois que le nombre de paires de pôles optimum décroît rapidement avec la vitesse pour être égal à 1 au-dessus d'environ 3000 tr/min. Les rayons normalisés optimaux sont alors fixes. Dans le cas des machines à base de poudre de fer, l'absence de pertes par courants de Foucault ($k_{ec} = 0$) conduit à une solution unique pour r_w et r_s quelle que soit la vitesse.

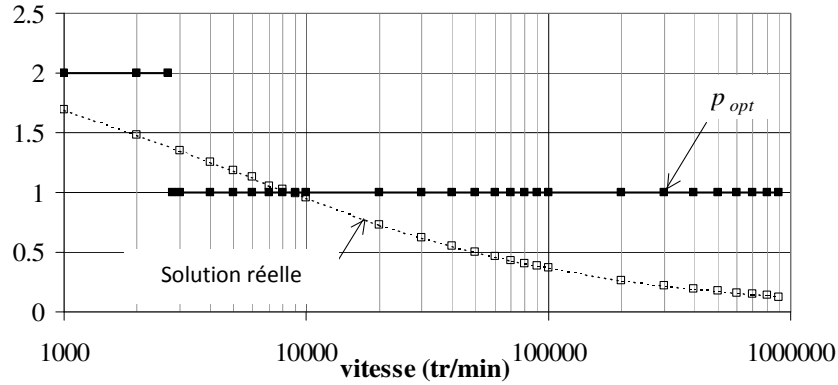


Figure 54 : Evolution du nombre de paires de pôles optimum en fonction de la vitesse pour les machines Fer-Silicium (0.3mm)

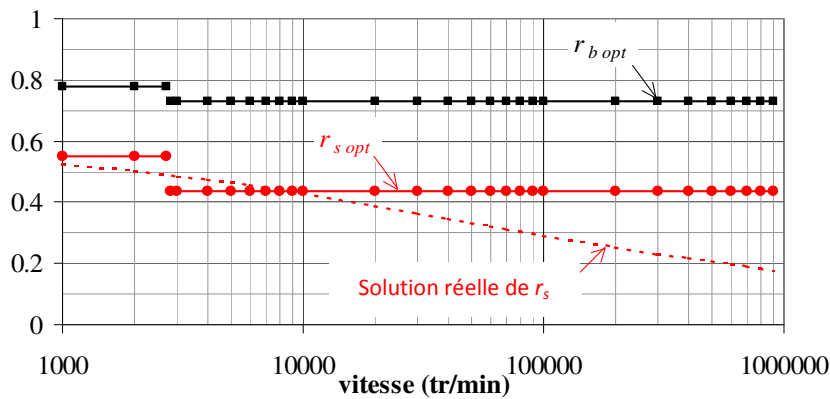


Figure 55 : Evolution de la géométrie optimum en fonction de la vitesse pour les machines Fer-Silicium (0.3mm)

III.3.2 Choix des matériaux magnétiques

La Figure 56 montre l'évolution de la puissance volumique maximale en fonction de la vitesse de rotation pour les trois types de machines suivantes : Fer-Silicium à 0.3 mm, Fer-Silicium à 0.1mm et Poudre de fer. On observe que les courbes se croisent et montrent ainsi qu'il existe pour chaque matériau une plage de fréquence optimale et qu'il peut être intéressant d'utiliser les poudres de fer à partir d'une certaine fréquence de conversion. Les courbes se croisent à 37200 tr/min entre les machines Fe-Si (0.3mm) et les machines poudres, et à 342 000 tr/min entre les machines Fe-Si (0.1mm) et les machines poudres. A ces vitesses et pour un nombre de paires de pôles unitaire, les fréquences électriques sont égales, respectivement à 620 Hz et 5700 Hz.

La Figure 57 représente l'évolution des inductions optimales d'entrefer et de culasse. Ces courbes montrent que les niveaux d'induction restent inférieurs aux niveaux de saturation acceptés par les matériaux (Fer-Silicium et Poudre) et qu'ils peuvent être obtenus à l'aide d'aimants de type ferrite, particulièrement dans le cas des machines à base de poudre de fer. Dans le cas de ces dernières, parce que les pertes par courants de Foucault sont négligeables, les niveaux d'induction optimaux sont indépendants de la vitesse. Notons enfin, que l'induction optimale d'entrefer est directement fonction de l'échauffement et de la vitesse périphérique. On montre en effet, à l'aide de notre formulation analytique, que cette dernière peut s'écrire sous la forme :

$$B_{fm\ opt} = \alpha \sqrt{\frac{\Delta\theta}{V_{p\ max}}} \quad (48)$$

Ce résultat explique pourquoi le cas des machines rapides (à vitesse périphérique élevée) constitue un problème spécifique où les niveaux d'induction sont faibles.

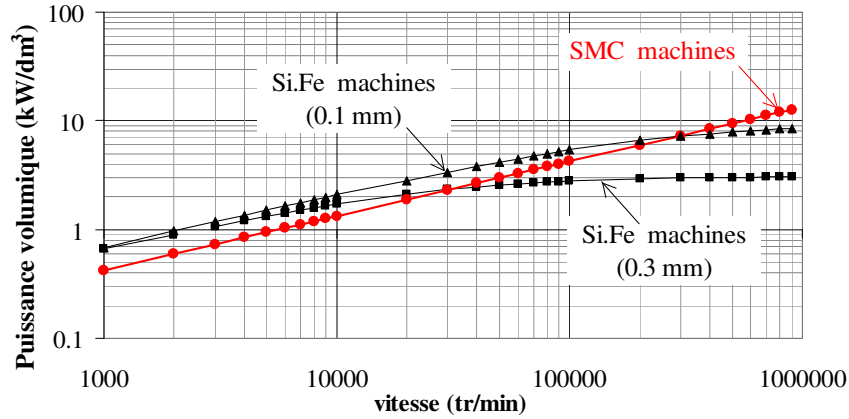


Figure 56 : Evolution de la puissance volumique maximum en fonction de la vitesse

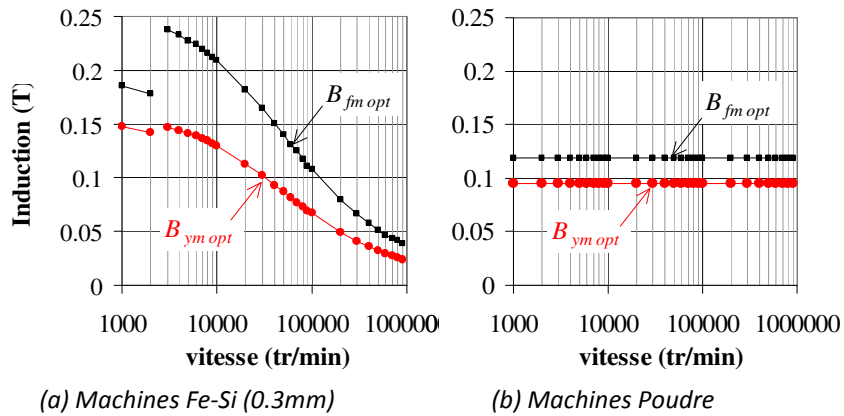


Figure 57 : Evolution des inductions optimales en fonction de la vitesse

III.3.3 Prise en compte des pertes mécaniques

Pour la prise en compte des pertes mécaniques (aérodynamiques et roulements) qui peuvent être significatives à hautes vitesses, il est possible de corriger la formulation précédente de la façon suivante :

$$h S_{th} \left(1 - \frac{P_{méca}}{h S_{th} \Delta\theta}\right) \Delta\theta = h S'_{th} \Delta\theta = P_c + P_{mg} \quad (49)$$

Cette formulation, valable dans le cas d'une extraction de la chaleur par la surface enveloppe, montre que les pertes mécaniques peuvent être introduites dans notre méthode par une correction de la surface d'échange thermique. A vitesse et pertes mécaniques données, la surface

d'échange doit être augmentée d'un facteur ($P_{méca}/h S_{th}\Delta\theta$), ce qui conduit à la nouvelle expression de la puissance électromagnétique :

$$P_{em} = \frac{1}{2} h S'_{th} \Delta\theta \frac{1}{\mathcal{P}} \frac{1}{\sqrt{\gamma_0}} \frac{\alpha}{\sqrt{\beta_s \gamma}} \quad (50)$$

Dès lors, l'optimisation des grandeurs géométriques reste identique à ce qui a été montré précédemment. Seuls les termes sources sont corrigés. La Figure 59 montre comment, à condition d'échange thermique donnée, le taux de pertes aérodynamiques augmente avec la vitesse.

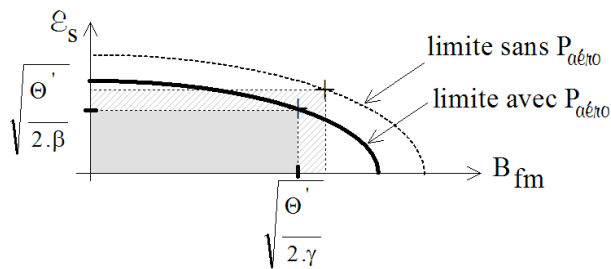


Figure 58 : Représentation géométrique de la solution avec pertes aérodynamiques

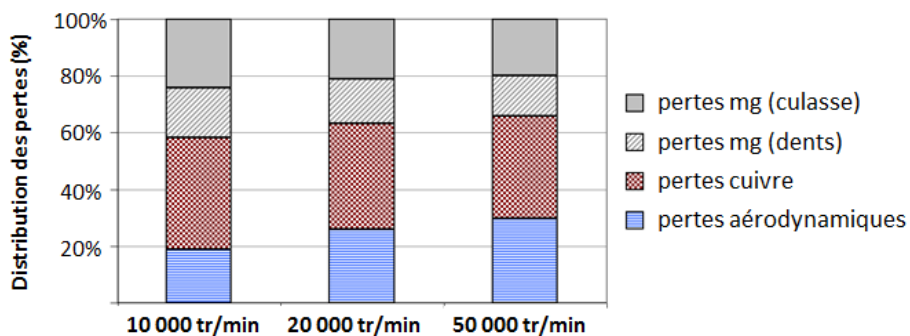


Figure 59 : Répartitions en % des pertes pour différentes vitesses et pour les machines en fer-silicium

Conclusion sur la maximisation de la puissance volumique

Nous avons montré ici qu'il est possible d'établir des règles de dimensionnement formulées analytiquement pour les machines rapides. La formalisation du problème s'appuie sur des modèles (magnétique, thermique et mécanique) dont les niveaux de précision gardent une cohérence les uns par rapport aux autres où seules les variables de premier ordre ont été conservées. Dans le cas où les pertes dans les aimants sont négligées, l'optimisation du rotor, ramenée à la seule variable B_{fm} , peut faire l'objet d'un travail d'optimisation séparé, basé sur des critères tels que la minimisation du volume d'aimants, des pertes harmoniques, des ondulations de couple etc... Ces travaux, même si ils restent à compléter, ont permis toutefois d'établir un outil à la fois générique et pratique. Ils ont rendu possible en effet, une formalisation du problème en dégageant notamment une loi permettant de comparer les « machines Fe.Si » et les « machines poudres », la possibilité de calculer le nombre de paires de pôles théoriquement ainsi qu'un traitement séparé des variables (la thermique, les pertes et la géométrie semblent agir de façon découplée).

III.3.4 Réalisation d'une machine rapide

Sur le principe de l'optimisation issue de notre théorie, nous avons conçu, pour le laboratoire, un banc d'essais associant deux machines identiques de type synchrones à aimants. Nous souhaitons disposer de machines combinant à la fois les critères suivants : une puissance de plusieurs kilowatts tout en respectant la limite en puissance de nos sources d'alimentation ainsi qu'une vitesse maximale la plus élevée possible tout en utilisant une technologie classique de roulements à billes pour des raisons de coût (les paliers à billes restant beaucoup moins chers que les paliers magnétiques). Nous avons donc convergé vers la définition de machines dimensionnées pour 30 000 tr/min avec une vitesse périphérique de 80 m/s ce qui, en accord avec nos optimisations, doit correspondre à une puissance maximale d'environ 25 kW en convection forcée par ventilateur ($h_{cv} = 100 \text{ W/m}^2\text{K}$). La Figure 60 montre le banc d'essai dans sa phase de réalisation. Le Tableau 17 liste l'ensemble des données de réalisation des machines, données issues de notre démarche d'optimisation. Restait à faire les choix technologiques, notamment ceux concernant le dimensionnement du rotor. L'induction maximale d'entrefer de 0,47 T (valeur optimale théorique) a été obtenue par l'utilisation d'aimants SmCo5 (réf. A4A52154) d'induction rémanente de 0,9 T avec un entrefer magnétique de 5,5 mm. Cet entrefer étant constitué de l'épaisseur des aimants (3 mm), de l'épaisseur de la frette (2 mm) et de l'entrefer mécanique (jeu mécanique entre le rotor et la frette de 0,5 mm). La frette, réalisée en fibre de carbone, est non conductrice. Le stator, quant à lui, est réalisé en matériau M270-35A (tôles fer-Silicium de 0,35 mm d'épaisseur) avec un bobinage simple, à pas diamétral avec 3 encoches par pôle et par phase. Le banc d'essai, livré en décembre 2011, a été réalisé par la société Eca-En, localisée à Saint-Herblain (44).



Figure 60 : Machines du Banc d'essais 30 000 tr/min

R	57.9	mm
L	127.3	mm
p	1	
$r_{s\ opt}$	0.44	
r_{Wopt}	0.73	
k_t	0.3	
k_w	0.96	
B_{fm}	0.47	T
B_r	0.9	T
Epaisseur d'aimants	3	mm
Epaisseur de frette	2	mm
Epaisseur d'entrefer	0.5	mm
$F_{s\ max}$	615	At
f_{max}	500	Hz
N_{max}	30 000	tr/min
V_p	80	m/s
h	100	W/m ² K

Tableau 17 : données des machines du banc d'essais

Disposer d'un banc d'essais dont les paramètres sont ceux de notre dimensionnement est un avantage puisqu'il permet une confrontation directe de notre théorie avec l'expérience. Si à ce jour, de nombreux essais restent à faire, notamment la validation du modèle thermique, les premiers essais ont donné des résultats tout à fait satisfaisants même s'ils sont loin d'avoir levé toutes nos incertitudes comme nous allons le voir.

La mesure des f.e.m (Figure 57), valide en partie le modèle électromagnétique par la mesure de la constante de f.e.m. k_Φ de 86 mV/rad.s⁻¹ contre 90 mV/rad.s⁻¹, soit un écart de 4,4 % entre modèle et expérimentation. Le taux de distorsion harmonique est de 4%.

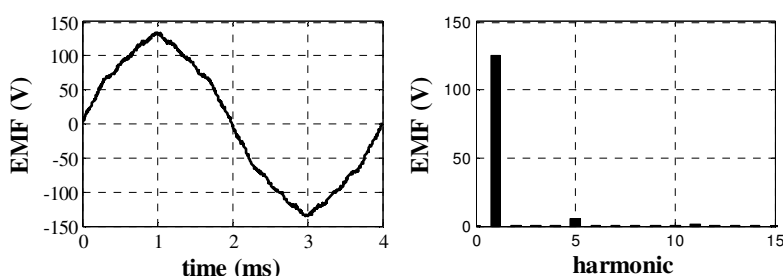


Figure 61 : Mesure et spectre de la f.e.m à vide à 15 000 tr/min

Plus délicate, en revanche, est la séparation des pertes mesurées à vide entre pertes fer et pertes mécaniques. Avant même la réalisation du banc d'essais, nous savions que nos modèles, aussi bien pour les pertes fer que pour les pertes mécaniques, étaient non seulement incertains mais aussi qu'ils conduiraient à des niveaux de pertes équivalents entre pertes magnétiques et mécaniques. Comment donc séparer ces pertes à partir de nos essais ? En premier lieu, nous nous sommes intéressés aux pertes au premier harmonique. Nous disposions pour cela d'un analyseur de puissance Yokogawa WT 1800 dont les précisions de mesures, pour les calibres utilisés, restaient inférieures à 0,3%. La puissance mesurée, une fois la puissance du fondamental récupérée et les pertes cuivre de la machine alimentée retranchées, représente les pertes fer créées par le premier harmonique et les pertes mécaniques (paliers + aérodynamiques). Parallèlement, ces pertes sont calculées par les modèles théoriques présentés au chapitre II.

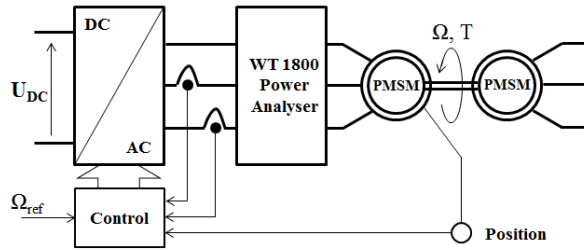


Figure 62 : Mesures des pertes à vide

Le tracé du couple de pertes mesuré (Figure 63) permet par « fittage » d'obtenir les paramètres d'une fonction qui, exprimée sous forme d'une fonction polynomiale d'ordre 2, permet d'obtenir par identification avec le modèle théorique les grandeurs suivantes : les frottements des joints et les pertes par hystérésis (termes constants) et les pertes par roulement et par courants de Foucault (termes proportionnels à Ω). Les coefficients de pertes fer (k_h et k_{ec}) sont ici déduits des mesures à partir des hypothèses suivantes : un coefficient de pertes fer additionnelles ($k_{ad} = 3$), un couple de pertes dans les roulements par frottement des joints connu ($T_{joint} = 18,75$ Nmm, donnée spécifiée par SKF) et des pertes aérodynamiques supposées connues et justes. Le terme associé aux pertes par roulement T_{rr} est approximé, à partir des données SKF elles aussi supposées connues, par une fonction linéaire. Les pertes par glissement dans les roulements (T_{sl} , voir paragraphe II.3.2) sont négligées.

Les écarts obtenus par cette démarche sont présentés Tableau 18. Ils sont le résultat direct d'une confrontation des mesures avec les modèles de pertes théoriques pour lesquels de nombreux paramètres sont incertains. Pour ces paramètres, les valeurs les plus pertinentes a priori ont été retenues sans garantie toutefois que nos intuitions soient justes. Compte tenu de la complexité des modèles utilisés et de leurs incertitudes, on estimera donc raisonnables les écarts observés.

k_{ec}	théorique	$9,8 \cdot 10^{-3}$	Ecart : 10,1 %
	expérimental	$10,9 \cdot 10^{-3}$	
k_h	théorique	14	Ecart : 23,6 %
	expérimental	10,7	

Tableau 18 : Estimation des coefficients de pertes volumiques par hystérésis (k_h) et par courants de Foucault (k_{ec})

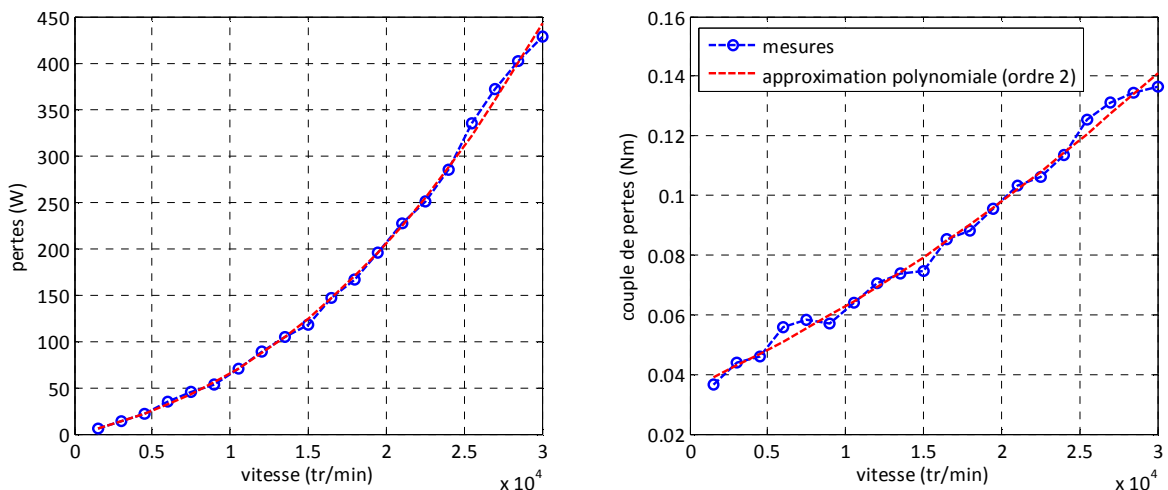


Figure 63 : Mesures à vide au premier harmonique (valeurs par machine)

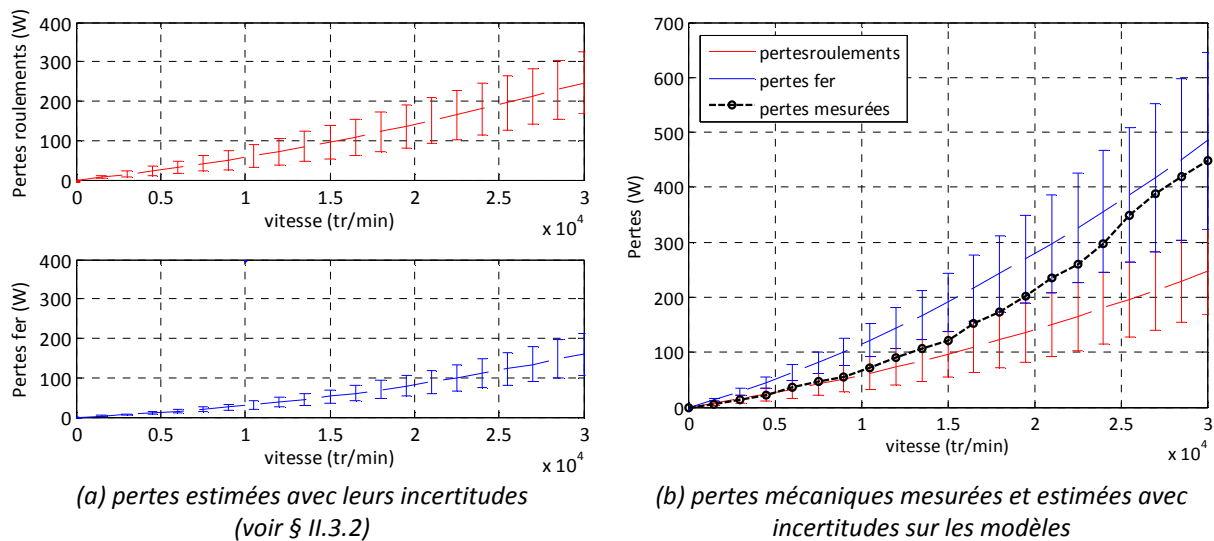


Figure 64 : Estimation des pertes fer et mécaniques après séparation des pertes

Si on prend en considération les principales sources d'incertitude sur nos modèles, cela conduit à la définition d'une plage probable pour chaque valeur de pertes calculée. La Figure 64 illustre ce qu'on obtient avec les variations suivantes : le coefficient de pertes fer additionnelles k_{ad} est supposé compris entre 2 et 4 (i.e $3 \pm 33\%$), la viscosité des roulements comprise entre 5 et 18 mm^2/s (i.e $12 \text{ mm}^2/\text{s} \pm 50\%$), la charge des roulements comprise entre 30 et 60 N (i.e $45 \text{ N} \pm 33\%$) et un couple de frottements secs, dû aux joints compris entre 12 et 26 Nmm (i.e $19 \text{ Nmm} \pm 36\%$). A ce stade et sans mesures supplémentaires, il n'est pas possible d'être plus précis.

La Figure 65 montre le taux de pertes fer harmoniques mesurées pour un fonctionnement à vide. Le ratio entre pertes totales et pertes au fondamental est en moyenne de 1,29 avec des fluctuations observées dont on peut raisonnablement penser qu'elles sont liées à l'alimentation (MLI sinus) et aux harmoniques qu'elle génère. Une analyse harmonique complète devra donc être envisagée dans nos travaux futurs.

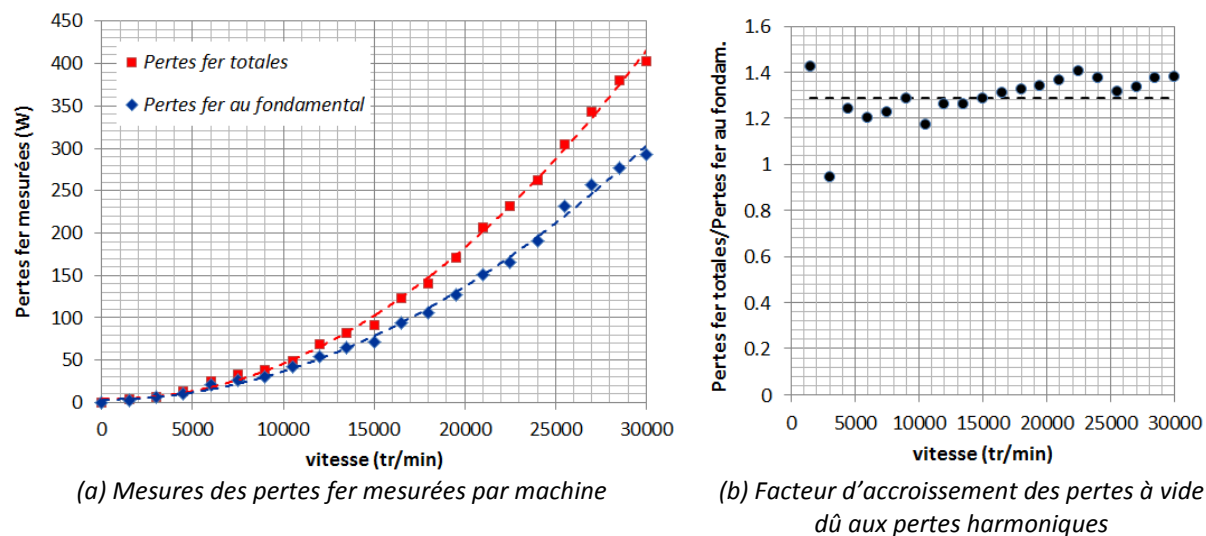


Figure 65 : Influence des pertes harmoniques pour un fonctionnement à vide

III.3.5 Exemple de dimensionnement complet issu de notre démarche d'optimisation

Je vais présenter, dans ce paragraphe, comment les travaux initiés par R. Missoum ont été poursuivis et améliorés lors d'une étude concrète : le dimensionnement d'une visseuse électrique dans le cadre d'un contrat avec la société FFDM Pneumat [53]. L'objectif visait à préparer le remplacement de la technologie pneumatique. Il s'agissait en quelque sorte d'une étude de faisabilité dont le cahier des charges, était le suivant :

Encombrement maximum de la machine :

$$\rightarrow R_{max} = 30 \text{ mm}$$

$$\rightarrow L_{max} = 100 \text{ mm}$$

Echauffement maximum :

$$\rightarrow T_{max} = 45^\circ$$

→ Refroidissement forcé par ventilateur

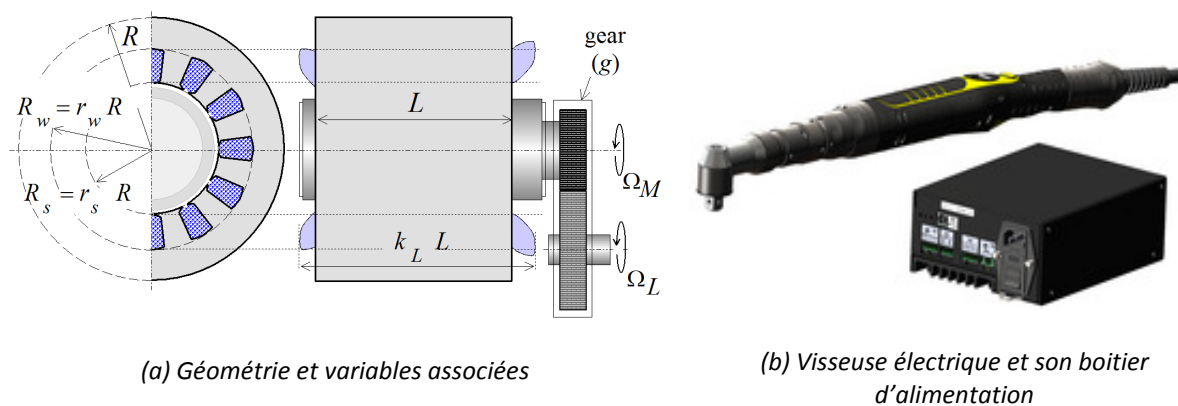


Figure 66 : Visseuse électrique avec réducteur

En outre le constructeur nous fournissait un cycle type de fonctionnement sur lequel nous devons baser notre dimensionnement.

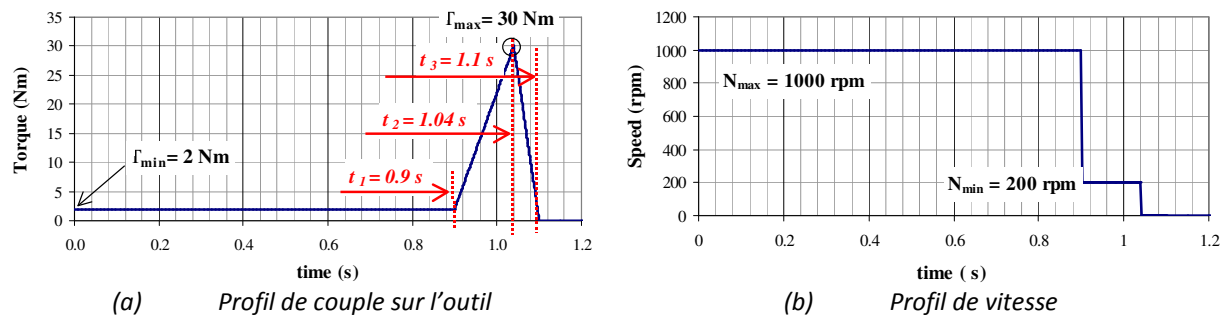


Figure 67 : cycle de fonctionnement type d'une visseuse électrique

Il s'agissait déjà d'une optimisation sur cycle. Hors, nous ne savons pas alors comment formuler ce problème d'optimisation. Nous avons néanmoins réussi à résoudre le problème en partant des hypothèses simplificatrices suivantes :

- Les pertes fer sont négligeables à basse vitesse
- Les pertes cuivre sont négligeables à vide
- Le régime thermique est permanent avec une température constante sur le cycle
- La réaction magnétique de l'induit supposée faible est négligée et l'angle $\psi = 0^\circ$ (pas de fonctionnement à puissance maximale constante).

L'échauffement est donc produit par les pertes moyennes dont le calcul est simplifié par nos hypothèses simplificatrices :

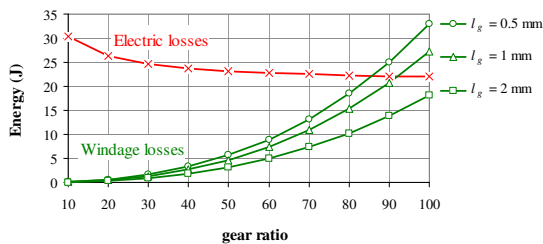
$$\langle P_c \rangle \simeq \beta \frac{(t_2 - t_1)}{3T} F_{s \max}^2 \quad (51)$$

$$\langle P_{mg} \rangle \simeq \frac{t_1}{T} \gamma k_{ad} (k_h p g \Omega_{L \max} + k_{ec} p^2 g^2 \Omega_{L \max}^2) B_{fm}^2 \quad (52)$$

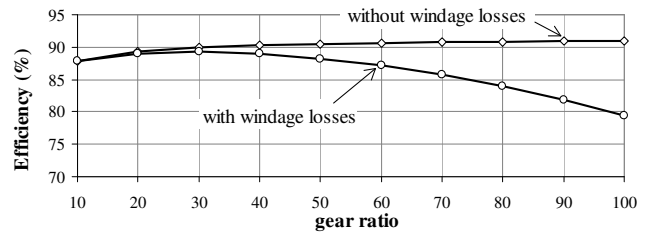
Ensuite, l'application directe la méthode présentée précédemment mais appliquée avec les valeurs moyennes (51) et (52) permet d'exprimer le volume optimal de la machine, celui qui minimise les pertes électriques moyennes sur le cycle :

$$Vol = \frac{C_{\max} \Omega_{L \max}}{h \Delta \theta_{\max} \sqrt{2}} \frac{\frac{L}{R}}{1 + \frac{L}{R}} \sqrt{\frac{2\pi t_1 (t_2 - t_1)}{3T_2}} \sqrt{\frac{\sigma_c k_{f0} k_w^2}{k_L}} \sqrt{k_{ad} \left(k_{ec} + \frac{k_h}{p g \Omega_{L \max}} \right)} \cdot \sqrt{\frac{(1 + r_w)}{(1 - r_w)(r_w^2 - r_s^2)} + \frac{p^2}{k_t r_s^2}} \quad (53)$$

Ici, C_{\max} représente le couple maximum sur l'outil. Il est intéressant de remarquer qu'on retrouve les fonctions déjà présentées et étudiées dans le paragraphe précédent. Dès lors, toute l'étude générale faite en amont reste valable à quelques éléments près comme par exemple l'optimisation du rapport de réduction g . L'expression (51) n'intègre pas dans sa formulation les pertes mécaniques. Dans ce cas, la valeur optimale de g est infinie conduisant à une vitesse de la machine infinie. Il faut ajouter les pertes mécaniques pour qu'apparaisse un optimum sur la valeur de g (voir Figure 68).



(a) Evolution des pertes sur cycle avec le rapport de réduction g



(b) Rendement énergétique en fonction du rapport de réduction (entrefer $l_g = 2 \text{ mm}$)

Figure 68 : Influence du rapport de réduction

Ce travail, bien que réalisé dans le cadre d'un « petit contrat » d'une durée de trois mois environ, me permet d'illustrer ici, le cas d'une collaboration positive entre recherche académique et développement industriel. On sait que les contrats de ce type ne sont pas toujours faciles à valoriser scientifiquement. Ici, la démarche classique, consistant, après modélisation, à utiliser un algorithme d'optimisation aurait certes permis de gagner du temps mais aurait été difficile à valoriser surtout sans réalisation à la clef. La volonté d'appliquer notre démarche de dimensionnement en l'adaptant à un fonctionnement sur cycle, nous a permis d'aboutir à un dimensionnement moins précis (il existe des modèles plus performants que le modèle 1D), mais dont la démarche, in fine, présente d'avantage d'intérêts. Rappelons que dans ce travail, le responsable industriel, à l'origine de la demande, ne souhaitait pas un dimensionnement complet et précis mais simplement une étude de faisabilité.

III.3.6 Optimisation sur cycle

Le travail réalisé sur le dimensionnement de la visseuse électrique a été un premier pas vers l'optimisation sur cycle des machines synchrones à aimants par une approche originale puisqu'entièrement analytique. Deux problèmes restaient à résoudre :

- 1) généraliser la méthode,
- 2) prendre en compte la réaction d'induit dans le modèle de départ.

Les travaux menés dans le cadre de l'encadrement du stage de Master de Zheng Haijiao (fév. à juill. 2014) ont constitué la première étape de ce travail. Il s'agissait alors d'optimiser un accumulateur électromécanique d'énergie pour une navette fluviale avec prise en compte des cycles de charge/décharge. Bien que n'ayant pas intégré la réaction d'induit dans l'optimisation, la démarche au regard des résultats obtenus semblait prometteuse. Dans ce contexte, j'ai soumis le projet d'un travail de thèse ayant pour objectif la résolution de cette problématique. Depuis septembre 2014 donc, Thi Nhat Linh Dang travaille au dimensionnement sur cycle d'une machine à aimants à haute vitesse de rotation pour la traction des véhicules automobiles.

Principe du dimensionnement sur cycle : cas d'une réaction d'induit négligée

Afin de présenter le principe qui nous a permis de résoudre le problème de l'optimisation sur cycle par une approche analytique, commençons par considérer le cas d'une machine dont la réaction magnétique de l'induit est négligeable et fonctionnant en régime thermique constant. Les pertes dans les aimants sont comme précédemment négligées dans nos modèles. Il s'agit toujours d'exprimer puis minimiser l'énergie perdue, donc la moyenne des pertes sur le cycle, en fonction des termes sources mais cette fois-ci à partir des profils de couple $C_{em}(t)$ et de vitesse $\Omega(t)$ imposés par le cahier des charges.

A contrainte thermique donnée, l'échauffement moyen est produit par la moyenne des pertes sur le cycle. Ces pertes, exprimées en fonction des termes sources permettent d'écrire :

$$P_{c\ moy} = \frac{\beta C_{em\ eff}^2(I_{eff})}{\alpha^2 B_{fm}^2} = \frac{\beta_0}{B_{fm}^2} \quad (54)$$

$$P_{fer\ moy} = \gamma k_{ad}(k_{ec}p^2\Omega_{eff}^2 + k_h p\Omega_{moy}) B_{fm}^2 = \gamma_0 B_{fm}^2 \quad (55)$$

La minimisation de ces pertes conduit aux termes sources optimaux :

$$F_{s\ opt} = \left(\frac{\beta_0}{\gamma_0}\right)^{1/4} \quad (56)$$

$$B_{fm\ opt} = \alpha \left(\frac{\gamma_0}{\beta_0}\right)^{1/4} \quad (57)$$

Il faut noter que dans ce cas, avec une réaction de l'induit négligeable, l'angle d'autopilotage optimum est $\psi = 0$. Les expressions optimales des termes sources correspondent au cas où les pertes moyennes dans le cuivre sont égales aux pertes moyennes dans le fer. Cela permet d'exprimer les pertes puis, à échauffement maximum donné, le volume comme suit :

$$Vol = \frac{\sqrt{2} C_{em\ eff} \Omega_{eff}}{h\Delta\theta_{max}} \frac{\frac{L}{xR}}{1 + \frac{L}{xR}} \sqrt{\frac{\sigma_c k_{f0} k_w^2}{k_L}} \sqrt{k_{ad} \left(k_{ec} + \frac{k_h}{p\Omega_{moy}(1 + \tau_\Omega^2)} \right)} \cdot \sqrt{\frac{(1 + r_w)}{(1 - r_w)(r_w^2 - r_s^2)} + \frac{p^2}{k_t r_s^2}} \quad (58)$$

Cette expression est à rapprocher par sa forme à l'expression obtenue pour une optimisation sur un point de fonctionnement (eq. (43)). Elle se distingue toutefois par l'apparition des grandeurs dimensionnantes du cycle : le couple électromagnétique efficace ($C_{em\ eff}$) et les valeurs moyenne (Ω_{moy}) et efficace (Ω_{eff}) de la pulsation de rotation. Pour que l'analogie soit plus complète avec la formulation de l'optimisation sur un point de fonctionnement, on a introduit le rapport :

$$\tau_\Omega = \sqrt{\frac{\Omega_{eff}^2 - \Omega_{moy}^2}{\Omega_{moy}^2}} \quad (59)$$

On a donc, par cette formulation, ramené l'optimisation sur cycle au dimensionnement d'une machine équivalente qui travaillerait en continu à une puissance $C_{em\ eff} \cdot \Omega_{eff}$ et une vitesse $\Omega_{moy}(1 + \tau_\Omega^2)$. Dès lors, le choix du matériau magnétique et de la fréquence de conversion optimale ainsi que l'optimisation de la géométrie (p , r_s et r_w) respecte les mêmes règles que celles présentées au paragraphe précédent. Ainsi, quel que soit le cycle de fonctionnement, à condition toutefois de rester dans un régime thermique permanent ou proche du permanent, il est possible de répondre simplement et rapidement à la problématique de l'optimisation en la ramenant au seul calcul de la puissance et de la pulsation « équivalentes ».

Principe du dimensionnement sur cycle : avec réaction d'induit

Le résultat précédent (réaction magnétique de l'induit négligée) a été appliqué par Linh Dang pendant ses travaux de thèse au dimensionnement d'une machine électrique pour la propulsion d'un petit véhicule automobile. Une fois vérifiée la faisabilité de la machine dimensionnée, nous avons travaillé dans un second temps à l'intégration de la réaction d'induit dans le processus d'optimisation. Cette réaction d'induit, combinée à l'induction B_{fm} créée par les aimants, conduit à une induction résultante B_{rm} (cf. Figure 68) telle que :

$$B_{rm}^2 = B_{fm}^2 + u^2 F_s^2 - 2B_{fm}uF_s \sin(\psi(t)) \quad (60)$$

avec :

$$u = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} \frac{\mu_0}{W_{ag} + W_{PM}} \quad (61)$$

pour une machine à entrefer constant. Ici, W_{ag} et W_{PM} , sont respectivement les épaisseurs d'entrefer mécanique et d'aimant.

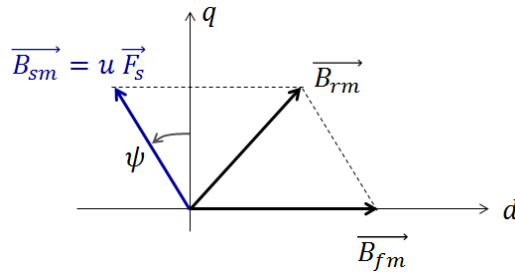


Figure 69 : Composition vectorielle des champs inducteur et induit dans l'entrefer

L'optimisation se formule donc comme suit : minimiser la moyenne des pertes cuivre et fer additionnées :

$$|P_c(t) + P_{mg}(t)|_{moy} = |\beta F_{mm}^2(t) + \gamma k_{ad}[k_{ec}p^2\Omega^2(t) + k_{hp}\Omega(t)]B_{rm}^2|_{moy} \quad (62)$$

A cycle donné, c'est-à-dire à profil de couple ($C_{em}(t)$) et de vitesse ($\Omega(t)$) donnés tel que :

$$C_{em}(t) = \alpha B_{fm}F_s(t)\cos(\psi(t)) \quad (63)$$

Pour parvenir à une solution, nous sommes partis des résultats de l'optimisation pour un point de fonctionnement. Puisqu'il est possible en effet d'exprimer l'angle ψ et la force magnétomotrice F_s qui minimisent les pertes électriques pour une machine donnée, alors il est possible d'établir les profils optimaux $\psi_{opt}(t)$ et $F_{s\ opt}(t)$ de cette même machine. Ces profils, exprimés en fonction des données du cycle (couple et vitesse) et des paramètres de la machine, permettent d'obtenir une expression des pertes moyennes dont la minimisation permet d'obtenir la géométrie et l'induction B_{fm} optimales. En d'autres termes, comme pour l'optimisation sur un point de fonctionnement, il s'agit de décomposer le travail en commençant par optimiser les grandeurs de commande avant

d'optimiser les autres paramètres. Ce problème, résolu et formulé par Linh Dang [40] peut donc être décomposé en trois étapes :

→ **Etape 1** : Optimisation de la force magnétomotrice $F_{s\ opt}(t)$ et l'angle d'autopilotage $\psi_{opt}(t)$ qui minimisent les pertes en tout point du cycle. Exprimés en fonction des données du cycle (couple et vitesse) et de toutes les autres variables d'optimisation (géométrie et induction B_{fm}), on obtient :

$$\psi(t)_{opt} = \tan^{-1} \left(\frac{\alpha \gamma_0(t) u}{\beta + \gamma_0(t) u^2} \frac{B_{fm\ opt}^2}{C_{em}(t)} \right) \quad (64)$$

$$F_s(t)_{opt} = \sqrt{\left(\frac{C_{em}}{\alpha B_{fm}} \right)^2 + \left(\frac{\gamma_0(t) u B_{fm}}{\beta + \gamma_0(t) u^2} \right)^2} \quad (65)$$

→ **Etape 2** : Optimisation de l'induction B_{fm} créée par les aimants qui minimise les pertes (eq. (60)). A partir des termes $F_{s\ opt}(t)$ $\psi_{opt}(t)$ obtenus précédemment, cela donne :

$$B_{fm\ opt} = \sqrt{\frac{\frac{1}{T} \int_0^T (\beta + \gamma_0(t) u^2) \frac{C_{em}^2(t)}{\alpha^2} dt}{\frac{1}{T} \int_0^T \frac{\gamma_0(t) \beta}{(\beta + \gamma_0(t) u^2)} dt}} \quad (66)$$

Avec obtention des pertes moyennes exprimées uniquement en fonction des paramètres du cycle et des variables géométriques :

$$\langle P_c(t) + P_f(t) \rangle_{min} = 2 \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \frac{\gamma_0 \beta}{(\beta + \gamma_0(t) u^2)} dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (\beta + \gamma_0(t) u^2) \frac{C_{em}^2(t)}{\alpha^2} dt} \quad (67)$$

→ **Etape 3** : Optimisation des paramètres ρ_{opt} , $r_{s\ opt}$ et $r_{w\ opt}$ et R_{opt} qui minimisent les pertes de l'expression (67) à contrainte thermique donnée. Ici, l'optimisation nécessite l'utilisation d'un algorithme d'optimisation. Dans le cas d'une optimisation à deux objectifs (minimisation des pertes et minimisation du volume), un front de Pareto apparaît sur lequel seul un point respecte la contrainte thermique. Notons également que les paramètres ρ_{opt} , $r_{s\ opt}$ et $r_{w\ opt}$ sont identiques pour tous les points du front. Seul le rayon externe est modifié. Autrement dit, toutes les machines du front de Pareto sont homothétiques.

Contrairement à l'optimisation sans prise en compte de la réaction de l'induit, il n'est pas possible ici d'obtenir une solution analytique à l'expression du volume minimisant les pertes moyennes sur le cycle. Cette minimisation pour un cycle déterminé, est donc obtenue par utilisation d'un algorithme d'optimisation. Le temps de calcul reste malgré tout réduit dans la mesure où les paramètres d'optimisation sont des paramètres fixes, c'est-à-dire indépendants du temps

contrairement aux paramètres $F_s(t)$ et $\psi(t)$ qui ont été déterminés en amont et de façon déterministe.

Ainsi, l'intérêt du travail que nous avons mené ne réside pas uniquement dans sa formulation mais aussi dans le résultat qu'elle permet d'obtenir. Dans les approches classiques en effet, le problème est résolu par une approche énergétique. Seuls les points les plus représentatifs du cycle sont retenus pour le dimensionnement de la machine sans que la stratégie de commande soit optimisée. Ici, nous optimisons en même temps que la géométrie la commande via $F_s(t)$ et $\psi(t)$. De fait, on pourra observer dans les paragraphes suivants que le défluxage est appliqué pour tous les points de fonctionnement.

Application 1 : Dimensionnement d'une machine synchrone pour véhicule automobile

Parmi les applications nécessitant un dimensionnement sur cycle, la motorisation d'un véhicule automobile constitue un cas intéressant. Hormis un cyclage fort, c'est aussi la question du défluxage qu'il convient d'étudier. Généralement traité sous le seul angle de la contrainte sur le convertisseur d'alimentation (limitation en tension maximale), le défluxage peut être envisagé également comme un moyen de minimiser l'énergie perdue sur le cycle. Pour cette raison, la possibilité de généraliser notre démarche d'optimisation en y incluant la réaction d'induit offre des perspectives intéressantes. Pour cela, nous avons pris comme cycle de référence, le cycle de conduite en milieu urbain normalisé UDDS (Urban Dynamometer Driving Schedule) d'une durée de 23 min environ avec une vitesse moyenne de 31,3 km/h et une pointe de vitesse à 91 km/h). Pour le calcul du couple de propulsion, nous avons considéré les données suivantes :

Masse du véhicule	M	700 kg
Rayon des roues		27 cm
Coefficient aérodynamique	C_x	0,3
Coefficient de frottement	f	0,01
Surface frontale	S	1,5 m ²
Pente	λ	0°
Puissance maximale	P_{max}	14,7 kW
Vitesse moyenne	v_{moy}	31,3 km/h
Taux de variation en vitesse	τ_Ω	0,75



Tableau 19 : Données du véhicule électrique urbain considéré

Les données du véhicule retenues, le cycle défini et l'application de l'équation fondamentale de la dynamique permettent d'obtenir la force de propulsion F_m , donc le couple moteur.

$$F_m(t) = M \frac{dv(t)}{dt} + \frac{1}{2} c_x S v^2(t) + 9,81 M (\sin \lambda + f \cos \lambda) \quad (68)$$

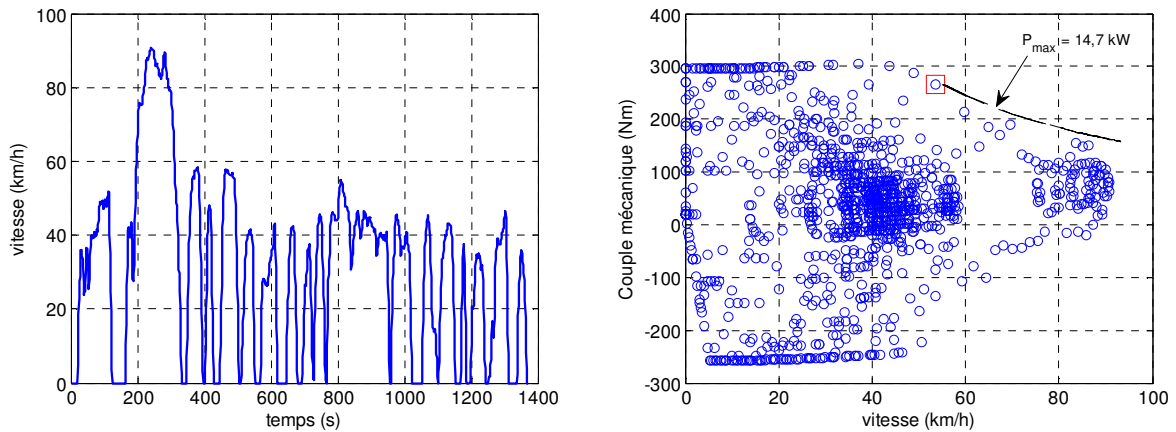


Figure 70 : Cycle de vitesse normalisé UDDS et couple mécanique de propulsion

Examinons le résultat de l'optimisation (minimisation des pertes et du volume) sans la prise en compte des pertes mécaniques avec un réducteur de vitesse de rapport de g fixé à 35. Nous avons considéré les deux cas : optimisation avec défluxage (ψ variable et optimum) et optimisation sans défluxage (ψ constant et nul sur tout le cycle) afin d'étudier l'impact du défluxage sur le dimensionnement. Le rapport longueur/Rayon externe est fixé à 2.

	p	r_s	r_w	R (cm)	B_{fm} (T)	$\langle P_c \rangle$ (W)	$\langle P_f \rangle$ (W)	$\langle P_{tot} \rangle$ (W)
ψ optimisé	1	0,42	0,76	70,8	0,41	48,8	36,9	85,7
$\psi = 0$ ($i_d = 0$)	1	0,44	0,64	76,5 (+8%)	0,37	43,9	62,9	106,8 (+24,6%)

Tableau 20 : Performances optimales

On observe logiquement des performances meilleures avec défluxage. Hormis un volume plus petit (de 26%) par rapport à une machine optimisée pour une commande à $i_d = 0$, cela conduit aussi à des pertes plus faibles donc à une meilleure efficacité énergétique sur le cycle (énergie perdue plus faible de 24,6%).

Lorsqu'on observe maintenant l'évolution des grandeurs d'alimentation, l'impact du défluxage est particulièrement sensible sur l'amplitude des tensions d'alimentation. La Figure 71 permet de comparer les amplitudes des tensions simples d'alimentation pour les deux commandes. Pour un même cycle et pour une même puissance maximale, la contrainte en tension sur le convertisseur d'alimentation est divisée d'un facteur 2 alors que dans le même temps la contrainte courant n'est augmentée que d'un facteur 1,1 (cf. Figure 72). Dans le plan courant/tension, on peut observer que le défluxage permet de ramener le lieu des points de fonctionnement dans une zone limitée, la zone de meilleur rendement. La démarche proposée, par ce qu'elle intègre en même temps l'optimisation de la géométrie et de la commande, présente donc l'intérêt de permettre au défluxage d'agir en même temps sur les pertes de la machine et la contrainte sur le convertisseur d'alimentation.

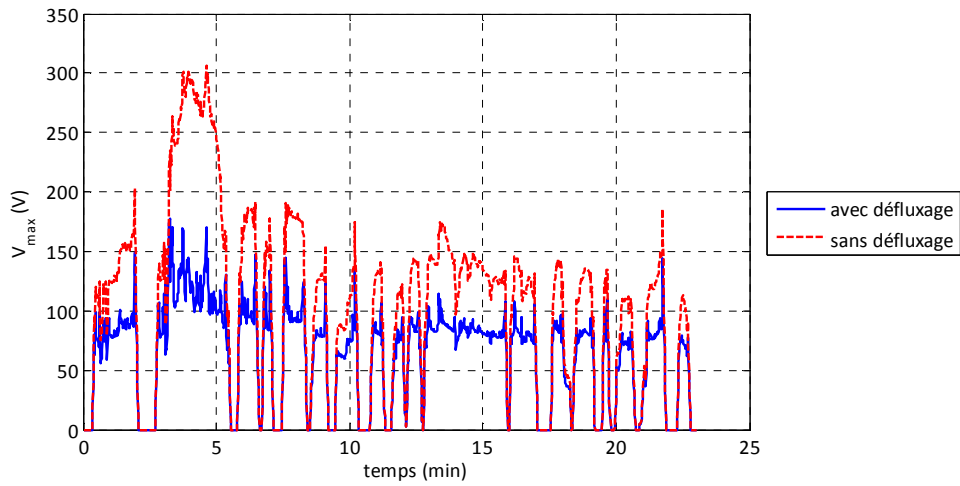


Figure 71 : Profils des amplitudes des tensions simples (pour $n_s = 10$ spires/phase)

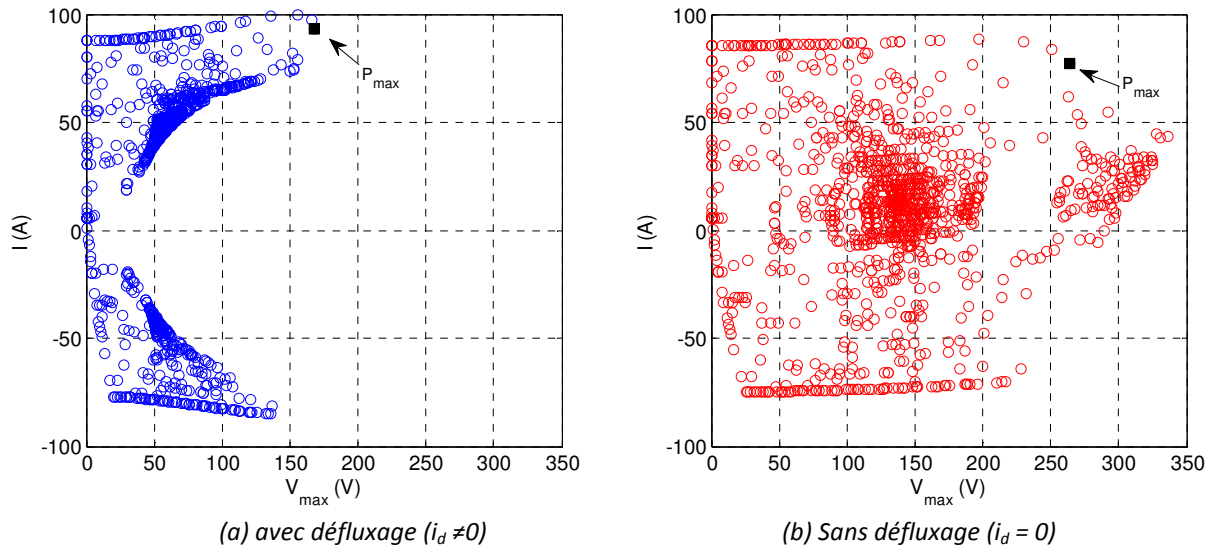


Figure 72 : Grandeurs électriques optimales avec et sans défluxage

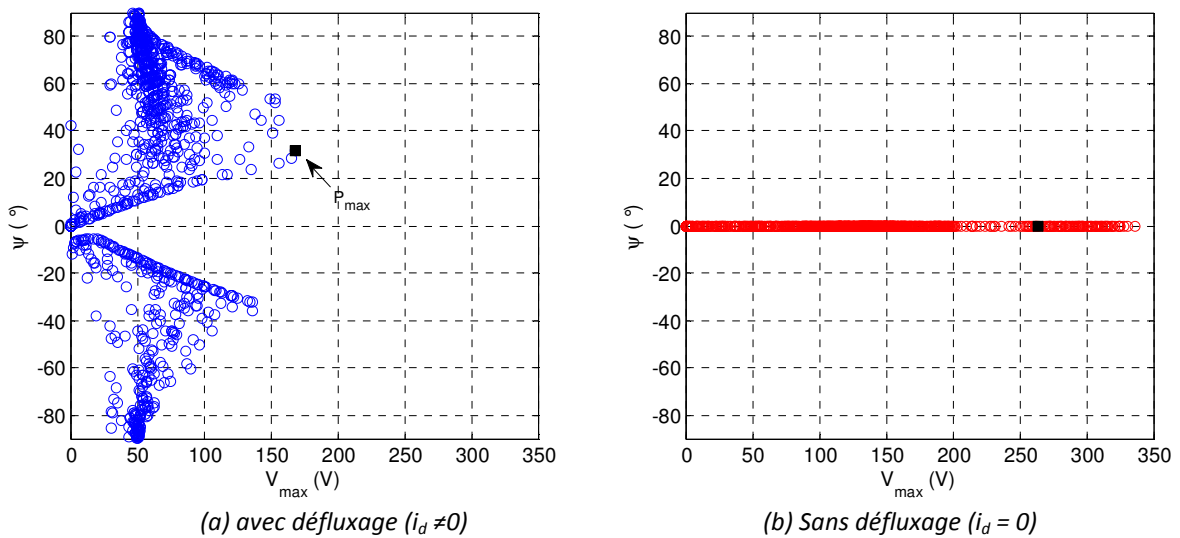


Figure 73 : Lieu des angles d'autopilotage

La Figure 75 montre l'évolution de l'induction résultante optimale pendant le cycle. Cette induction, égale en première approximation à l'induction de travail de l'aimant, reste positive donc sans risque de désaimantation (hors court-circuit à pleine vitesse).

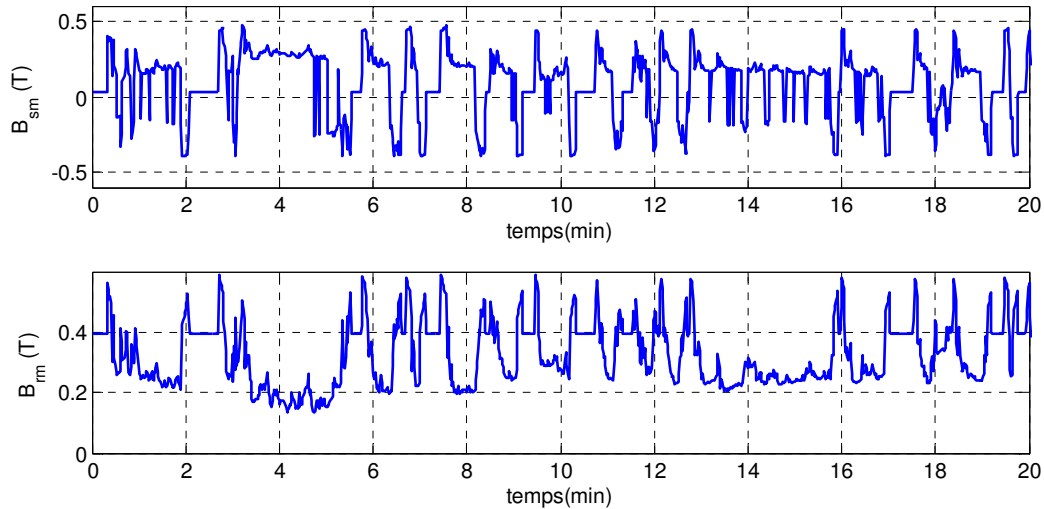


Figure 74 : Evolution des amplitudes des inductions de l'induit (B_{sm}) et résultante (B_{rm}) optimales en mode de défluxage

Les résultats montrent qu'il n'existe pas d'optimum sur la valeur du rapport de réduction g (l'optimum étant g infini). Dans la pratique et dans le cas d'un entraînement indirect, le rapport de réduction est limité par la fréquence maximale du convertisseur d'alimentation et l'accroissement des pertes mécaniques. A couple et vitesse de charge donnés, si l'augmentation d'un rapport de réduction permet de baisser les pertes électriques, dans le même temps, les pertes mécaniques augmentent. Il apparait donc un optimum qui, dans le cas de l'application présentée ici, avec des pertes extraites via la surface enveloppe de la machine, se situe entre 30 et 40 (Figure 75).

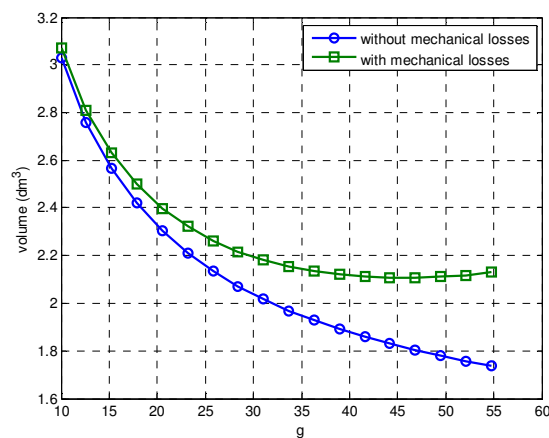


Figure 75 : Influence des pertes mécaniques sur l'optimisation du rapport de réduction g

Application 2 : Dimensionnement d'un accumulateur électromécanique d'énergie

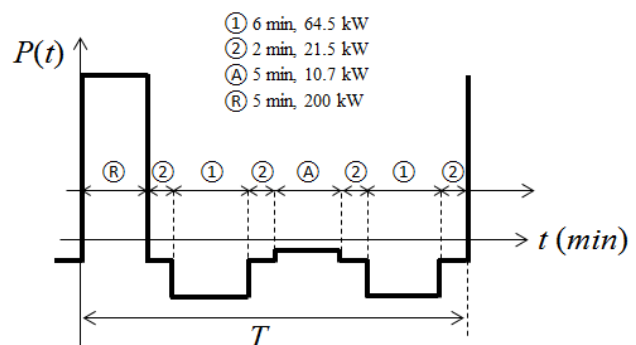
Nous présentons ici, une seconde application de notre démarche au dimensionnement d'un accumulateur électromécanique d'énergie à partir de son profil de charge/décharge. Nous avons considéré le cas de la propulsion d'un petit navire électrique (Figure 76) devant assurer des rotations sur des trajets courts. Le laboratoire ayant travaillé, dans le cadre d'un contrat et d'une thèse, sur le dimensionnement du stockage d'énergie par supercondensateurs, il nous a semblé intéressant avec J. C. Olivier, membre de l'équipe Maîtrise de l'Energie Electrique (MEE) du laboratoire, d'envisager la solution à volant d'inertie. Pour ce type d'application, le stockage électromécanique d'énergie semblait en effet a priori être une technologie compétitive en termes de coût, de fiabilité et de durée de vie [99].

Les cycles (durée d'une traversée aller et retour) sont de 30 min. Le temps de charge (t_c) à quai est de 5 min et le temps de décharge (t_d) d'une durée de la navigation est de 25 min. La puissance de charge P_c et la puissance de décharge P_d sont respectivement de 200 kW et -40 kW en moyenne, ce qui représente une énergie à fournir pour la traversée $\Delta W = 60$ MJ.

Il s'agit là d'un dimensionnement associant à la fois une machine électrique, son alimentation et le système de stockage régi par ces propres contraintes qui sont essentiellement mécaniques. Ici, nous avons pris le parti d'utiliser notre démarche d'optimisation sur cycle pour la machine et d'étudier sur l'optimisation complète de la chaîne de conversion l'influence de la profondeur de décharge (r) et du choix du matériau pour le volant d'inertie (acier ou composite). Nous avons donc utilisé notre outil comme une brique à laquelle nous avons « ajusté » le dimensionnement du convertisseur d'alimentation. Il ne s'agit donc pas, à proprement parler, d'une optimisation globale dans le sens où le modèle des pertes dans le convertisseur d'alimentation n'est pas considéré dans la minimisation des pertes. On sait toutefois, que la loi de commande optimale (avec défluxage) permet de ne pas sur-dimensionner en puissance le convertisseur d'alimentation.



(a) Navette Ar Vag Tredan



(b) Profil de puissance électrique nécessaire à la propulsion

Figure 76 : navette fluviale et profil de puissance par traversée

A. Optimisation de l'ensemble machine-volant

Pour la machine, comme pour le volant d'inertie, le choix d'une vitesse périphérique maximale est favorable à la réduction des masses. En revanche, si l'augmentation de la profondeur de décharge est favorable au dimensionnement du volant, elle est défavorable à la machine (Figure 77). Dans le

cas de l'application étudiée, on cherche avant tout à maximiser le rendement énergétique sur le cycle de fonctionnement et à minimiser le coût du système. Les coûts matières suivants ont été considérés : 7€/kg pour le cuivre, 3€/kg pour l'acier. Pour le volant, on considère les coûts suivants : 6,6 €/kg pour le Maraging 300 et 16 €/kg pour le carbone R/époxy [20],[99]. Pour le moteur générateur, le coût total est obtenu en multipliant le coût matière par un facteur de surcoût $F_c = 7$. Ce facteur permet de prendre en compte, de façon indirecte, le coût des éléments tels que : paliers, carcasse, aimants,... et du process de fabrication. Aux coûts des accessoires près (paliers, enceinte, convertisseur...), minimiser la masse de l'ensemble volant-machine revient donc à minimiser son coût.

La Figure 77, montre l'évolution du coût (coût matière corrigé) obtenu en fonction du rendement énergétique lorsque la profondeur de décharge est comprise entre 1,5 et 5 et pour une vitesse maximale de 30 000 tr/min. Pour chaque point, les machines sont optimales et calculées à partir de la méthodologie de dimensionnement sur cycle présentée au paragraphe précédent. La masse du volant d'inertie qui s'exprime par la relation (69) est directement liée à la vitesse périphérique maximale du matériau via le coefficient de contrainte k_σ ($k_\sigma = 0,4$ pour un cylindre plein), la masse volumique ρ et la contrainte \mathcal{R}_e . La fatigue due au cyclage est prise en compte par une correction d'un facteur s d'environ 0,5 pour un cylindre plein

$$M_{volant} = \frac{4 \Delta W}{V_{p\ volant}^2} \frac{r^2}{1 - r^2} \quad (69)$$

$$V_{p\ volant\ max} = \sqrt{\frac{s \mathcal{R}_e}{k_\sigma \rho}} \quad (70)$$

Matériaux	R_e (Mpa)	ρ (kg/m ³)	R_e/ρ (Wh/kg)	s (pour $r=3$)	$V_{p\ volant\ max}$ (m/s)
Maraging 300	1950	7800	69	0.54	700
Carbone R/époxy	1380	1520	250	0.65	1200

Tableau 21 : Caractéristique des matériaux pour le volant [69]

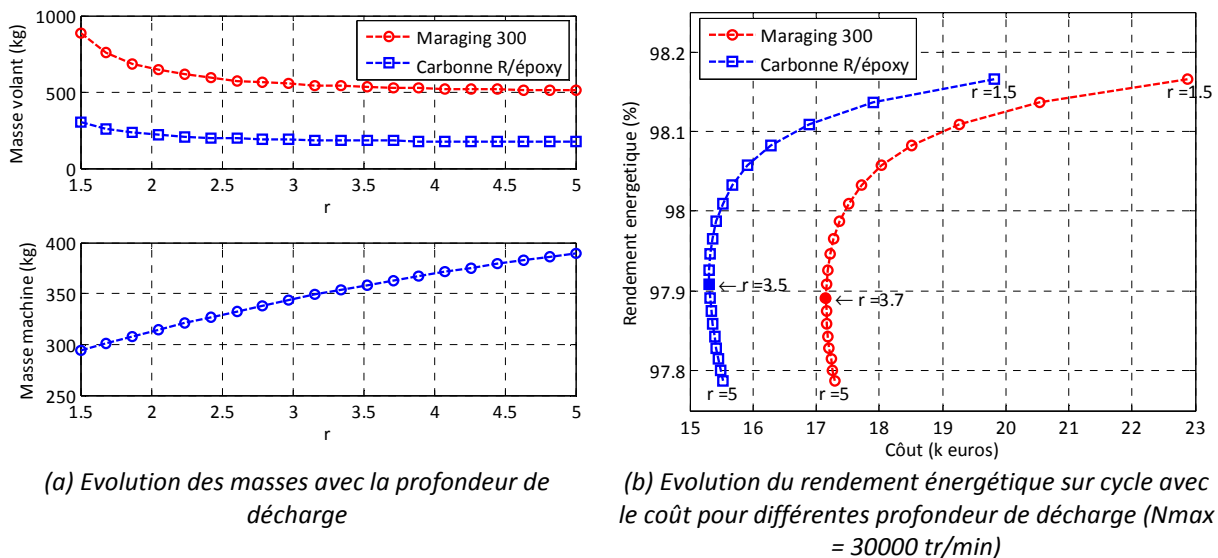


Figure 77 : optimisation de l'ensemble machine/volant d'inertie

La Figure 77 montre qu'il existe un optimum sur le coût global du système (hors prise en compte du convertisseur d'alimentation dans un premier temps). L'obtention de cet optimum et sa valeur dépendent fortement du coût du volant d'inertie (voir Figure 78). Lorsque le coût de la machine est faible devant celui du volant (valeur de F_c proche de 1), le coût total revenant au coût du volant, on limitera r à des valeurs comprises entre 3 et 4.

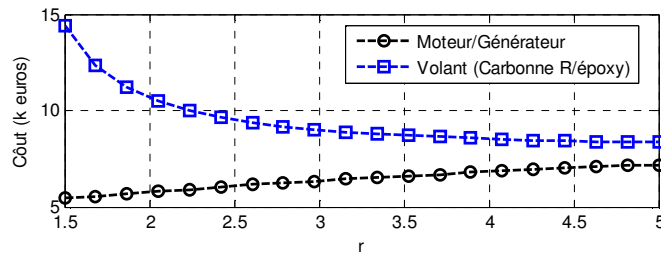


Figure 78 : Evolution des coûts avec la profondeur de décharge pour $N_{max} = 30000$ tr/min (cas d'un volant en Carbone R/épxy)

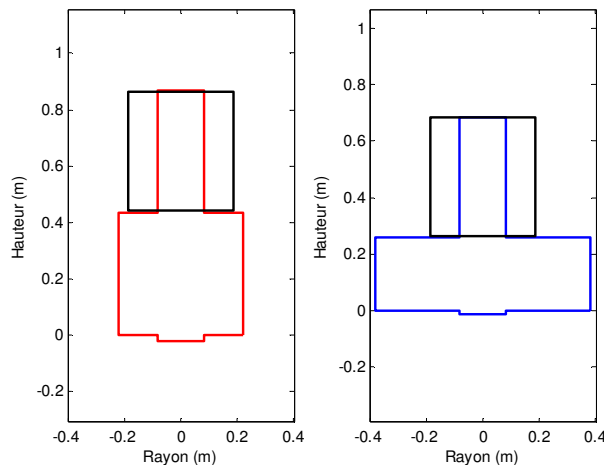


Figure 79 : géométrie des systèmes : volant acier à gauche et volant carbone R/épxy à droite)

La Figure 79 montre les géométries optimales obtenues avec les deux technologies de volants (Maraging 300 et Carbone R/épxy). Ces deux géométries ont été obtenues pour les valeurs de r qui minimisent le coût ($r = 3,7$ pour le Maraging et $3,5$ pour le carbone R/épxy).

Les résultats présentés ici sont donnés pour une vitesse maximale fixe de 30 000 tr/min. Une analyse, montre que le coût du système décroît avec cette vitesse. La prise en compte du convertisseur (coût et pertes croissantes avec la vitesse) permettrait de dégager une vitesse maximale optimale.

B. Stratégie de Commande

Dans le cas particulier du système présenté ici, caractérisé par une commande en puissance un fonctionnement à puissance constante sur une large plage de vitesse, la stratégie de pilotage revêt un intérêt particulier. La Figure 80 montre comment s'opère le défluxage au travers de l'évolution de l'angle d'autopilotage ainsi que l'évolution de la tension maximale dont on peut voir qu'elle est

maintenue quasi constante pendant les phases de fonctionnement à puissance constante. Une observation des tensions et courants d'axe d et q (Figure 81) montre que, contrairement à une commande en couple où le couple est imposé par la composante I_q pour une machine à pôles lisses, dans le cas d'une commande en puissance, on contrôlera la composante V_d . Cette propriété se montre simplement à partir de l'expression suivante :

$$P_{em} = 3 \frac{E_0}{\mathcal{L}p\Omega} (V \sin \delta) = 3 \frac{k_\phi}{\mathcal{L}p} V_d \quad (71)$$

Où le rapport E_0/Ω est constant pour une machine à pôles lisses et où le terme $V \sin \delta$ représente la composante V_d .

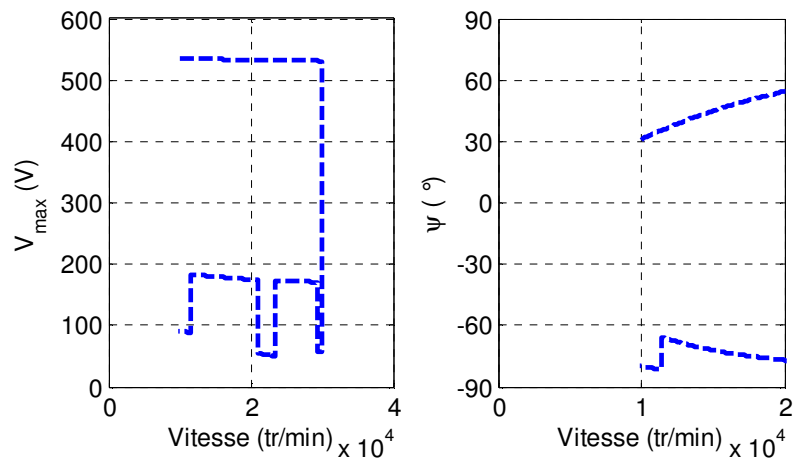


Figure 80 : Evolutions de la tension maximale et de l'angle d'autopilotage pendant le cycle

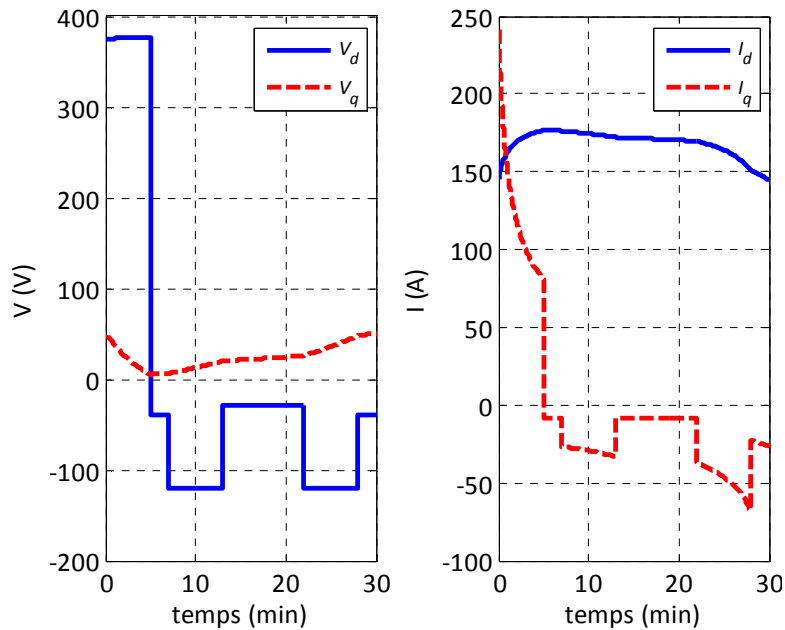


Figure 81 : Evolutions des composantes optimales des tensions et courants dans le plan d - q pendant le cycle

C. Optimisation technico-économique de l'ensemble avec le convertisseur

Par optimisation technico-économique, nous entendons ici la recherche de solutions minimisant le coût d'acquisition (machine + volant + convertisseur d'alimentation) auquel nous ajoutons le coût d'exploitation sur la durée de vie du système. Hors coûts de maintenance, ce dernier se ramène au coût de l'énergie perdue. Un coût d'électricité constant de 10 c€/kWh sur une durée de vie de 20 ans a été considéré.

Concernant la modélisation du convertisseur d'alimentation, les caractéristiques comme le calibre tension par exemple, sont de nature discontinue. Afin de garder un formalisme homogène et une démarche générale d'optimisation, nous avons établi des courbes de tendance à partir des données constructeurs [99]. Quant au coût du convertisseur d'alimentation, lui aussi est formulé à partir de la compilation de différentes sources (publications et données constructeurs).

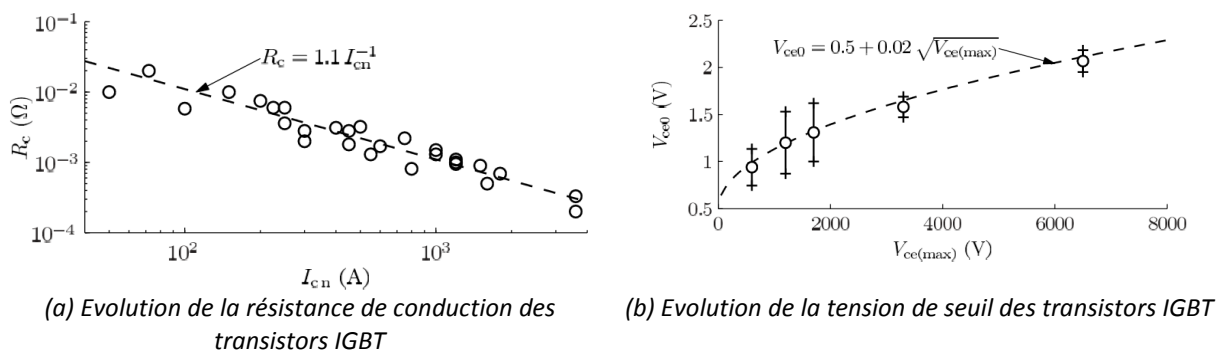


Figure 82 : Exemples d'effets d'échelles et lois de dimensionnements des convertisseurs statiques obtenus à partir des données constructeurs

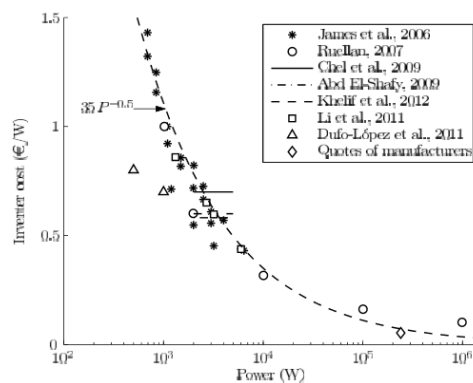
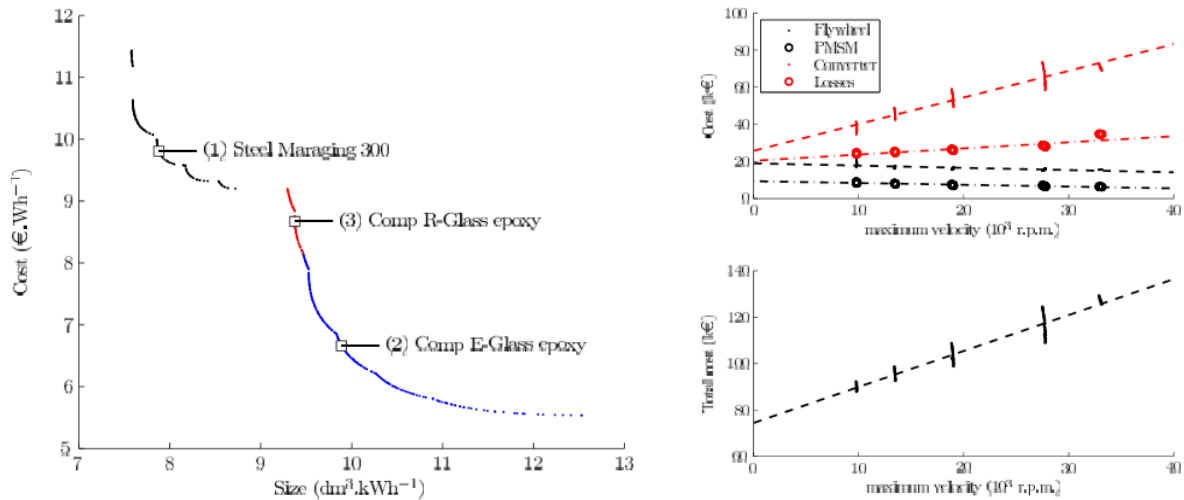


Figure 83 : Evaluation du coût des convertisseurs d'alimentation à IGBT avec la puissance

Cette fois ci, l'optimisation est réalisée à l'aide d'un algorithme d'optimisation associant les modèles de pertes moyennées sur le cycle et les fonctions coûts. Il s'agit d'une optimisation bi-objectifs avec minimisation du coût (achat et exploitation) et du volume (machine + volant). Les variables d'optimisation sont : la pulsation maximale (Ω_{max}), l'inertie (J) et le nombre de spires de la machine (n_s). Le résultat, présenté Figure 84, présente le front de Pareto obtenu. Il montre clairement les compromis entre coût et volume. Enfin, il est possible d'observer qu'il existe désormais (ce n'était pas le cas pour la machine et le volant optimisés seuls) une vitesse maximale optimale qui

peut être différente selon les matériaux considérés. Si le coût de la machine et du volant décroissent avec Ω_{max} , en revanche il augmente pour le convertisseur d'alimentation (Figure 84 (b)).



(a) Front de Pareto avec trois matériaux de volant

(b) Sensibilité du coût total avec la vitesse maximale

Figure 84 : Résultat d'optimisation

In fine, les solutions trouvées permettent d'effectuer une comparaison avec la technologie actuelle avec stockage par supercapacités [99]. A capacité de stockage et durée de vie identiques, la solution à volant d'inertie semble nettement plus compétitive (cf. Tableau 22) à la fois en terme de coût et de masse, même si le surcoût lié à l'utilisation d'une enceinte de sécurité, toujours difficile à évaluer, n'a pas été chiffré dans notre bilan.

	Coût total (k€)	Volume (m ³)	Masse (kg)
Supercapacités	650	5	4000
Volant d'inertie (solution 2)	106	0,16	500

Tableau 22 : Comparaison entre solutions à stockages supercapacitif et inertiel

Conclusion sur l'optimisation sur cycle

Les résultats présentés ici, constituent la première étape d'un objectif visant l'optimisation complète de la chaîne de conversion associant la machine et son convertisseur d'alimentation. Contrairement aux travaux présentés dans la littérature, où la commande et le mode de défluxage sont fixés selon les règles classiques (défluxage uniquement au-delà de la vitesse de base), la méthodologie d'optimisation issue de nos travaux combine à la fois l'optimisation de la géométrie de la machine et de ses grandeurs de commande. Il en résulte, pour un cycle de fonctionnement donné, en plus d'une contrainte en tension réduite sur le convertisseur d'alimentation, des pertes et un volume plus faibles, ainsi qu'un mode de commande non conventionnel puisque le défluxage est optimisé pour tous les points de fonctionnement. Dès lors, c'est toute la stratégie de pilotage qu'il faut reconsidérer (la vitesse de base n'est plus définie).

Les optimisations menées sur la machine seule montrent, d'autre part, que le rapport L/R optimum doit être le plus petit possible (cf. eq. (58)), conduisant à des machines discoïdes. Là encore, la prise en compte du convertisseur d'alimentation dans l'étape d'optimisation permettra de converger vers un rapport L/R puisque réduire de rapport augmente la force magnétomotrice.

On sait que les machines à pôles saillants se défluxent mieux et avec un meilleur facteur de puissance que les machines à aimants montés en surface, les rendant a priori plus performantes pour des fonctionnements sur cycle. La démarche d'optimisation que nous avons établie, de par sa formulation, permet d'envisager une généralisation à ces machines. La clef de cette optimisation réside en effet essentiellement dans la séparation du problème en deux temps indépendamment du type de machine : la recherche des grandeurs de commande optimale d'abord, l'optimisation de géométrie ensuite. De ce fait, l'algorithme d'optimisation que nous sommes obligés d'utiliser lors de la seconde étape n'a pas à optimiser les profils $F_s(t)$ et $\psi(t)$ ce qui rend le calcul possible avec un temps très réduit (quelques minutes au pire).

On n'oubliera pas cependant d'étudier l'impact des pertes dans les aimants sur l'optimisation. Considérer sans perte, actuellement, le dimensionnement du rotor est toujours ramené, à la seule grandeur B_{fm} . Le choix et le dimensionnement des aimants peuvent donc être réalisés séparément. On devra aussi veiller à prendre en considération le risque de désaimantation particulièrement sensible dans le cas des machines à aimants montés en surface que nous avons considérés (machines à pôles lisses).

Conclusion, perspectives et projet

La conception des machines électriques recouvre un spectre très large, allant des activités « purement » modélisations aux activités « purement » systèmes. En tant que chercheurs dans ce domaine, nous sommes donc amenés à prendre des directions dont le choix résulte d'un processus loin d'être simple et linéaire. In fine, le cheminement de chacun résulte de sa propre expérience et sensibilité tout en tenant compte d'un contexte industriel, politique et académique sur la base duquel le laboratoire doit se positionner. Il n'est donc pas toujours facile de trouver un fil conducteur à l'ensemble des travaux effectués. La mise en perspective de ces travaux qu'impose la rédaction de ce type de document demeure donc de ce point de vue un exercice intéressant. J'ai souhaité, tout au long de ces pages, retranscrire à la fois l'expérience qui a été la mienne au sein du laboratoire IREENA et mettre en avant les idées maîtresses et porteuses, sur la base desquelles je vais pouvoir m'appuyer à l'avenir. Je présenterai donc dans cette conclusion les perspectives possibles que j'envisage pour moi-même et pour le laboratoire.

Les machines à couplage harmonique

Le travail, pour lequel Nassim Bekka a fourni un gros effort de méthode et d'analyse, nous a permis de voir cette famille de machines sous un éclairage nouveau. Avec l'expérience acquise et le recul, il semble évident que les deux techniques, dites passive et active (§ III.2), ne sont que deux solutions d'un même problème et qu'elles auraient pu, toutes les deux, s'obtenir par une formulation plus générale du problème d'optimisation. En effet, dans notre formulation du problème dit passif, nous avons considéré des bobines, certes avec des nombres de spires variables, mais avec des courants identiques comme c'est le cas lorsque le bobinage est alimenté par une seule source et que toutes les spires sont en série. Reformuler le problème d'optimisation avec des courants et des phases variables devrait donc, non seulement nous permettre de retrouver le bobinage de la technique active, mais aussi de trouver peut être de nouveaux bobinages.

Le choix du rang de l'harmonique de travail et de la vitesse de rotation devront également faire l'objet d'une étude complémentaire. Le choix du rang 5 a été pris comme étant, a priori, le meilleur mais on ne pourra faire l'économie à l'avenir d'une étude du rang 7 voir des rangs supérieurs qui permettraient d'approcher la fréquence optimale de conversion en fonction de la vitesse de rotation. Le cahier des charges sur la base duquel Nassim Bekka a travaillé imposait une vitesse de rotation relativement basse (50 tr/min). A ces niveaux de vitesse, donc de fréquence, les pertes magnétiques dans les aimants restent suffisamment faibles pour qu'on puisse les négliger (inférieures au %). Or on sait que l'utilisation d'un bobinage fractionnaire peut être judicieux pour des vitesses supérieures, jusqu'à quelques centaines de tours par minute. A ces vitesses « intermédiaires », pour les bobinages issus de nos optimisations, l'élimination totale ou partielle des sous harmoniques générateurs de pertes dans les aimants devient une propriété intéressante et laisse présager des rendements meilleurs.

Enfin, nos études sur ces machines restent malgré tout théoriques. Actuellement, nous exploitons l'expérience d'autres laboratoires en utilisant leurs résultats expérimentaux pour valider nos modèles de dimensionnement et nos optimisations. La réalisation d'un banc d'essais issu directement de nos dimensionnements permettrait au laboratoire d'affirmer son expertise sur le sujet et de valoriser ses travaux.

Les machines à fort couple massique

Sur un plan plus général et concernant le dimensionnement des structures de conversion « classiques » à bobinage à pas entiers, la démarche générale d'optimisation présentée dans ce document et appliquée au cas des machines rapides (§ III.1.1) est tout à fait adaptable. Nous avons vu comment, sur la base d'une modélisation au premier harmonique et sans gestion de la contrainte de saturation, la maximisation du couple massique d'une machine à pôles lisses permettait de retrouver la tendance observées sur le couple massique (Figure 46) des machines existantes. En poussant un peu plus loin nos réflexions sur le sujet, il s'avère que la contrainte de saturation peut être prise en considération en imposant simplement l'induction dans la culasse statorique à son niveau de saturation. A très basse vitesse, les pertes magnétiques peuvent être négligées et le couple massique est maximisé par augmentation du nombre de paires de pôles jusqu'à atteindre l'épaisseur minimale possible de la culasse. Notons qu'on retrouve alors, dans la formulation analytique obtenue, la tendance observée par l'utilisation des lois de similitudes, à savoir un couple en $\ell^{*3,5}$ (Figure 85).

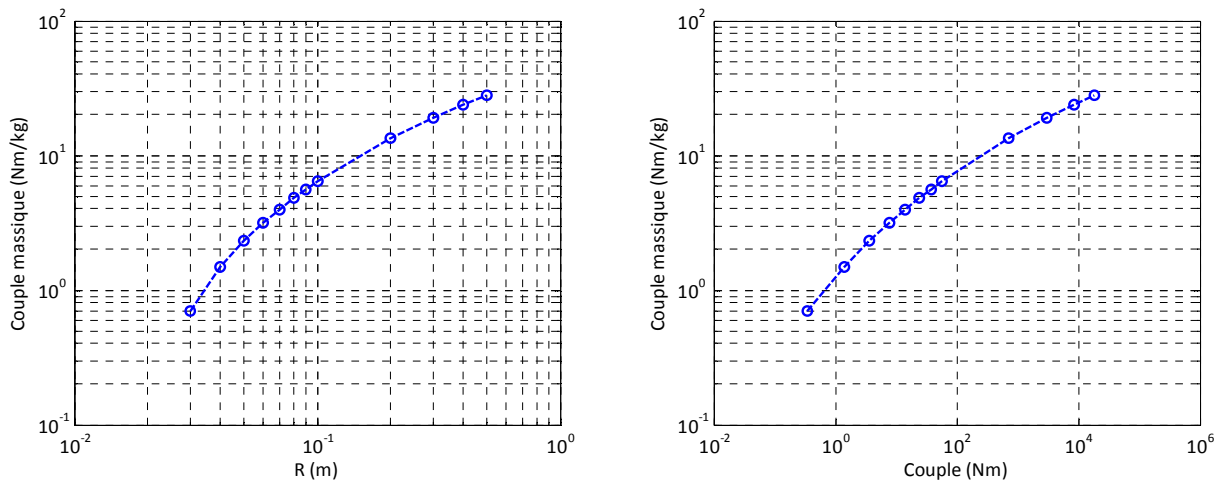


Figure 85 : Evolution des performances théoriques optimales de machines fort couple très basses vitesses (convection naturelle et rapport $L/R = 0,5$)

Dès lors, il est tout à fait possible d'envisager l'optimisation sur cycle de ces machines, sur le même principe que celui présenté pour l'étude des machines rapides. Par exemple, le cas d'une génératrice à attaque directe pour hydrolienne, caractérisée par des cycles de fonctionnement complètement déterministes, est une application intéressante pour laquelle nos outils sont bien adaptés. Le cyclage thermique, critique pour ce type d'application où les constantes de temps thermiques des machines sont proches de la période des courants marins (6 heures environ), est a

priori intégrable dans la formulation du problème d'optimisation. La solution étant déterministe, la connaissance du profil de pertes optimum calculé sur la base d'une géométrie et d'une commande optimales permet en effet de calculer le profil de température, via l'utilisation d'un modèle thermique adapté.

Entraînement direct ou via un réducteur/multiplicateur de vitesse ?

Lors de nos travaux sur le dimensionnement des machines rapides appliqués au dimensionnement d'une visseuse électrique, nous avons montré comment prendre en compte le réducteur de vitesse. Nous n'avons toutefois pas intégré dans cette étude la masse de ce dernier dans le bilan volumique et massique de la chaîne de conversion. Si cette hypothèse se justifie pour une machine-outil de petite puissance, elle ne pourrait en revanche plus être appliquée au cas des applications de forte puissance où la masse du réducteur/multiplicateur peut être supérieure à celle de la machine. Dans les éoliennes de forte puissance, par exemple, on trouve soit des génératrices lentes (quelques dizaines de tr/min) avec attaque directe, soit des génératrices « rapides » (quelques milliers de tr/min) avec multiplicateur de vitesse. Comment est-on parvenu à ces choix ? Existe-t-il un rapport de réduction optimum qui minimiserait la masse de l'ensemble ? La formulation analytique du problème d'optimisation telle que nous pourrions la proposer permettrait de mener sur ce sujet une étude intéressante et générique.

Les machines à forte puissance volumique

Nos travaux dans le domaine des machines rapides, nous ont conduit à la fois à la réalisation d'un banc d'essais (étude limitée aux machines seules) et au dimensionnement de systèmes complets (véhicule automobile, accumulateur électromécanique d'énergie,...) associant plusieurs composantes (réducteur, convertisseur...) pour des fonctionnements sur cycle. Ces travaux s'appuient sur une modélisation analytique, présentée au chapitre II, relativement fiable et robuste qui nous permet de réaliser un pré-dimensionnement quelle que soit l'application (fonctionnement sur cycle ou non, avec ou sans réaction d'induit, avec ou sans défluxage). En cela nous disposons aujourd'hui d'un outil relativement puissant et formulé de façon à le rendre évolutif ce qui devrait nous permettre de continuer à progresser dans ce domaine. A ce point de nos travaux, plusieurs pistes sont donc possibles.

En premier lieu, nous savons qu'une étude harmonique avec correction du modèle de pertes reste à faire. Actuellement, nous corrigeons le modèle de pertes fer par un facteur multiplicateur η_d de valeur constante mais il conviendra à l'avenir d'affiner cette correction par une étude combinée des harmoniques d'espace et de temps. Nous négligeons d'autre part les pertes magnétiques dans les aimants. Notre hypothèse repose sur le fait que, d'une part nous limitons notre étude au premier harmonique en supposant un bobinage soigné et une alimentation sinus, et d'autre part que nos machines possèdent, par construction, des entrefers magnétiques relativement importants conduisant à des variations faibles d'induction dans les aimants par effet de denture. Si ce choix d'entrefer important n'est pas un problème pour nos dimensionnements puisque les inductions optimales sont relativement basses, en revanche il devient problématique et contradictoire avec

l'obtention de machines facilement défluxables. Dès lors, nous pourrions difficilement faire à l'avenir l'économie d'une prise en compte des pertes dans les aimants. Il semble à ce jour peu probable que nous puissions intégrer simplement ces pertes dans notre formulation analytique. Compte tenu de la difficulté de ce travail, il conviendra dans un premier temps d'estimer le niveau de ces pertes par rapport aux autres pertes puis d'analyser la sensibilité de ces pertes vis-à-vis des paramètres d'optimisation. On s'attachera également à appliquer les techniques qui permettent de réduire ces pertes comme la segmentation des aimants par exemple.

Vis-à-vis de la stratégie de pilotage, nous savons actuellement optimiser les grandeurs de commande (courant et défluxage) mais il est tout à fait envisageable qu'un autre optimum, théoriquement moins bon, s'avère dans la pratique plus réaliste. On peut en effet légitimement remettre en cause une loi de commande optimale calculée sur la base de paramètres très incertains tels que la résistivité du cuivre ou les coefficients de pertes fer... Par exemple, la commande à $i_d = 0$ présente l'avantage d'imposer réellement un fonctionnement à flux croisés pour les machines à pôles lisses, quelle que soient la précision des modèles de dimensionnement. Il semble donc intéressant d'envisager une commande plus « robuste » qu'on intégrerait dès la phase d'optimisation. A ce sujet, et au vue de nos observations, les machines optimisées présentent un niveau d'induction résultante dans l'entrefer (somme du champ produit par les aimants et les bobinages) relativement stable pendant la durée du cycle. Une commande à flux constant donc en V/f constant pourrait donc être une commande à retenir, comme certains travaux l'ont déjà proposée [100],[139]. Sinon, une autre voie à envisager, consisterait à étudier une commande adaptative qui rechercherait en ligne les paramètres optimaux. Ces travaux, menés actuellement en collaboration avec l'équipe MEE du laboratoire, permettraient d'ajouter une transversalité entre deux domaines de cultures très différentes.

Différents modes d'alimentation (MLI, pleine onde,...) devront être également envisagés. Si nous avons posé les bases théoriques d'un dimensionnement, nous devons désormais l'adapter aux contraintes de la pratique. La prise en compte du convertisseur d'alimentation dans la méthodologie d'optimisation reste donc un travail important à faire. Actuellement, le « couplage » entre la machine et son convertisseur s'effectue par l'optimisation du défluxage et du nombre de spires. Nous avons pu constater que le défluxage, lorsqu'il est optimisé, permet à la fois de réduire les pertes dans la machine et de réduire la contrainte en tension sur le convertisseur d'alimentation. Toutefois, ce gain ne doit pas se traduire par des pertes supplémentaires dans les composants semi-conducteurs. Il conviendra donc, en premier lieu, de calculer ces pertes par l'utilisation d'un modèle de pertes par conduction et par commutation. Cette étude devra être menée tout en considérant différentes techniques de modulation comme la quasi pleine onde pour les fonctionnements proches de la puissance maximale. A ce stade, le modèle à réseau de réluctances de la machine présenté § II.1.2, pourra s'avérer utile. L'utilisation d'une approche circuit avec possibilité d'intégrer relativement simplement le couplage magnétique/électrique en fait un outil bien adapté pour ce type d'étude. On comparera également le bilan global des pertes obtenues en régime de défluxage optimisé (défluxage permanent obtenu par notre optimisation) avec les pertes obtenues à partir de la stratégie de défluxage classique, celle qui consiste à défluxer au-delà seulement de la vitesse de base.

Actuellement donc, toutes les pertes de la chaîne de conversion ne sont pas considérées dans nos optimisations. Il conviendra donc de mener un travail sur la prise en compte des pertes dans le convertisseur d'alimentation dans le processus d'optimisation. Quelles que soient les pertes dans ce convertisseur, les paramètres de commande ($F_s(t)$ et $\psi(t)$) minimisant les pertes de la machine s'obtiennent toujours de façon séparée et avant l'optimisation de la géométrie conduisant au résultat présenté eq. (64) et (65). Rien n'empêche donc d'ajouter le modèle de pertes dans les semi-conducteurs lors de cette la seconde étape. Ce raisonnement n'est valable toutefois que si l'optimum global est obtenu pour une commande à pertes minimales dans la machine. Or il n'est pas certain que ce postulat soit vrai. Est-il envisageable que l'optimisation globale de la chaîne, sur le critère de la minimisation des pertes, conduise à une commande optimale de la machine dégradée pour permettre un rendement meilleur du convertisseur d'alimentation et un bilan global amélioré ? Dans ce cas, il faudrait intégrer le modèle de pertes par conduction et par commutation dès la recherche des paramètres de commande optimaux.

Nous avons considéré, lors de nos optimisations sur cycle, le cas d'un régime thermique permanent avec l'hypothèse d'une température constante. Cette hypothèse simplificatrice permet alors de ramener le problème thermique à une étude simple puisqu'alors l'élévation de température est produite par la valeur moyenne des pertes sur le cycle. Or cette hypothèse simplificatrice peut conduire à un surdimensionnement ou un sous dimensionnement selon les cas. Il nous faudra donc considérer le cyclage thermique dans nos optimisations. A ce jour, peu de références intègrent, dès l'optimisation, la gestion du cyclage thermique. L'étude thermique avec prise en compte du régime transitoire étant généralement menée après coup et sur la base d'une loi de commande non optimale. Or, là encore, grâce à la manière dont nous avons posé le problème d'optimisation la prise en compte du transitoire thermique est possible. En effet, à partir de moment où nous optimisons en même temps que la machine le profil de commande, il est alors possible de calculer l'évolution de la température pendant le cycle via l'expression des pertes et l'utilisation d'un modèle thermique avec capacité thermique. Une première étude sur ce sujet, basée sur l'utilisation d'un modèle thermique d'ordre 1 (avec une seule capacité thermique) a permis de calculer après coup l'évolution de la température pour le cas du véhicule électrique (§ III.3.6) par exemple. La figure Figure 86 montre le cas d'un fonctionnement continu du véhicule pour une utilisation sur une durée de 7 heures environ (cycle UDDS reproduit 20 fois).

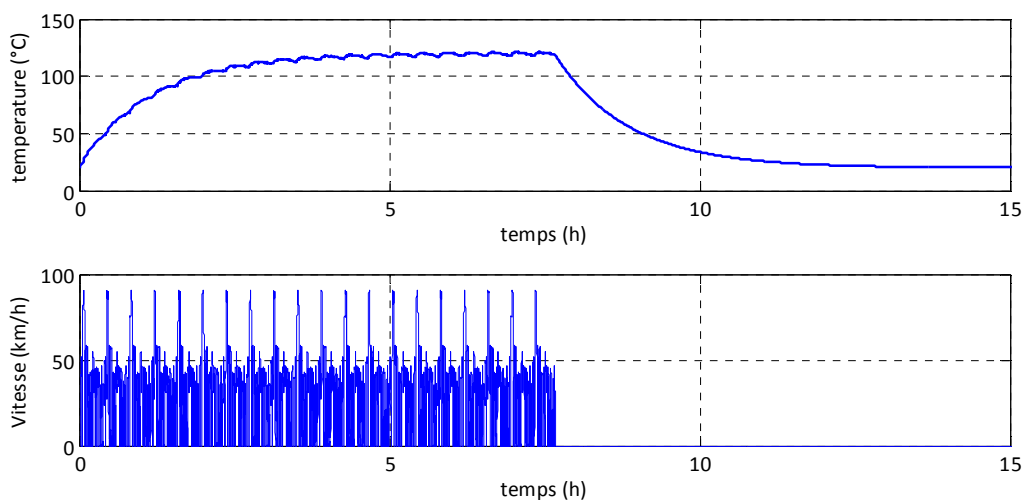


Figure 86 : Optimisation d'un véhicule électrique et évolution de la température avec fonctionnement en régime thermique établi

On observe dans ce cas l'évolution de la température reconstruite en fonction du temps avec, en régime permanent, une température moyenne produite par la moyenne des pertes correspondant à la température maximale spécifiée par la contrainte thermique. Les fluctuations faibles (dues aux fluctuations des pertes) autour de la valeur moyenne finale valident alors l'hypothèse de départ d'un régime thermique permanent constant. Or, il est assez peu réaliste qu'un véhicule électrique en milieu urbain fonctionne sur une telle durée. Pour une utilisation par intermittence d'une heure par exemple, la machine dimensionnée pour une élévation en température de 100°C sur la base d'un régime permanent, présente une élévation de température de 61°C seulement (Figure 87). Dès lors, deux stratégies sont possibles. Soit réduire le volume de la machine soit, maintenir le volume et gagner en rendement.

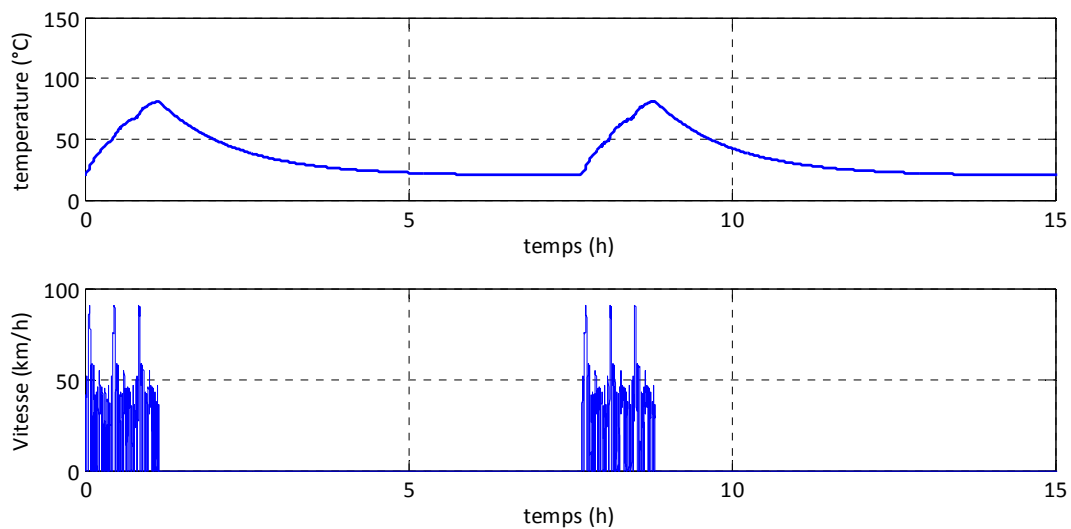


Figure 87 : Optimisation d'un véhicule électrique et évolution de la température avec fonctionnement en régime thermique intermittent

Vers une généralisation de la démarche d'optimisation

La méthodologie d'optimisation par une approche analytique que nous avons construite au fil des années, des encadrements de thèses et des contrats, a montré son utilité et son efficacité. La formulation ainsi proposée a permis de résoudre la problématique du dimensionnement sur cycle par une approche déterministe (ou quasi déterministe), là où les méthodes classiques s'appuient sur une approche statistique. Cette résolution repose sur une opération clef, la recherche en amont, donc de façon découplée, des paramètres de commande (F_s et ψ) qui minimisent les pertes à couple et vitesse donnés. Si le couple et la vitesse sont des fonctions du temps, alors les fonctions $F_s(t)$ et $\psi(t)$ obtenues représentent les profils qui minimiseront l'énergie perdue sur l'ensemble du cycle de fonctionnement. Cette énergie, une fois exprimée en fonction des seules paramètres géométriques et de l'induction d'entrefer créée par les aimants peut être facilement minimisée dans un second temps, dans la mesure où les variables d'optimisation sont indépendantes du temps. Dans le cas des machines rapides avec entrefer constant, la première étape (optimisation de la commande) peut être résolue de manière analytique à condition toutefois d'utiliser un modèle de pertes fer en $k.B^2$. Pour

le modèle de Bertotti, avec un terme de pertes en $B^{3/2}$, il n'y a pas de formulation analytique simple, toutefois une résolution par outil numérique (mathematica par exemple) est tout à fait possible. Au-delà de cette remarque, et sur un plan plus général, si le principe d'une recherche séparée des paramètres de commande et de la géométrie est applicable à toutes les formes de modèle, alors une généralisation de la méthode au cas des machines avec saillance est à envisager. On sait que ces machines, plus naturellement défluxables, permettent l'obtention de meilleurs facteurs de puissance par rapport aux machines à pôles lisses.

J'ai donc présenté ici les quelques pistes qui me semblent intéressantes et pertinentes, à la lumière de mon expérience et du contexte, qu'il soit industriel, sociétal ou politique. Ne constituant en rien un horizon indépassable, elles représentent davantage des jalons clairs et accessibles qui nous permettront d'avancer sereinement. Elles n'excluent donc pas l'exploration d'autres voies au gré des appels à projet, sollicitations et rencontres. A l'avenir, les financements de thèses passeront probablement de plus en plus par des appels à projets dont les thématiques et les contraintes nous imposeront d'être flexibles et réactifs. L'émergence d'applications « nouvelles » d'autre part, comme récemment l'exploitation des énergies marines, offre régulièrement l'occasion de réorienter nos travaux. Par exemple, dans le contexte d'une exploitation croissante des énergies renouvelables, la problématique du stockage d'énergie longue durée devra nécessairement faire partie des thématiques importantes. A ce jour, il existe déjà quelques centrales de stockage inertiel (20 MW-5MWh dans l'état de New-York aux Etats-Unis). Il me semble donc important pour notre laboratoire de continuer à travailler sur ce sujet.

* *

Le travail de synthèse arrivant à son terme m'incite naturellement aux réflexions de nature plus personnelles. Malgré des activités très différentes les unes des autres et des périodes plus ou moins fastes, j'arrive à penser que ce chemin parcouru, aussi modeste soit-il, possède sa cohérence comme si le premier sillon tracé dans mes jeunes années de chercheur avaient dû immanquablement me conduire au point où je suis parvenu aujourd'hui. Lorsque j'ai commencé ma carrière de Maître de Conférences, au-delà des problématiques du quotidien et des figures imposées propres à chaque laboratoire, j'avais l'ambition de résoudre certains problèmes récurrents de la conception des machines électriques. Peut-on, doit-on parler de machines hautes fréquences ? Peut-on et doit-on chercher à comprendre le sens d'une optimisation réalisée par un outil numérique ? Comment parvenir à une formulation de l'optimisation sur cycle des machines électriques autrement que par une approche statistique ? Si je suis parvenu à résoudre certains de ces problèmes et que j'en ai résolu d'autres plus complexes, c'est avant tout grâce à la liberté qu'offre le métier d'enseignant-chercheur. Malgré tout et malgré la satisfaction d'avoir su trouver des réponses à des questions que je jugeais importantes au départ, je dois reconnaître toute la modestie de cette contribution à l'arrivée, comme si finalement, la solution aux problèmes posés était évidente. Mais n'est-ce pas là l'essence même de la recherche ? Et puis l'essentiel réside toujours dans les principes et la formulation des problèmes. Nous travaillons aujourd'hui avec des méthodes et des outils qui seront

amenés très vite à être remplacés par d'autres plus performants. Quels que soit les apports que nous offrons à notre communauté scientifique, il convient donc de rester modeste quant à leur impact sur le long terme. Je doute en effet qu'on cite mes travaux, aussi originaux soient-ils, encore longtemps après leur publication. En revanche, les échanges qu'induisent nos activités de recherche au quotidien, qu'il s'agisse de la formation des jeunes, des relations avec d'autres laboratoires ou avec les entreprises du secteur industriel participant au développement et à la croissance de la science, de l'enseignement et plus largement de la société. Pour conclure, je terminerai donc par ce qui, au final est peut-être le plus important et mériterait d'avantage d'efforts dans le contexte actuel : la transmission de notre savoir par l'encadrement et l'enseignement. Sur ce dernier point, j'ai vu ces toutes dernières années arriver une génération d'étudiants dont les codes et les modes d'apprentissage me sont complètement étrangers. Bien sûr, la disparition de l'enseignement de l'électricité au lycée explique en partie ce décalage mais ce manque n'explique pas tout. C'est donc à d'autres modes d'apprentissage qu'il nous faut impérativement réfléchir. Je ne pense pas personnellement que les nouvelles technologies soient la solution bien qu'elles soient très tendances dans les couloirs de nos universités et de nos ministères. L'utilisation de la vidéo, les mooc (en français : cours en ligne ouvert et massif) et autres e-learning sont bien sûr des supports intéressants mais ils participent encore un peu plus à la dématérialisation massive de notre quotidien. Or, le génie électrique et les sciences pour l'ingénieur en général sont des disciplines dont la maîtrise s'acquiert en salle de travaux pratiques. Aucun cours magistral et a fortiori aucun « cours en ligne » n'apprendront la pratique des sciences. Rappelons que la vocation première d'un IUT est la formation scientifique par la technologie et l'expérimentation. Or nous avons vu très récemment (les réformes du baccalauréat sont à cet égard très perceptibles) une transformation du mode d'apprentissage de nos étudiants. A l'origine, les travaux pratiques étaient une aide permettant l'assimilation de la théorie. Désormais, ce mécanisme ne fonctionne plus. Je crois également qu'en matière d'apprentissage le temps perdu ne se rattrape pas. Nous demandons aujourd'hui à nos étudiants d'assimiler en un semestre ce que nous même avons assimilés pendant nos trois années de lycée, patiemment, avec méthode et rigueur. Les prochains programmes pédagogiques, décidés sur le plan national, devront intégrer ces changements sous peine de voir nos disciplines délaissées. Tout ceci, je le crains, ne constitue pas un projet d'enseignement bien novateur et original, rien que nos universités souhaiteraient promouvoir, mais il faut être lucide et honnête. La solution consisterait à réduire encore la part de technologie et d'expérimentation de nos enseignements. Je crois au contraire qu'un apprentissage axé davantage sur l'expérimentation reste la clef du problème.

Références

- [1] **Aglén O., Andersson A.**, « Thermal analysis of a high-speed generator », *Industry Applications Conference, 38th IAS Annual Meeting*, 12-16 Oct. 2003, Salt Lake City, UT, USA.
- [2] **Alhasan R.**, « Etude et réalisation d'une nouvelle structure d'un moteur synchrone supraconducteur », Thèse de doctorat du laboratoire GREEN, soutenue le 24 février 2015.
- [3] **Allias J.-F.**, « Dimensionnement d'un actionneur pour organe de pilotage à entraînement direct avec redondance passive magnétique », Thèse de doctorat de l'INP de Toulouse, soutenue le 30 novembre 2015. http://oatao.univ-toulouse.fr/15101/1/Allias_JeanFrancois_INPT.pdf
- [4] **Allied Motion Technologie** : http://www.alliedmotion.com/torquemotor/torque_frameless_mf/index.html.
- [5] **Ammar A.**, « Modélisation et Optimisation d'un Générateur Synchrone à Double Excitation de Forte Puissance », Thèse du laboratoire L2EP soutenue le 28 juin 2014.
- [6] **Andreux R.**, « Modélisation et optimisation des démarreurs à inducteur bobiné pour l'application « Stop-Start » ou micro-hybride », Thèse de doctorat du laboratoire GREEN, soutenue le 19 février 2013.
- [7] **Aubry, J., Ahmed, H.B., Multon, B.**, « Sizing Optimization Methodology of a Surface Permanent Magnet Machine-Converter System Over a Torque-Speed Operating Profile: Application to a Wave Energy Converter», *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 59, Issue: 5.
- [8] **Assaad B.**, « Contribution à la prise en compte des aspects thermiques des machines électriques dans un environnement mécatronique », Thèse de doctorat du laboratoire LEC (Compiègne), soutenue le 11 décembre 2015.
- [9] **Baumgartner, T. Burkart, R.M., Kolar, J.W.**, « Analysis and Design of a 300-W 500 000-r/min Slotless Self-Bearing Permanent-Magnet Motor », *IEEE trans. On Industrial Electronics*, Vol. 61 Issue : 8, aug. 2014.
- [10] **Bazhar S.**, « Modélisation, Optimisation en vue du dimensionnement d'une nouvelle structure de démarreur à griffes pour les véhicules « micro-hybrides » », Thèse de doctorat du laboratoire GREEN, soutenue le 12 juillet 2017.
- [11] **Beaulieu P.**, « Alternateur discal à grande vitesse périphérique », DRET, oct. 89.
- [12] **Bekka N., Trichet D., Bernard N., Zaïm M. E. H.**, « Application of phase shifting technique for reducing the MMF space harmonics of tooth concentrated windings », *Revue Electric Power Components and Systems*, Vol. 44, Issue : 15, 2016.
- [13] **Bekka N., Zaïm M. E. H., Bernard N., Trichet D.**, « A Novel Methodology for Optimal Design of Fractional Slot with Concentrated Windings », *IEEE trans. on Energy Conversion*, Issue : 3, pp 1153 – 1160, 2016.
- [14] **Bekka N., Zaïm M. E. H., Bernard N., Trichet D.**, « Optimization of the MMF function of fractional slot concentrated windings », *ICEM 2014, International Conference on Electrical Machines*, 2-5 sept. 2014, Berlin.
- [15] **Bekka Nassim**, « Modélisation et optimisation d'actionneurs rotatifs fort couple pour systèmes embarqués », Thèse du laboratoire IREENA, soutenue le 3 décembre 2015.
- [16] **Ben Nachouane A.**, « Modélisation numérique des phénomènes aérothermiques dans les machines électriques en vue d'optimisation de leur conception : Application aux machines électriques des véhicules hybrides et électriques », Thèse de doctorat du laboratoire LEC (Compiègne), soutenue le 21 mars 2016.
- [17] **Ben Ahmed H., Aufauvre E., Multon B.**, « Dimensionnement d'une machine à commutation électronique, monophasée haute vitesse à réluctance et aimants alternés », *Journal de Physique III*, pp. :2031-2058, octobre 1997.

- [18] **Bernard N.**, « Conception, dimensionnement et commande d'un moteur/générateur synchrone à excitation homopolaire et à bobinages dans l'entrefer pour accumulateur électromécanique d'énergie », Thèse de l'ENS de Cachan soutenue le 17 décembre 2001.
- [19] **Bernard N., Missoum R., Dang L., Bekka N., Ben Ahmed H., Zaïm E. H.**, « Design Methodology for High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machines », *IEEE trans. on Energy Conversion*, Vol. 31, Issue : 2, pp 477 – 485, 2016.
- [20] **Bernard N., Olivier J.-C.**, « Méthodologie de dimensionnement sur cycle d'une machine synchrone rapide à aimants permanents - application au stockage inertiel longue durée », *SGE 2014, Symposium de Génie Electrique*, Cachan, France, juil. 2014.
- [21] **Bertotti G.**, « General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials », *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 24, No 1, January 1988.
- [22] **Bertotti G., Boglietti A., Chiampi M., Chiarabaglio D., Fiorillo F., Lazzari M.**, « A improved Estimation of Iron Losses in Rotating Electrical Machines », *IEEE Trans. on Magnetics*, vol.27, nov. 1991.
- [23] **Bianchi N., Bolognani S., Luise F.**, « Potentials and limits of high-speed PM motors », *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 40, No. 6, pp. 1570–1578, Nov./Dec. 2004.
- [24] **Bilgen E., Boulos R.**, « Fonctionnal dependence of torque coefficient of coaxial cylinders on gap width and Reynolds number's », *Trans. of ASME, Series I*, 95:122-126, 1973.
- [25] **Binns K. J., Shimmin D. W.**, « Relationship between rated torque and size of permanent magnet », *IEE Proc. – Electronic. Power Appl.*, vol. 143, No 6, nov. 1996.
- [26] **Boisson J.**, « Modélisation analytique magnéto-acoustique des machines synchrones à commutation de flux à aimants permanents – Optimisation du dimensionnement », thèse du laboratoire Satie soutenue le 25 novembre 2014.
- [27] **Bouker H.**, « Conception et optimisation des machines synchrones à aimants permanents à haute vitesse dédiées aux véhicules électriques/hybrides », thèse du laboratoire Satie soutenue le 15 novembre 2016.
- [28] **Bracikowski N.**, « Modélisation multi-physique par modèles à constantes localisées; Application à une machine synchrone à aimants permanents en vue de son dimensionnement », thèse du laboratoire L2EP soutenue le 4 décembre 2014.
- [29] **Bueno Mariani G.**, « Machine synchrone à réductance – Modèles équivalents à réseau de réductances pour la simulation et l'optimisation », Thèse du G2ELab soutenue le 29 mars 2016. <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01315555v2/document>.
- [30] **Cantegrel M.**, « Vers une conception optimale des chaînes de traction ferroviaire », Thèse du laboratoire L2EP soutenue le 27 novembre 2012.
- [31] **Centner M., Schäfer U.**, « Optimized Design of High-Speed Induction Motors in Respect of the Electrical Steel Grade », *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, vol. 57, No 1, January 2010.
- [32] **Chao Liu**, « Designs and comparisons of different electrical converters without magnet for the application of electrical vehicles », Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay, Centrale SupElec, soutenue le 6 juillet 2016.
- [33] **Chen S. X., Jabbar M. A., Zhang Q. D., Liu Z. J.**, « New challenge : Electromagnetic Design of BLDC Motors for High Speed Fluid Film Bearing Spindles Used in Hard Disk Drives », *IEEE Transaction on Magnetics*, vol. 32, No 5, September, 1996.
- [34] **Chevalier A.**, « Guide du dessinateur industriel », ISBN 2.01.011194X, Ed. Hachette 1986.
- [35] **Cretu S., Damian I.**, « A More Accurate Evaluation Of The Frictional Torque In Angular Contact Ball Bearings », *8th Int. Tribology Conf.*, Beograd, 10 oct. 2003.
- [36] **Croes J., Iqbal S.**, « Literature Survey: bearing losses », EC - 7th Framework Programme-Theme ICT, http://www.estomad.org/documenten/D2_1/D2_1%20Document%204%20%20Literature%20survey%20bearings.pdf.
- [37] **Daanone A.**, «Contribution à l'Etude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides », Thèse du laboratoire G2ELab soutenue le 21 décembre 2012.

- [38] **De Angelo C., Bossio G., Garcia G.**, « Loss Minimization in DC Motors Drives », *IEEE Proceedings, IEMDC'99*, Seattle, Washington, USA, May 9-12 1999, pp 701-703.
- [39] **Dajaku G., Gerling D.**, « A novel tooth concentrated winding with low space harmonic contents », *Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, 2013, p. 755-760.
- [40] **Dang L., Bernard N., Bracikowski N., Berthiau G.**, « Design optimization with flux-weakening of High-Speed PMSM for electrical vehicle considering the driving cycle », *IEEE trans. on Industrial Electronics*, Vol. 64, Issue : 12, pp 9834 – 9843, 2017.
- [41] **Degauque J., Lebouc A.**, « Matériaux magnétiques doux », Rapport rédigé sous la responsabilité de D. Givord, pp 9-26. http://www.cnrs.fr/Chimie/Pages/programmes_scientifiques/materiauxmagnetiques.pdf
- [42] **Démirjian R.**, « Contribution au développement et à l'optimisation des machines électriques à courant continu pour des applications stop-start », Thèse du laboratoire G2ELab soutenue le 4 novembre 2013. <https://hal.archives-ouvertes.fr/tel-01024453v1/document>
- [43] **Dhifli M.**, « Contribution au développement de structures discoïdes de machines électriques à aimants permanents à commutation de flux pour l'éolien », Thèse du laboratoire GREAH soutenue le 13 octobre 2016.
- [44] **Dogan H.**, « Méthodologie de conception des machines synchrones à aimants permanents – Application au véhicules électriques avec chargeur rapide embarqué », Thèse du laboratoire G2ELab soutenue le 11 juillet 2013. <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00906668v1/document>
- [45] **Dumas Florian**, « Contribution à l'étude des machines polyentrefers à aimants permanents et à entrefer réduit. Applications aux machines à flux axial à hautes performances sous contrainte d'encombrement », Thèse du laboratoire IES à Montpellier soutenue le 6 décembre 2011.
- [46] **Hong D.-K., Woo B.-C., Ahn C.-W.**, « Unbalance Analysis of 15KW, 120krpm, Ultra High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor », *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 45, Issue 6, pp. 2831-2834, June 2009.
- [47] **Dolisy B.**, « Etude d'un moteur supraconducteur à flux axial avec une transmission magnétique supraconductrice intégrée », Thèse de doctorat du laboratoire GREEN, soutenue le 9 juillet 2015.
- [48] **Duchaud J.-L.**, « Conception, modélisation et dimensionnement d'un système de levé de soupape à trois positions discrètes pour un moteur essence automobile », thèse soutenue au SATIE le 26 juin 2015.
- [49] **Dupas A.**, « Modélisation et optimisation d'une machine synchrone à commutation de flux et double excitation à bobinage global », thèse du laboratoire Satie soutenue le 20 octobre 2016
- [50] **Enescu E., Lungu P., Bara A., Buharu V.**, « Composite Materials from surface insulated iron powders », *Romanian Reports in Physics*, volume 56, n°3, pp 487- 493, 2004. http://alpha1.infim.ro/rrp/2004_56_3/ElenaEnescu.pdf
- [51] **Enokizono M., Suzuki T., Sievert J. and Xu J.**, « Rotational power loss of silicon steel sheet », *IEEE Transaction on Magnetics*, vol. 26, No 5, Sept., 1990.
- [52] **Fernandez Sanchez A.**, « Etude de structures de machines électriques non conventionnelles pour alternateurs industriels », Thèse de l'Université Paris-Saclay, soutenue le 6 décembre 2016.
- [53] **FFDM Pneumat** : <http://www.tools-pneumat.com/categories/visseuses/>
- [54] **Fink D. G., Wayne Beaty H.**, « Standard Handbook For Electrical Engineers », Thirteenth Edition, Chap 4, Properties of materials.
- [55] **Frachon A.** « Modélisation et simulation numérique de la compression en matrice de poudres métalliques », Thèse de l'INPG soutenue le 13 septembre 2002. <http://arnaud.frachon.free.fr/aadocmaitre/aadocmaitre.html>
- [56] **Jannot X., Vannier J.-C., Marchand C., Gabsi M., Saint-Michel J. and Sadarnac D.**, « Multiphysic Modeling of a High-Speed Interior Permanent-Magnet Synchronous machine for a multiobjective optimal Design », *IEEE Trans. on Energy Conversion*, pp 1-11, Dec. 2010.
- [57] **Gaussens B.**, « Machines synchrones à commutation de flux : de la modélisation numérique et analytique à l'exploration topologique », thèse du laboratoire SATIE soutenue le 19 novembre 2013.
- [58] **Gerada D., Mebarki A., Brown N. L., Bradley K. J., Gerada C.**, « Design Aspects of High-Speed High-Power-Density Laminated-Rotor Induction Machines », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume: 58, Issue: 9, Sept. 2011.

- [59] **Gieras J. F., Saari J.**, « Performance Calculation for a High-Speed Solid-Rotor Induction Motor », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume: 59, Issue: 6, June 2012.
- [60] **Gieras J., Wang R.-J., Kamper M. J.**, « Axial flux Permanent Magnet Brushless Machines », ISBN 1-4020-2661-7, Published by Academic Publishers, Netherland.
- [61] **Hallal J.**, « Études des vibrations d'origine électromagnétique d'une machine électrique : conception optimisée et variabilité du comportement vibratoire », Thèse du laboratoire LEC (Compiègne) soutenue le 24 juin 2014.
- [62] **Harkati N.**, « Modélisation et conception de génératrices lentes pour hydroliennes », Thèse du laboratoire IREENA, soutenue le 8 octobre 2015.
- [63] **Hoang E.**, « Etude, modélisation et mesure des pertes magnétiques dans les moteurs à réluctance variable à double saillance », Thèse de l'ENS de Cachan, soutenue le 19 décembre 1995.
- [64] **Hoang T. K.**, « Conception par optimisation des machines synchrones à double excitation dédiée à la traction ferroviaire », thèse du laboratoire SATIE soutenue le 15 novembre 2016.
- [65] **Hong D.-K., Woo B.-C., Koo D.-H., Ahn C.-W.**, « Unbalance Analysis of 15 kW, 120 krpm, Ultra High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor », *International Conference on Electromagnetic Field Problems and Applications (ICEF)*, 19-21 June 2012, Dalian, Liaoning, China.
- [66] **Hong D.-K., Woo B.-C., Jeong Y.-H., Koo D.-H., Cho Y.-H.**, « The performance analysys of ultra high-speed PM type of synchronous motor-generator for micro turbine », *International Journal of Modern Physics*, Vol. 6 (2012) 461-466.
- [67] **Huang Z., Fang J.**, « Multiphysics Design and Optimization of High-Speed Permanent-Magnet Electrical Machines for Air Blower Application », *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 63, No 5, Mai 2016
- [68] **Jang S.-M., Ko K.-J., Park J.-H., Lee S.-H.**, « Design Criteria and Electromagnetic Analysis of a High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machine », *International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS*, 17-20 Oct. 2008, Wuhan, China.
- [69] **Kerzrého C.**, « Caractérisation et optimisation d'une batterie électromécanique sous chargement cyclique », thèse de doctorat de l'ENS Cachan, 8 janvier 2002.
- [70] **Khliissa R.**, « Contribution à la définition des méthodes d'optimisation rapides et économiques pour le dimensionnement d'actionneurs électriques », thèse de doctorat du laboratoire LEC (Compiègne) soutenue le 15 juin 2015.
- [71] **Küttler S.**, « Dimensionnement optimal de machines synchrones pour des applications de véhicules hybrides », thèse de doctorat du laboratoire LEC (Compiègne) soutenue le 24 mai 2013.
- [72] **Kim J., Zverv I., Lee K.**, « Thermal Model of High-Speed Spindle Units », *Intelligent Information Management*, Vol. 2 No. 5, 2010, pp. 306-315. doi: 10.4236/iim.2010.25036.
- [73] **Kim T.-H., Lee S.-H., Ahn J.-W.**, « Design of High-Speed SR Drive System for Fuel Pump of Fuel Cell Electric Vehicle », *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 9-12 Oct. 2012, Seoul, South Korea.
- [74] **Kiyoshi Fukui, Itaru Watanabe, Mikio Morita**, « Compressed Iron Powder Core for Electric Motors », *IEEE Transaction on Magnetics*, sept. 1972, pp 682-684.
- [75] **Klingshirn E. A.**, « High Phase Order Induction Motors - Part I-Description and Theoretical Considerations », *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no 1, p. 47-53, janv. 1983.
- [76] **Kolondzovski Z., Sallinen P., Arkkio A.**, « Thermal analysis of a high speed PM machine using numerical and thermal-network method », *XIX^e International Conference on Electrical Machines, ICEM 2010*, Rome.
- [77] **Kosaka T., Sridharbabu M., Yamamoto M., Matsui N.**, « Design Studies on Hybrid Excitation Motor for Main Spindle Drive in Machine Tools », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume: 57, Issue: 11, Nov. 2010.
- [78] **Lalanne M., Ferraris G.**, « Rotordynamics Prediction in Engineering », Second Edition, ISBN 0 471 97288 6.
- [79] **Laoubi Y.**, « Modélisation des machines électriques par les réseaux de perméances génériques. Cas des machines à flux axial », Thèse du laboratoire GREAH soutenue le 21 novembre 2017.

- [80] **Lebouc A.**, « Pertes fer dans les machines électriques – Caractérisation et modélisation », *Réunion du Club ECRIN*, 4 novembre 2003.
- [81] **Lee D.H., Pham T. H., Ahn J.-W.**, « Design and Operation Characteristics of Four-Two Pole High-Speed SRM for Torque Ripple Reduction », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume: 60, Issue: 9, Sept. 2013.
- [82] **Li X., Erd N., Binder A.**, « Design and Calculation of a 130 kW High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machine in Flywheel Energy Storage Systems for Urban Railway Application », *International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, 27-29 June 2017, Santa Margherita Ligure, Italy.
- [83] **Lim M.-S., Chai S.-H., Yang J.-S., Hong J.-P.**, « Design and Verification of 150-krpm PMSM Based on Experiment Results of Prototype », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume: 62, Issue: 12, Dec. 2015.
- [84] **Lin S., Wu T. X., Zhou L., Moslehy F., Kapat J., Chow L.**, « Modeling and Design of Super High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) », *Aerospace and Electronics Conference, NAECON*, 16-18 July 2008, Dayton, OH, USA.
- [85] **Lindström J.**, « Thermal Model of a Permanent Magnet Motor for a Hybrid Electric Vehicle », Ph D Chalmers University of Technology, 1999.
- [86] **Libert F.**, « Design Optimization and Comparison of Permanent Magnet Motors for a Low Speed Direct-Driven Mixer », Licentiate thesis, Royal Institute of Technologie, Sweden, 2004.
- [87] **Liyi L., Baoquan K., Jiwei C., Liangliang Z.**, « Optimization Design of Permanent Magnet Synchronous Motor for the Electrical Spindle », *International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS*, 17-20 Oct. 2008, Wuhan, China.
- [88] **Lugant T.**, « Contribution à la modélisation et à l'optimisation de la machine asynchrone double alimentation pour des applications hydrauliques de pompage turbinage », Thèse du laboratoire G2ELab soutenue le 2 décembre 2013. <https://hal.archives-ouvertes.fr/tel-01071771/document>
- [89] **Luomi J., Zwysig C., Looser A., Kolar J. W.**, « Efficiency Optimization of a 100-W, 500 000-rpm Permanent-Magnet Machine Including Air Friction Losses », *42nd IAS Annual Meeting Industry Applications Conference*, 23-27 Sept. 2007, New Orleans, LA, USA.
- [90] **Malé G.**, « Etude d'une structure d'inducteur supraconducteur à modulation de champ magnétique », Thèse de doctorat du laboratoire GREEN, soutenue le 2 octobre 2012.
- [91] **Martin F.**, « Contribution au dimensionnement optimal de machines synchrones à aimants déposés en surface pour applications à hautes vitesses », Thèse du laboratoire IREENA, soutenue le 16 avril 2013.
- [92] **Martin F., Zaïm M.E.-H., Tounzi A., Bernard N.**, « Improved Analytical Determination of Eddy Current Losses in Surface Mounted Permanent Magnets of Synchronous Machine », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, No. 6, June 2014.
- [93] **Missoum R., Bernard N., Zaïm M. E. H., Bonnefous J.**, « Optimization of high speed surface mounted permanent magnet synchronous machines », *ACEMP 2007*, Bodrum, Turquie, 10-12 sept. 2007.
- [94] **Missoum R., Bernard N., Zaïm M. E. H.**, « Influence of magnetic materials on maximum power limits of permanent-magnet synchronous machines », *ICEM 2006*, Crete Island Greece, 2-5 sept. 2006.
- [95] **Missoum Rachid**, « Conception, Dimensionnement et Commande d'un Moteur/Générateur Associé à un Dispositif de Stockage pour Volant à Inertie Variable », Thèse du laboratoire IREENA, soutenue le 22 janvier 2008.
- [96] **Nakata T., Nakano M., Kawahara K.**, « Effects of Stress Due to Cutting on Magnetic Characteristics of Silicon Steel », *IEEE transaction Journal on Magnetics in Japan*, vol. 7, no. 6, Jun. 1992.
- [97] **Noguchi T.**, « Development of 150000 r/min, 1.5 kW Permanent-Magnet Motor for Automotive Supercharger », *Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07*, pp. 183-188, 27-30 nov. 2007.
- [98] **Novak M., Novak Z.**, « Construction of a 3kW, 250 kRPM Permanent Magnet Synchronous Machine for a Combined Heat and Power Unit », *17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Oct. 22-25, 2014, Hangzhou, China.
- [99] **Olivier J.C., Bernard N., Triest S., Bourguet S., Mendoza Aranguren L.**, « Technico-Economic Optimization of Flywheel Storage System in Transportation », *SGE 2014, Symposium de Génie Electrique*, 8-10 juillet 2014, France.

- [100] **Oyama J., Higuchi T., Abe T., Shigematsu K., Moriguchi R.**, « The Development of Small Size Ultra-High Speed Drive System », *Power Conversion Conference PCC '07*, Nagoya, 2007.
- [101] **Palgren A.**, « Les roulements – Description, Théorie et Applications », © 1947-1967, SKF Compagnie d'Applications Mécaniques.
- [102] **Park J.-H., Lee T.-Y., Kim J.-M.**, « Analysis and Design of High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor or Turbo Blower System », *International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, 1-5 June 2015, Seoul, South Korea.
- [103] **Parrang S.**, « Modélisation et optimisation d'une machine synchrone à commutation de flux et double excitation à bobinage global », thèse du laboratoire SATIE soutenue le 2 novembre 2016.
- [104] **Pauvert V., Bernard N., Zaïm M. E. H., Bonnefous J.**, « Modelling and Optimization of clutch magnet actuators topologies », *IEEE-IAS 2007*, Nouvelle-Orleans LA, 24-27 sept. 2007, 9 pages.
- [105] **Pauvert V., Bernard N., Zaïm M. E. H.**, « Design and Optimization of a clutch magnet actuator », *ICEM 2006*, Crete Island Greece, 2-5 sept. 2006.
- [106] **Pauvert V.**, « Conception et Optimisation d'un Actionneur Electromécanique pour l'Obtention d'une Inertie Variable », Thèse du laboratoire IREENA soutenue le 6 décembre 2007.
- [107] **Perez S.**, « Contribution au dimensionnement optimal d'alternateur à griffes sans aimant - Apport des alliages FeCo », Thèse du laboratoire G2ELab soutenue le 25 novembre 2013. <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00906668v1/document>
- [108] **Persson M., Jansson P., Höganäs AB.**, « Advances in powder metallurgy soft magnetic composite materials for electrical machines », *IEE Colloquium on Impact of New Materials on Design*, 8 dec. 1995, pp 4/1-4/6.
- [109] **Pfister P.-D., Perriard Y.**, « A 200 000 rpm, 2 kW Slotless Permanent Magnet Motor », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume: 57, Issue: 1, Jan. 2010.
- [110] **Pop A. A.**, « Contributions à l'étude des petites machines électriques à aimants permanents, à flux axial et à auto-commutation électronique », Thèse du laboratoire L2EP, en cotutelle avec l'Université technique de Cluj-Napoca (Roumanie), soutenue le 15 décembre 2012.
- [111] **Prieto D.**, « Modélisation et optimisation des machines synchro-réductantes à aimants permanents et de leur électronique », Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay, Centrale SupElec, soutenue le 24 juin 2015.
- [112] **Pyrhönen P., Nerg J., Kurronen P., Lauber U.**, « High-Speed High-Output Solid-Rotor Induction-Motor Technology for Gas Compression », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume: 57, Issue: 1, Jan. 2010.
- [113] **Raminosa A. T.**, « Actionneur linéaire rapide – Application aux soupapes électromagnétiques », Thèse de doctorat du laboratoire G2ELab soutenue le 11 septembre 2012.
- [114] **Rasid M. A. H.**, « Contribution to multi-physical studies of small synchronous-reluctance machine for automotive equipment », Thèse de doctorat du laboratoire LEC (Compiègne), soutenue le 11 février 2016.
- [115] **Reinbold V.**, « Méthodologie de dimensionnement d'un moteur électrique pour véhicules hybrides : optimisation conjointe des composants et de la gestion d'énergie », Thèse du laboratoire G2ELab soutenue le 13 octobre 2014. <https://hal.archives-ouvertes.fr/tel-01126960/document>.
- [116] **Riemer B., Leßmann M., Hameyer K.**, « Rotor Design of a High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machine rating 100,000 rpm at 10kW », *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 12-16 Sept. 2010, Atlanta, GA, USA
- [117] **Robert F.**, « Optimisation multiphysique d'une chaîne d'actionnement pour application automobile », Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay, Centrale SupElec, soutenue le 10 décembre 2015.
- [118] **Roy F.** « Optimisation énergétique de chaînes de traction électrifiées », Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay, Centrale SupElec, soutenue le 1^{er} juin 2015.
- [119] **Saari J.**, « Thermal analysis of high speed induction machine », Thèse de doctorat de l'Université d'Helsinki, soutenue en 1998.
- [120] **Samer Y.**, « Contribution à l'amélioration des performances de la machine à réluctance variable synchrone par la conception et l'injection d'harmoniques », Thèse du laboratoire Laplace soutenue le 6 novembre 2015.

- [121] **Shilling J. W. and Houze G. L.**, « Magnetic properties and domain structure in grain oriented 3% Si-Fe », *IEEE Trans. Magn.*, vol. MAG-10, pp. 195-223, 1974.
- [122] **Siemens**, <http://w3app.siemens.com/mcms/infocenter/dokumentencenter/Id/Documentsu20Brochures/hv-motor/ws-hs-modyn-en.pdf>, 2016
- [123] **SKF**, <http://www.skf.com/fr/products/bearings-units-housings/ball-bearings/principles/friction/skf-model>
- [124] **SKF**, <http://www.skf.com/group/products/magnetic-systems/index.html?alias=www.magnetic-drives.com>, 2016
- [125] **Smirnov A., Uzhegov N., Sillanpää T., Pyrhönen J., Pyrhönen O.**, « High-Speed Electrical Machine with Active Magnetic Bearing System Optimization », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, VOL. 64, NO. 12, December 2017.
- [126] **Spinnler G.**, « Conception des Machines – Principes et applications. Vol. 3, Dimensionnement » Presses Polytechniques et universitaires Romandes, © 1998, ISBN 2-88074-303-6.
- [127] **Steinmetz C. P.**, « On the law of hysteresis (originally published in 1892) », *Proc. IEEE*, vol. 72, n°2, feb. 1984, pp 196-221.
- [128] **Takahashi I., Koganezawa T., Su G., Ohyama K.**, « A Super High Speed PM Motor Drive System by a Quasi-Current Source Inverter », *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 30, No 3, May/June 1994.
- [129] **Thelen R. R., Gattozzi A., Wardell D., Williams A.**, « A 2-MW Motor and ARCP drive for high speed flywheel », *Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC*, 25 Feb.-1 March 2007, Anaheim, CA, USA.
- [130] **Tiegna H.**, « Modélisation multi-physique des aérogénérateurs et hydrogénérateurs à aimants permanents à flux axial à attaque directe en vue de leur conception », », Thèse du laboratoire GREAH soutenue le 11 décembre 2013.
- [131] **Trieste S., Olivier J.-C., Bourguet S., Loron L., Harpin D.**, “Optimisation économique du dimensionnement d’un ensemble convertisseur-supercondensateurs utilisé pour l’énergie principale d’un véhicule électrique de type plug-in,” 14ème édition de la *Conférence Electronique de Puissance du Futur*, Bordeaux, July 2012.
- [132] **Trigeol J.F., Bertin Y., Lagonotte P.**, « Thermal Modeling of an Induction Machine Through the Association of Two Numerical Approaches », *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 21, no. 2, June 2006.
- [133] **Uzhegov N., Pyrhonen J., Shirinskii S.**, « Loss Minimization in High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machines with Tooth-Coil Windings », *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2013* - 10-13 Nov. 2013, Vienna, Austria.
- [134] **Uzhegov N., Barta J., Kurfürst J., Ondrusek C., Pyrhönen J.**, « Comparison of High-Speed Electrical Motors for a Turbo Circulator Application », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume: 53, Issue: 5, Sept.-Oct. 2017.
- [135] **Vrancik E.**, « Prediction of windage power loss in alternators », Nasa technical note, October 1968, <https://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/19680027690.pdf>
- [136] **Wiat A.**, « New High-Speed High Power machines with converter power supply », *Motorcon Proc.*, pp. 354-365, 1982.
- [137] **Yamada Y.**, « Torque resistance of flow between rotating co-axial cylinders having axial flow », *Bulletin of JSME*, ISSN 00213764, <http://ci.nii.ac.jp/naid/110002362870/en>
- [138] **Zhang Jian**, « Dimensionnement optimisé et stratégies de commande d'une génératrice synchrone à aimants permanents à double stator pour application hydrolienne », Thèse du laboratoire IREENA soutenue le 27 novembre 2015.
- [139] **Zhao L., Ham C., Zheng L., Wu T., Sundaram K., Kapat J., Chow L.**, « A Highly Efficient 200 000 RPM Permanent Magnet Motor System », *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume: 43, Issue: 6, June 2007.
- [140] **Zhang Y., McLoone S., Cao W., Qiu F., Gerada C.**, « Power Loss and Thermal Analysis of a MW High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machine », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Volume: 32, Issue: 4, Dec. 2017.

- [141] **Zhu Z.-Q.**, « Fractional slot permanent magnet brushless machines and drives for electric and hybrid propulsion systems », *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 30, n° 1, p. 9–31, 2011.

Quelques articles

- [ACL4] **Bekka N., Zaïm M. E. H., Bernard N., Trichet D.**, « A Novel Methodology for Optimal Design of Fractional Slot with Concentrated Windings », *IEEE trans. on Energy Conversion*, Issue : 3, pp 1153 – 1160, 2016.
- [ACL5] **Bernard N., Missoum R., L. Dang, N. Bekka, H. Ben Ahmed, Zaïm M. E. H.**, « Design Methodology for High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machines », *IEEE trans. on Energy Conversion*, Vol. 31, Issue : 2, pp 477 – 485, 2016.
- [ACL8] **Dang L., Bernard N., Bracikowski N., Berthiau G.**, « Design optimization with flux-weakening of High-Speed PMSM for electrical vehicle considering the driving cycle », *IEEE trans. on Industrial Electronics*, Vol. 64, Issue : 12, pp 9834 – 9843, 2017.
- [ACTI16] **Bernard N., Olivier J. -C., Dang T. N. L., Bracikowski N., Berthiau G.**, « High-Speed PMSM Design Optimization For A Flywheel Accumulator Considering The Charge/Discharge Profile », *Electrimacs 2017*, 4-6 jul. 2017, Toulouse.

A Novel Methodology for Optimal Design of Fractional Slot With Concentrated Windings

Nassim Bekka, Mohamed El Hadi ZAÏM, Nicolas Bernard, and Didier Trichet

Abstract—This paper develops a novel method for optimal design of fractional slot with concentrated windings. The basis of this method is a generalized analytical model of the winding magnetomotive force (MMF) combined with a multiobjective genetic algorithm, which searches the optimal winding parameters that maximize the winding factor and minimize the MMF harmonic content. This technique is applied to optimize the winding layout of the permanent magnet synchronous machine with $12 \times n$ slots/ $10 \times n$ poles combination (n is an integer number). The electromagnetic performances of the optimized winding are investigated and compared with conventional winding topology. It is found that the proposed approach allows the emergence of new windings with higher performances.

Index Terms—Fractional slot, permanent magnet synchronous machines, tooth concentrated winding, winding design.

I. INTRODUCTION

PERMANENT magnet machines with fractional slot concentrated windings (FSCW) are increasingly used in low speed high torque applications, owing to their high torque density, low cogging torque, and low manufacturing costs [1], [2]. However, they are characterized by low fundamental winding factor [3]–[5] and high content of magnetomotive force (MMF) space harmonics that may lead to undesirable effects, such as localized core saturation, additional stator and rotor iron losses, eddy current losses in the magnets, acoustic noise and vibration [6].

To overcome these drawbacks, several methods have been developed to improve the MMF winding performances. References [7]–[10] introduce novel topologies of fractional slot machines with unequal teeth widths to increase the winding factor and hence the torque density of the machine. In such configurations, the width of the tooth tip with coil wound is adjusted to approximately span one pole pitch. By this adaptation, a more trapezoidal phase back-EMF waveform and a higher torque capability and quality are obtained. It is also possible to increase the winding factor by using multiphase windings. In [11], it is reported that the use of a dual three phase winding gives a higher torque density and a lower torque ripple with respect to machines with a standard three-phase supply strategy. Nevertheless, such a method needs the use of two separated three

phase converters which can lead to a higher cost. There have been also several attempts in literature to investigate ways for reducing the harmonic content of the MMF of tooth coil windings. Multilayer windings with more than two layers are widely investigated in literature [12]–[14]. It is shown that the winding subharmonics can be significantly minimized, hence, leading to lower acoustic noise and eddy current magnet losses [15]. However, the winding factor of the main harmonic is reduced as well, leading to reduced torque density. Moreover, the winding construction becomes much more complicated. Other methods for reducing the winding subharmonics without negatively affecting the winding factor and the manufacturing process are presented in [16]–[19]. The reduction of subharmonics according to these techniques can be realized by using concentrated coils with different number of turns per coil-side or by using magnetic flux-barriers in stator yoke. However higher order harmonics still unchanged. To reduce simultaneously the sub and super MMF harmonics, the technique of stator shifting [20]–[24] is proposed. Significant improvements in the machine performances are obtained, however this approach lead to an overlapping winding.

In this paper, a novel methodology based on a generic multi-objective optimization algorithm, combined with a generalized analytical model of the MMF is proposed for the optimal design of tooth coil windings. The developed method is formulated in a systematic way so it can be used for the design of various FSCW configurations. Further, to increase the probability of finding more optimal solutions, new degrees of freedom such as the number of slots, the number of layers and an irregular slot and conductor distribution are taken into account.

This paper is organized as follows. In Section II, the optimization procedure is outlined. In Section III, the developed methodology is applied with optimize the winding layout of machines with $12 \times n_{\text{base}}$ stator slots and $10 \times n_{\text{base}}$ rotor poles (n_{base} is the number of base windings) and in Section IV, the optimization results are presented. Finally, in Section V, a PM machine with the optimized winding scheme is designed and compared by means of finite element analysis to the machine with the conventional winding layout. It is shown that the optimized winding layout allows a significant improvement in torque density while keeping almost the same level of loss and torque ripple.

II. OPTIMIZATION OF THE WINDING LAYOUT

Conventionally, the winding layouts of the PM machines with FSCW are determined by using the classical methods such as the method of star of slots [2] and the method based on the decomposition of the number of slots per pole per phase [9]. These methods allow for a given slot/pole combination to find

Manuscript received October 02, 2015; revised January 22, 2016; accepted March 28, 2016. Date of publication April 11, 2016; date of current version August 18, 2016. Paper no. TEC-00727-2015.

The authors are with the Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique, University of Nantes, Saint, Nazaire 44602, France (e-mail: nassim.bekka@univ-nantes.fr; El-Hadi.Zaim@univ-nantes.fr; nicolas.bernard@univ-nantes.fr; didier.trichet@univ-nantes.fr).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TEC.2016.2552546



Fig. 1. Flowchart of the optimal design of winding pattern.

the correct coil connections that maximize the winding factor of the main harmonic. However, one of their disadvantages is that they do not take into account the harmonic content of the MMF in the design process; which leads to windings with high MMF harmonic content.

The novelty of the proposed methodology [25] is that it allows taking into account both the winding factor and the harmonic spectrum in the design process. Fig. 1 shows the flowchart of the proposed methodology. For a given MMF working harmonic of order $\nu = p$, where, p is the pole-pair number of the machine. The methodology uses optimization techniques to find the optimal parameters of the winding (number of turns, coil pitch, number of slots, distribution of coils along the air gap) that give the highest winding factor and the lowest MMF harmonic content. In this paper, only three phase windings are considered, however, of course it can be used for higher number of phases.

To derive the winding layout to optimize, some constraints with respect to the placement of the coils have been fixed to ensure the feasibility of the winding and to avoid some parasitic effects such as unbalanced magnetic force.

A. Winding Design Constraints

1) *Symmetric and Balanced Winding*: The winding must present a symmetric distribution along the air gap to avoid unbalanced magnetic force which generates noise and vibration [26]. Thus, each slot must have another slot diametrically opposed, that will contain the same number of conductors. This condition allows also getting an MMF waveform without even number of space harmonics [2]. Further, to produce a rotating MMF waveform, the number of turns in the three phase windings must be equal and the phase shift between the adjacent phases must be equal to 120° (electrical). Finally, to meet all these requirements, the number of stator slots Z must be an even number which is a multiple of the number of phases, $Z = \{6, 12, 18 \dots\}$.

2) *Constraint on the Number of Slots*: To guarantee a number of slots per pole per phase $q < 1$, a maximum number of slots Z_{Max} for each working MMF harmonic is defined. For a working harmonic of order $\nu = p$, the maximum number of slots is given in:

$$Z_{\text{Max}} = 6 \cdot (p - 1). \quad (1)$$

3) *Constraints on the Number of Layers*: To reduce the manufacturing cost and to achieve a high filling factor only one or two layers tooth coil windings are considered. Thus, every slot contains a maximum of two coil sides.

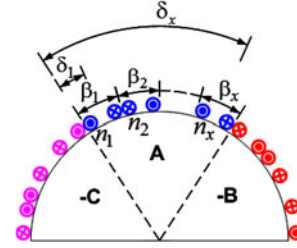


Fig. 2. General winding layout.

TABLE I
DESIGN VARIABLES

Design variable	Formula	Nature	Bounds
Coil pitch	$\beta_j = k_j \cdot \left(\pi/3 - \sum_{i=1}^{j-1} \beta_i \right)$	Continuous	$k_j \in [0, 1]$
Axis angle	$\delta_j = \left(\beta_j/2 + \sum_{i=1}^{j-1} \beta_i \right) + k_j \cdot \pi/3$	Discrete	$k_j = \{0, 1, 2\}$
Number of turns	n_j	Continuous	$n_j \in [-1, 1]$

B. Possible Values of the Number of Pole-Pairs

From the above constraints, it can be seen that the harmonic content of the MMF waveform will contain only harmonics of rank $6k \pm 1$ (with k an integer number). In fact, the even order harmonics and the harmonics multiple of the number of phases are automatically cancelled as the winding is symmetrical and balanced. Thus, the possible values of the working harmonic (pole-pair number) $\nu = p$ are given in

$$p = \{5, 7, \dots, 6k \pm 1\}. \quad (2)$$

For machines with a pole pair number p different from those shown in (2), the winding will not be designed to maximize the MMF harmonic of order $\nu = p$, but to maximize the smallest divisor of p that can be written in the form $\nu^* = 6k \pm 1$. By this way, the designed winding will present a low sub-harmonic content and an MMF without even and triplen harmonic ranks. Finally, to get the whole winding, the optimized winding layout will be repeated p/ν^* times.

C. Winding Layout and Design Variables

From the constraints defined above, the winding diagram to optimize is presented in Fig. 2.

The armature winding is studied only on the bore π of the machine. In fact, the coils in the interval $[\pi - 2\pi]$ are disposed diametrically opposite to the coils in the interval $[0 - \pi]$ to cancel even space harmonic of the MMF and hence to avoid unbalanced magnetic force on the rotor. The interval $[0 - \pi]$ is divided into three zones, each zone belong to one phase and span an angle of $\pi/3$ radians. In each region, a number of $Z_M/3$ coils are arranged to avoid an overlap between the ends of the winding and to ensure a winding with a number of slots per pole per phase strictly inferior to one. The design variables and their associated bounds are shown in the Table I. The Coil pitch β_j and

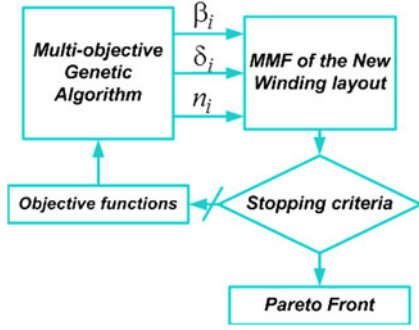


Fig. 3. Optimization Process of the MMF-function.

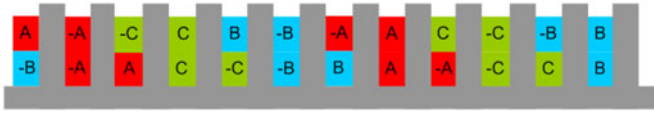


Fig. 4. The winding layout of the machine with 12 slots/ 10 pole combination.

the number of turns n_j are continuous variables while the coil axis angle δ_j varies discretely. This variable allows to permute one coil in the region of phase A by another coil belonging to the region of phase B or C.

D. Design Objectives

Two conflicting objectives have to be optimized, the first (3) relates to the maximization of the winding factor of the main harmonic ($\nu = p$) to achieve a high torque density

$$F_{obj1} = \max(k_{w(\nu=p)}). \quad (3)$$

The second objective of this optimization is to minimize the sub and high MMF space harmonics to reduce eddy current losses in the magnets, vibration and noise. As, the total harmonic distortion (THD) measures the harmonic distortion of a signal. Then, it can be used as an objective function (4) to minimize the harmonic content of the MMF waveform. As, the performances of the machine are mostly influenced by the harmonic with the lowest rank, the maximum harmonic rank used in the evaluation of the total harmonic distortion is limited to $Z_{Max} + p$:

$$F_{obj2} = \min(\text{THD}). \quad (4)$$

These two objective functions are computed via an analytical model based on the use of the winding function [25].

E. Optimization Procedure

The optimization procedure of the winding pattern is shown in Fig. 3. A Multi-objective Genetic Algorithm of the Matlab Global Optimization toolbox combined to the analytical model of the MMF is used to find a set of design parameters that maximize the winding factor and minimize the harmonic content.

III. APPLICATION OF THE METHODOLOGY

Among the possible slot/pole combinations in the three phase machines with FSCW, the machine with 12 slots/10 poles combination with double layer winding (see Fig. 4) is among the

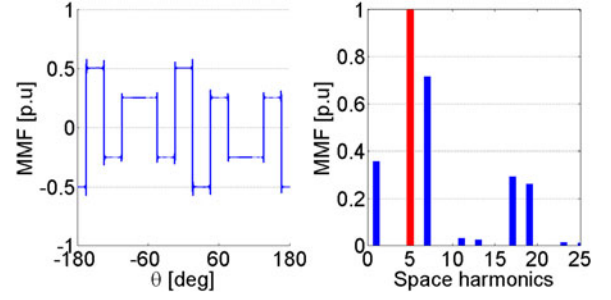


Fig. 5. MMF distribution and the corresponding MMF spectrum of the considered winding.

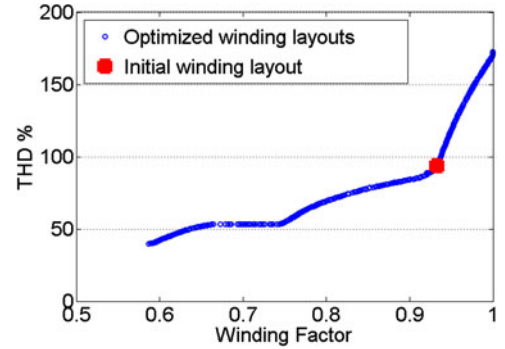


Fig. 6. Global Pareto front.

most used configurations due to its low cogging torque, low harmonic content and balanced magnetic force [27], [28].

Nevertheless, with respect to the machines with the classical integer slot windings with a number of slots per pole per phase ($q = 1$), this machine presents a winding factor 7% lower (0.933 rather than 1). Moreover, it presents an MMF with a high harmonic content as can be seen in Fig. 5. In fact, only the fifth space harmonic interacts with the field of the permanent magnets to produce torque. The other MMF space harmonics in particular 1st, 7th, 17th, 19th which have relatively large magnitudes are undesirable.

To improve the performances of this winding that we will henceforth call the *initial winding*, the winding layout must be optimized to achieve a higher winding factor and a MMF waveform with only the fifth space harmonic wave dominating. To achieve these goals, the above presented methodology is applied to design a three phase concentrated winding with a dominant harmonic $\nu = p = 5$.

IV. OPTIMIZED WINDINGS

The best trade-offs solutions obtained by the genetic algorithm after 2000 iterations with a population size of 2000 are shown in Fig. 6. Results indicate that the algorithm converges to the known winding layout and allows also the emergence of new solutions. In this optimization according to (1), the maximum number of slots is $Z_M = 24$ slots. Then, the maximum number of coils per phase in the bore π of the machine is equal to 4 coils. The evolution of the parameters (number of turns, coil

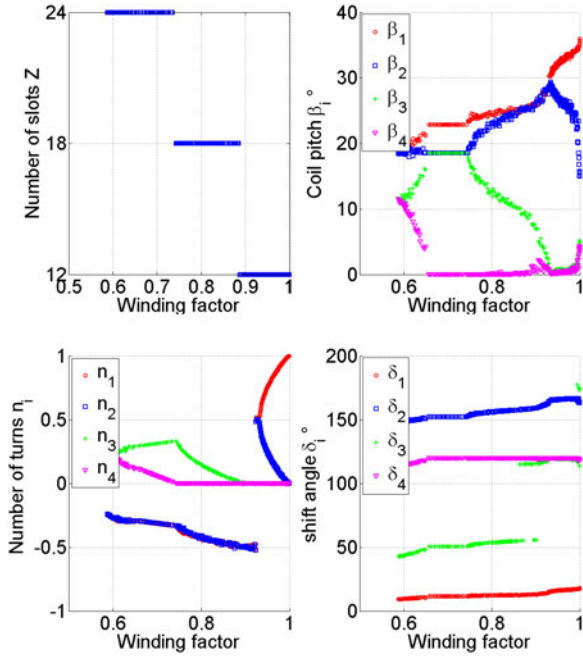


Fig. 7. Evolution of the design parameters along the Pareto Front.

TABLE II
DESIGN VARIABLES OF THE PARTICULAR SOLUTIONS

Parameters	Winding with a unity winding factor	Initial winding
$[\beta_1 - \beta_2 - \beta_3 - \beta_4]$	$[36^\circ, 24^\circ, 0^\circ, 0^\circ]$	$[30^\circ, 30^\circ, 0^\circ, 0^\circ]$
$[n_1, n_2, n_3, n_4]$	$[1, 0, 0, 0]$	$[0.5, -0.5, 0, 0]$
$[\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4]$	$[18^\circ, 0^\circ, 0^\circ, 0^\circ]$	$[15^\circ, 30^\circ, 0^\circ, 0^\circ]$

pitch, shifts angle) of these four coils along the Pareto front are presented in Fig. 7.

From Figs. 6 and 7, it can be seen that the increase of the number of slots allows decreasing the harmonic content of the MMF. However, the winding factor of the main harmonic decreases significantly. Thus to keep a winding factor similar to that of the initial winding, the number of slots must be equal to 12. For such machines, it can be seen in Fig. 6 that there is no winding which present simultaneously a higher winding factor and lower harmonic content than the initial winding, the improvement in one criterion leads to the deterioration of the other criterion. The solution with a unity winding factor in Fig. 6, despite of its high harmonic content, presents a great potential for the enhancement of the torque density and the minimization of the copper losses [4]. The corresponding design variables and the winding arrangement of this solution are shown respectively in Table II and in Fig. 8. Compared to the initial design where all the stator slots are regularly distributed. The new design presents a stator with an irregular slot distribution.

The MMF harmonic spectrum produced by this winding is shown in Fig. 9. It can be seen that the fifth working harmonic is increased by about 7% than in the initial winding layout which is due to the increase of the winding factor.

For low speed high torque applications, the new winding topology may be very interesting, since it allows the

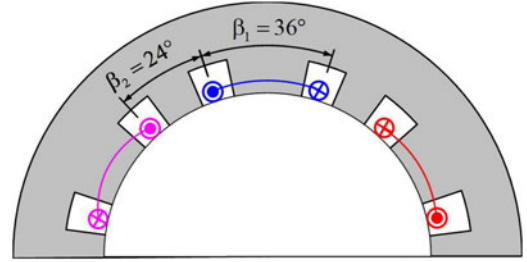


Fig. 8. Winding layout of the solution with $k_w = 1$.

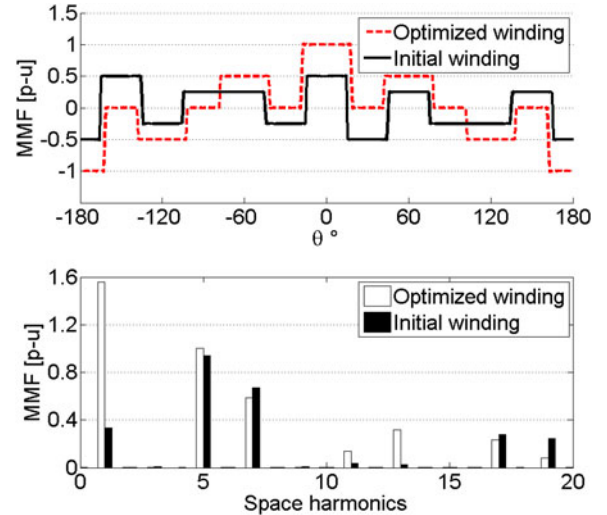


Fig. 9. Comparison of the MMF distribution and space harmonics of the two windings.

enhancement of the electromagnetic torque developed by the machine without increasing the weight of active parts. However, one should examine if magnet losses remain negligible. Hence, to investigate the effect of the new winding on the electromagnetic performances, two machines, one with the initial winding and the other with optimized winding layout will be designed and analyzed through 2D finite element simulations.

V. MACHINE DESIGN AND PERFORMANCE COMPARISON

To investigate the advantages and the disadvantages of the optimized winding topology, two machines with a basic stator-rotor repeating unit of 12-slots/ 10-poles have been designed. The first machine shown in Fig. 10(a) uses the conventional double layer winding and was designed to satisfy the specifications given in [29] which correspond to low speed direct-drive machines with a continuous power of 10 kW and a nominal rotational speed of 50 rpm. The full ratings and the main data geometry of this design are given in Table III.

For the second machine with the optimized winding topology Fig. 10(b), the same geometrical dimensions and the same current density as in the initial design have been used to provide a meaningful study of the effect of increasing the coil pitch. Hereafter, a two-dimensional FEM analysis is carried out to compare the performances of the two machines.

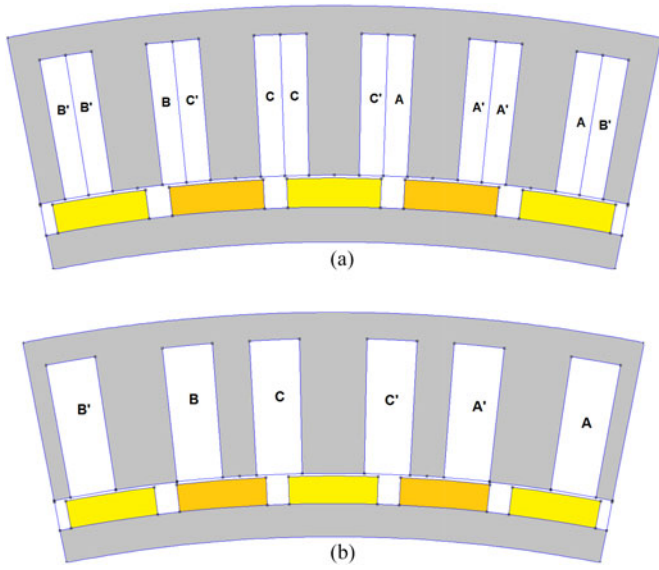


Fig. 10. Cross-sections. (a) Machine with the initial winding layout, (b) Machine with the optimized winding layout.

TABLE III
MAIN DESIGN PARAMETERS

Characteristics	Numerical value
Stator outer radius (mm)	300
Stator yoke thickness (mm)	5
Rotor yoke thickness (mm)	6.25
Stator inner radius (mm)	270
Air-gap length (mm)	0.5
Magnet thickness (mm)	5.23
Width of slot opening (mm)	8.65
Teeth ratio (K_d)	0.51
Magnet width to pole pitch ratio (α_{pm})	0.8
Stack length (mm)	245
Number of poles	80
Number of slots	96
Effective current density (A/mm^2)	4.27
Effective ampere-turns /slot	484
Frequency (Hz)	33.33
Magnet remanence, B_r (T)	1.08
Magnet magnetization	Radial
Slot fill factor	0.5

A. Electromagnetic Torque

Fig. 11 shows a comparison of the phase back-EMF voltage waveforms at 50 rpm with one turn per coil. It can be seen from the spectrum analysis that for the same amount of magnet materials and for the same external dimensions; the fundamental of the phase back-EMF is 10% higher in the machine with irregular distribution of slots than in the case of the conventional machine due to the increase of the winding factor of the main harmonic as explained before. However, the conventional machine presents a more sinusoidal back-EMF waveform due to the lower harmonic content in its winding function.

The torque versus rotor position developed by the two machines when sinusoidal currents drive them is presented in Fig. 12. It can be seen that the optimized winding layout allows increasing the average torque by 9% (from 2023 to 2208 N·m),

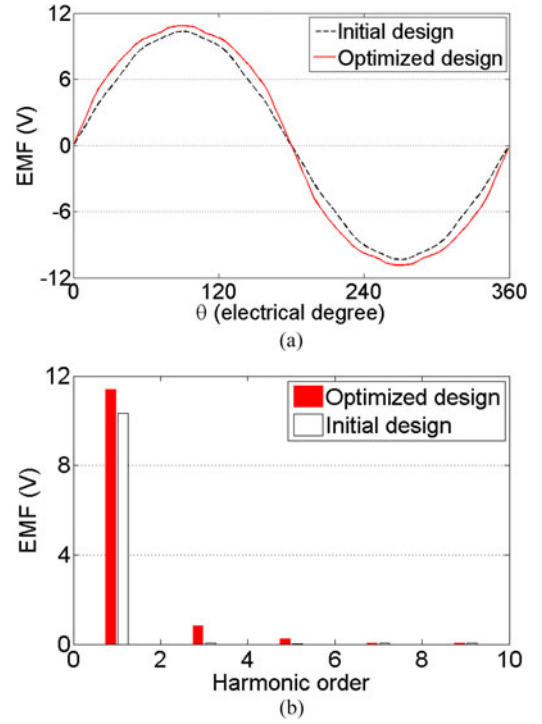


Fig. 11. Comparison of the phase back-EMF voltage at 50 rpm for the two machine designs. (a) Waveforms, (b) spectrum.

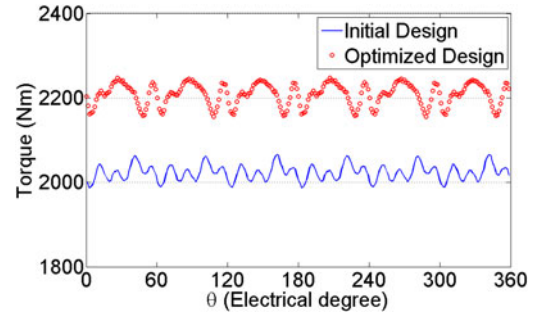


Fig. 12. Torque versus rotor position.

while maintaining a low torque ripple (4.10% in the optimized design and 3.85% in the initial design).

B. Losses

The losses considered in this paper are the copper losses, stator iron losses and magnet losses (mechanical and rotor yoke losses are omitted). The Copper losses are determined by the formula $P_J = \rho_{Cu} \cdot Vol_{Cu} \cdot J^2$. Where ρ_{Cu} is the copper resistivity, J is the rms value of surface current density, Vol_{Cu} is the total volume of copper in the slots and in the end-windings which is determined from the geometrical dimensions of the machine. The corresponding end-windings length of the two machines are estimated according to the method described in [30].

The core losses are calculated from the post-processing of a series of magneto-static runs. During the first run of the series, the field is evaluated into each centroid of the mesh. The location

TABLE IV
MATERIAL COEFFICIENTS

Characteristics	Numerical value
Hysteresis coefficient (k_h)	15 (SI)
Eddy current coefficient (k_e)	6.5×10^{-3} (SI)
Additional loss coefficient (k_{ad})	3
PM conductivity (σ_{pm})	0.667×10^6 S/m

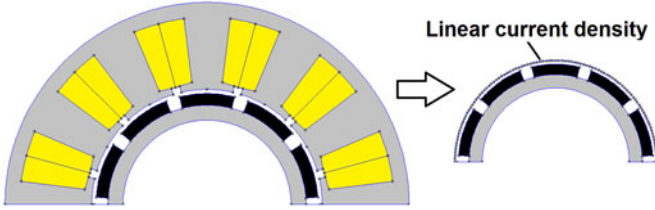


Fig. 13. Model used in rotor losses computation by means of finite elements.

of the centroid and the size of each element are stored to evaluate the flux density for other rotor positions [31]. Once simulation has been performed over an entire electric cycle, the iron losses within each element of the meshed stator region are determined using

$$P_{fer} = \sum_{i=1}^M k_{ad} \cdot \left\{ \sum_{m=1}^{N_h} \left(k_h (m\omega) + k_e (m\omega)^2 \right) \cdot B_{mi}^2 \right\} \cdot Vol_i. \quad (5)$$

Where, B_{mi} is the amplitude of the m th harmonic of the flux density waveform in the i th element of the mesh and N_h is the total number of harmonics considered. Vol_i is the volume of the i th element, and M is the total number of elements in the stator mesh region. ω is the angular frequency in rad/s, k_h and k_e are respectively hysteresis and eddy current coefficients. k_{ad} is a factor of additional losses due to magnetic anomaly, metallurgical and manufacturing process.

For the considered Fe-Si laminated sheet (M235-35A) the corresponding values of the material coefficients are given in Table IV (these specific coefficients are calculated using theoretical expressions corrected by measurements [32]).

Eddy-current losses in rotor surface permanent magnets are due to the winding harmonics (space & time harmonics) that rotate asynchronously to the rotor and to the stator slot openings that cause flux density variations in the magnets. As the considered machines in this study are driven by sinusoidal currents, only losses due to slotting and MMF space harmonics are considered.

Eddy current losses due to MMF space harmonics are determined by means of 2D finite element (FEMM with time harmonic magnetic problem solver) according to the method described in [33]. At first, the MMF distribution is split in its harmonic components. Then, for each v th MMF harmonic, the stator is substituted by an infinitesimal conductive sheet placed at the stator inner diameter as shown in Fig. 13, which gives the same armature reaction as the real stator. Further, to avoid that eddy currents may flow through different electrically insulated magnets, a total current equal to zero is imposed in each magnet

TABLE V
LOSS COMPARISON OF THE DIFFERENT DESIGNS

	Initial design	Optimized design
Copper loss (W)	900	940
Iron loss (W)	165	166
PM loss due to slotting (W)	31	31
PM loss due to space harmonics (W)	3.8	7.14
Total PM loss (W)	34.8	38.14
Total losses (W)	1100	1144
Electromagnetic power (kW)	10.6	11.56
Efficiency (%)	90.6	90.9

segment. Finally, the total rotor losses due to winding harmonics are obtained by superimposing the contribution of the various harmonic orders.

For calculating the magnet eddy current loss caused by slotting, the method described in [34] is investigated. According to this method, the PM losses are determined by a series of magneto-static runs in which the rotor is fixed and the stator is rotated over a slot pitch in the case of the machine with regular slot distribution and two slot pitches in the case of the machine with an irregular slot distribution. For each position, the potential vector in each centroid of the magnet mesh is stored and after an entire rotation, the induced eddy current density in each centroid of the mesh is determined according to

$$J_{pm} = -\sigma \frac{\partial A}{\partial t}. \quad (6)$$

As, the eddy current losses are closed in one magnet segment, the integral of J_{pm} over the magnet cross section for each rotor position has to be zero [34]. Thus, the average value has to be eliminated from the calculated current density J_{pm} and only the alternating current density $J_{PM\sim}$ remains,

$$J_{PM\sim} = J_{pm} - \frac{1}{S_{magnet}} \int_{pm}^J \cdot dS_{magnet}. \quad (7)$$

In this calculation, the eddy current reaction field is neglected. In fact, for the considered machines, the penetration depth for the first loss producing harmonic is 30 times higher than the magnet dimensions. Hence the induced eddy current can be assumed to be resistance limited. Finally, the eddy current losses in each magnet are determined by summing up eddy current loss in each element of the mesh of this magnet,

$$P_{pm} = \sum_{i=1}^M \sum_{n=1}^{N_h} J_{n,i}^2 / 2\sigma_{pm} \cdot A_i \cdot L. \quad (8)$$

Where, $J_{n,i}$ is the current density harmonic of order n in the i th element, N_h is the number of considered harmonics, M is the number of elements in one magnet, A_i is the area of one element of the mesh and L is the axial length.

The corresponding losses of the two designed machines are summarized in the Table V. It can be seen that the core loss and copper loss are almost the same in the two designs. The slightly increase of copper losses in the optimized design is due to the higher length of the end windings.

Furthermore, it can be seen that the PM losses due to armature reaction of the optimized design are significantly increased with respect to the initial design due to the huge increase of the sub-harmonic. However, the generated losses in the two designs are very small (less than 0.1% of the rated power) and they are negligible compared to eddy current losses caused by slotting. Finally, as the losses in the two designs are similar, the efficiency of the two designs is almost the same.

VI. CONCLUSION

In this paper, a new approach is presented to determine the optimal stator winding layouts of fractional slot with concentrated windings. The basis of the winding design is a generalized analytical model of the winding MMF combined to a multiobjective genetic algorithm which searches the optimal winding parameters that maximize the winding factor and minimize the harmonic content of the MMF. The benefit of the proposed approach is that it allows to take into account additional degrees of freedom such as irregular slot distribution, non-uniform conductor number distribution while maintaining a symmetrical winding. In this paper, this methodology has been applied to optimize the winding layout of the PM machine with $12 \times n_{\text{base}}$ stator slots and $10 \times n_{\text{base}}$ rotor poles (n_{base} is the number of base windings) and an optimized winding layout with irregular slot distribution is then derived. The performance comparison of the optimized and the conventional winding in case of low speed high torque application shows that for the same machine dimensions, the new design allows an increase of about 9% of the torque density while maintaining a low torque ripple. Finally, it can be concluded that the proposed methodology thanks to the additional degrees of freedom allows the emergence of windings with higher performances.

REFERENCES

- [1] A. M. EL-Refaié, "Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: Opportunities and challenges," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 107–121, Jan. 2010.
- [2] N. Bianchi and M. Dai Pre, "Use of the star of slots in designing fractional-slot single-layer synchronous motors," *IEE Proc.—Elect. Power Appl.*, vol. 153, no. 3, pp. 459–466, 2006.
- [3] J. F. Gieras, R.-J. Wang, and M. J. Kamper, *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*, 2nd ed., New York, NY, USA: Springer, 2008.
- [4] F. Magnussen and C. Sadarangani, "Winding factors and Joule losses of permanent magnet machines with concentrated windings," in *Proc. IEEE Int. Elect. Mach. Drives Conf.*, 2003, vol. 1, pp. 333–339.
- [5] P. Salminen, M. Niemela, J. Pyhonen, and J. Mantere, "Performance analysis of fractional slot wound PM-motors for low speed applications," in *Proc. 39th IEEE IAS Annu. Meeting Conf. Rec. Ind. Appl. Conf.*, 2004, vol. 2, pp. 1032–1037.
- [6] G. Dajakué and D. Gerling, "Magnetic radial force density of the PM machine with 12-teeth/10-poles winding topology," in *Proc. IEEE Int. Elect. Mach. Drives Conf.*, 2009, pp. 1715–1720.
- [7] D. Ishak, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Influence of slot number and pole number in fault-tolerant brushless dc motors having unequal tooth widths," *J. Appl. Phys.*, vol. 97, no. 10, pp. 10Q509-1–10Q509-3, May 2005.
- [8] D. Ishak, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Permanent-magnet brushless machines with unequal tooth widths and similar slot and pole numbers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 2, pp. 584–590, Mar. 2005.
- [9] J. Croset and P. Viarouge, "Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 17, no. 2, pp. 248–253, Jun. 2002.
- [10] G. J. Li, Z. Q. Zhu, M. Foster, and D. Stone, "Comparative studies of modular and unequal tooth pm machines either with or without tooth tips," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 7, pp. 1–10, Jul. 2014.
- [11] M. Barcaro, N. Bianchi, and F. Magnussen, "Six-phase supply feasibility using a PM fractional-slot dual winding machine," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2010, pp. 1058–1065.
- [12] M. V. Cistelean, F. J. T. E. Ferreira, and M. Popescu, "Three phase tooth-concentrated multiple-layer fractional windings with low space harmonic content," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2010, pp. 1399–1405.
- [13] M. V. Cistelean, F. J. T. E. Ferreira, and M. Popescu, "Three phase tooth-concentrated interspersed windings with low space harmonic content," in *Proc. XIX Int. Conf. Elect. Mach.*, 2010, pp. 1–6.
- [14] L. Albertiet and N. Bianchi, "Theory and design of fractional-slot multilayer windings," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2011, pp. 3112–3119.
- [15] H.-J. Kim, D.-J. Kim, and J.-P. Hong, "Characteristic analysis for concentrated multiple-layer winding machine with optimum turn ratio," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 2, pp. 789–792, Feb. 2014.
- [16] G. Dajakué and D. Gerling, "Eddy current loss minimization in rotor magnets of PM machines using high-efficiency 12-teeth/10-slots winding topology," in *Proc. Int. Conf. Elect. Mach. Syst.*, 2011, pp. 1–6.
- [17] G. Dajakué, W. Xie, and D. Gerling, "Reduction of low space harmonics for the fractional slot concentrated windings using a novel stator design," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 5, pp. 1–12, May 2014.
- [18] G. Dajakué and D. Gerling, "Low costs and high-efficiency electric machines," in *Proc. 2nd Int. Elect. Drives Prod. Conf.*, 2012, pp. 1–7.
- [19] Y. Sui, P. Zheng, F. Wu, B. Yu, P. Wang, and J. Zhang, "Research on a 20-slot/22-pole five-phase fault-tolerant pmsm used for four-wheel-drive electric vehicles," *Energies*, vol. 7, no. 3, pp. 1265–1287, Mar. 2014.
- [20] G. Dajakué and D. Gerling, "A novel 24-slots/10-poles winding topology for electric machines," in *Proc. IEEE Int. Elect. Mach. Drives Conf.*, 2011, pp. 65–70.
- [21] P. B. Reddy, K.-K. Huh, and A. M. EL-Refaié, "Generalized approach of stator shifting in interior permanent-magnet machines equipped with fractional-slot concentrated windings," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 9, pp. 5035–5046, Sep. 2014.
- [22] K. Wang, Z. Q. Zhu, G. Ombach, M. Koch, S. Zhang, and J. Xu, "Design and experimental verification of an 18-slot/10-pole fractional-slot surface-mounted permanent-magnet machine," in *Proc. IEEE Int. Elect. Mach. Drives Conf.*, 2013, pp. 287–294.
- [23] J. Wang, V. I. Patel, and W. Wang, "Fractional-slot permanent magnet brushless machines with low space harmonic contents," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 1, pp. 1–9, Jan. 2014.
- [24] V. I. Patel, J. Wang, W. Wang, and X. Chen, "Analysis and design of 6-phase fractional slot per pole per phase permanent magnet machines with low space harmonics," in *Proc. IEEE Int. Elect. Mach. Drives Conf.*, 2013, pp. 386–393.
- [25] N. Bekka, M. E. Zaim, N. Bernard, and D. Trichet, "Optimization of the MMF function of fractional slot concentrated windings," in *Proc. Int. Conf. Elect. Mach.*, 2014, pp. 616–622.
- [26] F. Libert and J. Soulard, "Investigation on pole-slot combinations for permanent-magnet machines with concentrated windings," in *Proc. Int. Conf. Elect. Mach.*, 2004, pp. 5–8.
- [27] A. Mitcham, G. Antonopoulos, and J. J. A. Cullen, "Favourable slot and pole number combinations for fault-tolerant PM machines," *IEE Proc.—Elect. Power Appl.*, vol. 151, no. 5, pp. 520–525, Sep. 2004.
- [28] Z.-Q. Zhu, "Fractional slot permanent magnet brushless machines and drives for electric and hybrid propulsion systems," *COMPEL: Int. J. Comput. Math. Elect. Electron. Eng.*, vol. 30, no. 1, pp. 9–31, 2011.
- [29] M. Machmoum *et al.*, "Comparaison de structures électromagnétiques pour des applications à faible vitesse et fort couple," *Revue Int. de Génie électrique*, vol. 8, no. 2, pp. 259–286, 2005.
- [30] A. El-Refaié, T. M. Jahns, and D. W. Novotny, "Analysis of surface permanent magnet machines with fractional-slot concentrated windings," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 1, pp. 34–43, Mar. 2006.
- [31] D. Meeker, "Finite element method magnetics: Rotating losses in a Outrunner doubly salient permanent magnet generator," (2009, Sep.). [Online]. Available: <http://www.femm.info/wiki/CoreLossCalculation>
- [32] N. Bernard, F. Martin, and M. El-Hadi Zaïm, "Design methodology of a permanent magnet synchronous machine for a screwdriver application," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 3, pp. 624–633, Sep. 2012.

- [33] N. Bianchi, S. Bolognani, and E. Fornasiero, "An overview of rotor losses determination in three-phase fractional-slot PM machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 6, pp. 2338–2345, Nov. 2010.
- [34] C. Deak, L. Petrovic, A. Binder, M. Mirzaei, D. Irimeu, and B. Funieru, "Calculation of eddy current losses in permanent magnets of synchronous machines," in *Proc. Int. Symp. Power Electron. Elect. Drives, Autom. Motion*, 2008, pp. 26–31.



Nassim Bekka was born in Algeria in 1990. He received the M.S. degree in energy and reliability from the Montpellier University of Science, Montpellier, France, and the Ph.D. degree from the University of Nantes, Nantes, France, in 2012 and 2015, respectively. His research interests include the design, modeling, and optimization of low-speed high-torque permanent magnet synchronous machines.



Mohamed El Hadi Zaïm is currently a Professor with the Department of Electrical Engineering, Polytech'Nantes, Nantes University, Nantes, France. He is a Researcher with the IREENA Laboratory in Saint-Nazaire, where he was the Head of Electromechanical Conversion Team. He is engaged in the research and development of electrical machines design. He is especially active in the fields of permanent magnets and solid-rotor high-speed synchronous machines, and reluctance machines for low-speed applications.



Nicolas Bernard was born in France in 1971. He received the M.S. degree in electrical engineering from the University of Poitiers, Poitiers, France, in 1995, followed by the "Agrégation" instructors credential in 1997 and the Ph.D. degree from the Ecole Normale Supérieure de Cachan, Cachan, France, in 2001. Since 2004, he has been an Assistant Professor with the IREENA Laboratory in Saint-Nazaire. His research interests include flywheel energy storage and the design, modeling, and optimization of new topologies for electromagnetic actuators.



Didier Trichet received the M.S. and Ph.D. degrees in electrical engineering from Nantes University, Nantes, France, in 1995 and 1999, respectively. He is a Professor with Polytech'Nantes and IREENA Laboratory, Nantes. He joined the Polytechnic School of Nantes University in 2002, where he worked as an Assistant Professor in the Electrical Engineering Department. His research interests include all the area of mathematical and computer modeling of electromagnetic and thermal phenomena applied to low-frequency devices such as innovative induction heating processes, power network, and high-efficiency fuel cell power systems. He was an author or a co-author of more than 50 papers in peer reviewed scientific journals and international conferences.

Design Methodology for High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machines

Nicolas Bernard, Rachid Missoum, Linh Dang, Nassim Bekka, Hamid Ben Ahmed, and Mohamed El-Hadi Zaïm

Abstract—In this paper, a design methodology for surface permanent magnet (PM) synchronous machines, with special application to the case of high-speed machines, will be presented. Following a discussion of the principle and assumptions inherent in the methodology, the analytical model used in the study will be presented. This model will then be implemented to solve the problem of maximizing the power-to-volume ratio from an analytical perspective. It will be shown how this formulation serves to establish design rules, in addition to setting criteria values for the selection of magnetic materials (i.e., silicon steel sheet versus a soft magnetic material). At last, the paper will present a data test bench made of two PM machines designed since the methodology presented herein.

Index Terms—Design methodology, high-speed permanent magnet synchronous machines (PMSM), soft magnetic composite.

NOMENCLATURE

B_{fm}	Airgap magnitude of the magnet flux density [T].
F_s	Stator magnetomotive force [At].
h	Heat transfer coefficient [$W/m^2 \cdot K$].
k_{ad}	Additional magnetic loss coefficient.
k_{ec}	Eddy currents specific loss coefficient.
k_{f0}	Slot fill factor.
k_h	Hysteresis specific loss coefficient.
k_t	Tooth opening to the slot pitch ratio.
k_w	Winding coefficient.
L	Active length [m].
$2n_s$	Number of conductors/phase/pole.
p	Number of pole pairs.
R	Outer stator radius [m].
R_s	Inner stator radius [m].
r_s	Reduced inner stator radius.
R_w	Outer winding radius [m].
r_w	Reduced outer winding radius.
R_r	Outer rotor radius [m].
V_p	Peripheral speed [m/s].
$\Delta\theta_{max}$	Maximum temperature rise [$^{\circ}C$].
ρ_c	Electrical resistivity.

Manuscript received February 3, 2015; revised October 29, 2015; accepted December 14, 2015. Date of publication January 13, 2016; date of current version May 18, 2016. Paper no. TEC-00113-2015.

N. Bernard, L. Dang, N. Bekka, and M. E.-H. Zaïm are with the Laboratoire Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes-Atlantique, Boulevard de l'Université, Saint Nazaire 44600, France (e-mail: nicolas.bernard@univ-nantes.fr; nassim.bekka@etu.univ-nantes.fr; El-Hadi.Zaim@univ-nantes.fr).

R. Missoum is with Electric Vehicle and Hybrid Electric Vehicles ePWT, Renault S.A.S, Guyancourt 78084, France (e-mail: rachid.missoum@renault.com).

H. B. Ahmed is with Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie, ENS Cachan, Antenne de Bretagne, BRUZ 35170, France (e-mail: hamid.benahmed@bretagne.ens-cachan.fr).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TEC.2015.2513669

τ	Slot pitch [m].
τ_L	Active length to rotor radius ratio.
Ω	Mechanical angular velocity [rad/s].

I. INTRODUCTION

HIGH-SPEED electrical machines have been extensively studied because of their high power density and smaller size than conventional machines [1], [2]. In the last few years, the development of power electronics and materials has increased the number of high-speed applications such as electric vehicle, machine tools, drills, etc. Many design criteria for PMSM already exist in the literature to minimize the losses for a given torque [3]–[5]. The optimum inner to outer stator radius ratio, the optimum number of slots and the optimum distribution of losses are then discussed. The analytical models used are based on the same assumptions as those considered in this paper, however, the proposed methodologies do not investigate and solve analytically the optimum number of pole pairs and the optimum choice of magnetic material. In addition, mechanical and thermal constraints are generally not introduced directly in the formulation of the problem.

Multiphysic design optimizations are generally investigated by using a stochastic algorithm [6], [7]. In this paper we will propose a new approach to solve analytically this problem. To our knowledge, no reference exists in the literature that solves this optimization problem by a purely analytical approach and that combines in one formulation, the coupled equations of the system (thermal, magnetic and mechanical). In order to solve this typical problem, we will develop a specific methodology. The case of the slotted machines only will be discussed in this paper.

II. PROBLEM FORMULATION STRATEGY

The initial objective is to propose an analytical model that remains simple enough and easy to use, while not neglecting the main phenomena being investigated. This model will be presented in a first step. During a second step, the maximization of the power to volume ratio will be solved analytically.

A study of the complete model for a surface-mounted, permanent magnet synchronous machine with a stochastic algorithm [8] has shown that the problem can be reduced by using the following variables:

- Just two reduced geometric variables: the reduced inner radius of the stator (r_s) and the reduced outer radius of the winding (r_w) (see Fig. 1).
- Magnetomotive force (F_s): the armature reaction (generally low for surface permanent magnet machines) is neglected here. The angle between armature field and

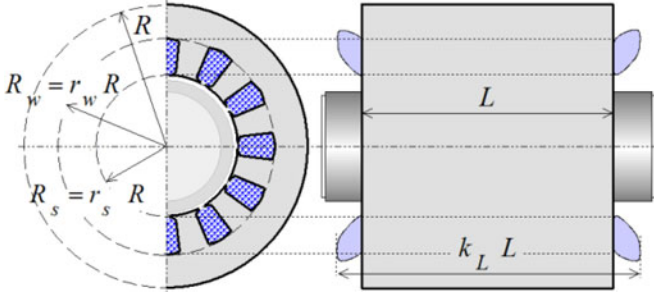


Fig. 1. Design and geometric data.

rotor field is thus considered to be constant and equal to 90° .

- Magnetic flux density in the air gap (B_{fm}): it implies that magnets (choice, size, etc.) and airgap length optimization can be performed separately.

III. 1-D ANALYTICAL MODELING

The 1-D analytical model has been already described in [8] and [9]. Thus, in this section, the main results are going to be reminded. All fringing and leakage effects will be neglected; moreover, it is assumed that the steel parts are infinitely permeable. This study is limited to the first harmonic. At last, losses in the magnets will be neglected. As it will be demonstrated in this paper, optimum air gap flux density is naturally low in high-speed machines. It leads to increase the air gap length that reduces both armature reaction and eliminates magnet losses [10], [11].

A. Electromagnetic Power

The electromagnetic power expression, for a three-phase machine and by considering the armature field in quadrature with the magnet field, can be written as follows:

$$P_{em} = \frac{12}{\sqrt{2}} k_w R_s L B_{fm} F_s p \Omega \quad (1)$$

where F_s , the MMF per phase, defined as follows (with $2n_s$ conductors per phase and per slot):

$$F_s = n_s I_s. \quad (2)$$

B. Copper Losses

By neglecting both proximity effects and eddy currents in the conductors, copper losses can be expressed as:

$$P_J = \frac{144}{\pi} \rho_c \frac{k_L L}{k_{f0} (1 - k_t)} \frac{p^2}{R_w^2 - R_s^2} F_s^2 \quad (3)$$

where k_L is a coefficient for correcting active length L , in order to take into account the effect of winding ends. We will consider $k_L = 1.2$. The electrical resistivity ρ_c considered, according to the thermal constraint (12), is $2.6 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$ at $140^\circ C$.

k_{f0} is the slot fill factor, defined as the ratio between total copper and slot cross-sectional areas. k_t is the tooth opening (distance between slot side walls) to the slot pitch ratio τ (see Fig. 2). We will consider a constant slot fill factor of 0.4 and $k_t = 0.5$.

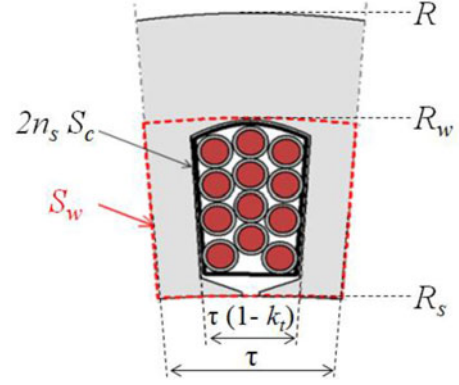


Fig. 2. Geometry and data associated to a slot.

C. Core Losses

For this section, we will apply the principle of separation of losses, including both hysteresis losses and eddy current losses [12]. Additional losses due to magnetic anomalies, manufacturing processes and rotational fields are frequently taken into account by introducing a factor of additional core losses (k_{ad}) [13]. Magnetic losses within a volume V_{ol} under a sinusoidal flux density with a peak value B_m will be calculated using the following classical formula:

$$P_{mg} = k_{ad} (k_{ec} p^2 \Omega^2 + k_h p \Omega) V_{ol} \eta_d^2 B_m^2 \quad (4)$$

where k_{ec} and k_h are the specific loss coefficients for eddy currents and hysteresis, respectively. The coefficient η_d is the coefficient of distortion of the flux density. Considering a sinusoidal distribution, $\eta_d = 1$. Losses in both the yoke ($P_{mg y}$) and teeth ($P_{mg t}$) have been considered. The orthoradial component of flux density in the yoke (B_{ym}), as well as the radial component in the teeth (B_{tm}), have been incorporated and calculated using Gauss's Law, i.e.:

$$B_{ym} = \frac{R_s}{R - R_w} \frac{1}{p} B_{fm} \quad (5)$$

$$B_{tm} = \frac{1}{k_t} B_{fm}. \quad (6)$$

The yoke volume ($V_{ol y}$) and tooth volume ($V_{ol t}$) are:

$$V_{ol y} = \pi (R^2 - R_w^2) L \quad (7)$$

$$V_{ol t} = k_t \pi L (R_w^2 - R_s^2). \quad (8)$$

For machines with a Si-Fe stator core, the specific loss coefficients, denoted $k_{ec Si,Fe}$ and $k_h Si,Fe$, are calculated using theoretical expressions [13]. In this paper, we will adopt the following values:

$$\begin{aligned} k_{ec Si,Fe} &= 910^{-3} \text{ for } 0.35\text{-mm thick laminations;} \\ k_{ec Si,Fe} &= 2.510^{-3} \text{ for } 0.2\text{-mm thick laminations;} \\ k_h Si,Fe &= 12. \end{aligned}$$

In practice, the additional loss coefficient depends on many parameters, thus resulting in a potentially highly-variable coefficient value, which however typically equals between 2 and 5. For example, the excess losses due to the rotating field are about

two times more important in the yoke at 0.5 T compared with theoretical value [14]. The excess losses due the manufacturing process can introduce a variation of 50% in iron losses [15]. We will assume that:

$$k_{\text{adSi.Fe}} = 3$$

For machines made of SMC powders, manufacturer's data will be used. With an electrical resistivity 60 times higher than the resistivity of laminated silicon steel sheets, the eddy current losses in SMC powders remain very low ($30 \mu\Omega\cdot\text{m}$ for Somaloy 500 + 0.5% Kenolube versus $0.5 \mu\Omega\cdot\text{m}$ for 3% silicon steel); consequently, these losses have been neglected in this study. Given the specific losses provided by Höganäs [16], [17], we will consider:

$$k_{\text{hSMC}} = 200.$$

This value has been obtained from experimental data. The additional loss coefficient can then be set as:

$$k_{\text{adSMC}} = 1.$$

D. Mechanical Losses

The power losses due to gas friction in the airgap will now be estimated using the following expression [18]:

$$P_{\text{wind}} = \pi c_f \rho_{\text{air}} R_r^4 L \Omega^3 \quad (9)$$

where ρ_{air} and R_r are respectively the density of air (1.3 kg/m^3 at $20 \text{ }^\circ\text{C}$ and 1 atm) and the rotor radius. The skin friction coefficient c_f depends on: rotor radius, airgap thickness (e), and Reynolds number value \Re_e ($\Re_e = eR_r\Omega/\nu$, with the kinematic viscosity ν equal to $17 \times 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s}$ for air at $20 \text{ }^\circ\text{C}$ and 1 atm). For turbulent flow ($\Re_e > 1000$), the following empirical formula will be used [18]:

$$c_f = 0.515 \left(\frac{e}{R_r} \right)^{0.3} \Re_e^{-1/2}. \quad (10)$$

For laminar flow ($\Re_e < 1000$), we will take $c_f = 2/\Re_e$.

The power losses in ball bearings, mainly dry and viscous frictions, will be expressed as follows:

$$P_{\text{bear}} = c_1 \Omega + c_2 \Omega^2 \quad (11)$$

where c_1 and c_2 are two constants. Their values depend on the type of bearings. They will be given in Section VI, since a model proposed by SKF.

E. Thermal Constraint

For this section, our study will focus on machines featuring a uniform external surface S_{th} . A natural convection process along with a radial heat transfer ($S_{\text{th}} = 2\pi RL$) will be considered for the case of continuous duty. The temperature rise between the peak and ambient temperatures can be expressed by the relation:

$$\Delta\theta_{\text{max}} = \frac{P_J + P_{\text{mg}} + P_{\text{wind}} + P_{\text{bear}}}{h S_{\text{th}}}. \quad (12)$$

With an ambient temperature $\theta_{\text{amb}} = 20 \text{ }^\circ\text{C}$, we consider $\Delta\theta_{\text{max}} = 120 \text{ }^\circ\text{C}$, with an equivalent heat transfer coefficient

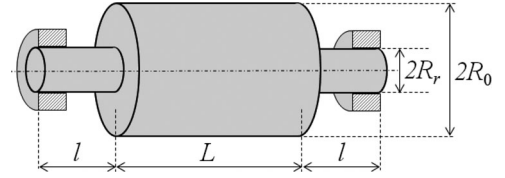


Fig. 3. Rotor geometry.

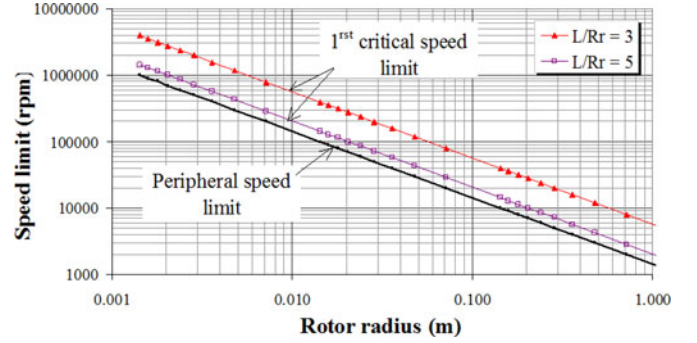


Fig. 4. Rotor radius limitations versus speed.

$h = 10 \text{ W/m}^2\cdot\text{K}$ for a natural air cooling and $h = 100 \text{ W/m}^2\cdot\text{K}$ with an external fan [19], [20].

F. Mechanical Constraints

This section will focus on limitations due to both maximum stresses and the first natural frequency of the rotor (with the operating speed assumed to be lower than the first critical speed). On the basis of [21], in the case of a rotor using a sleeve, the peripheral speed (V_p) can be set as high as 250 m/s. The value $V_p = 150 \text{ m/s}$ has been chosen herein. If airgap length is considered negligible compared to the outer rotor radius (R_r), it follows that the inner stator radius is imposed and can be calculated using:

$$R_s \approx R_r = \frac{V_p}{\Omega}. \quad (13)$$

For a rigid and homogeneous rotor (of length L , radius R_r) supposed to be simply supported at both ends with two flexible shafts (length l , radius R_0) and two bearings (see Fig. 3) assumed to be infinitely rigid, the first critical speed can be estimated from [22] and [23] by:

$$\Omega_{c1} = k \sqrt{\frac{\pi^4 E_Y}{64 \rho_{\text{iron}}}} \sqrt{\frac{R_0^2}{14 + Ll^3 (R_r/R_0)^2}} \quad (14)$$

where E_Y is the Young's modulus and ρ_{iron} the specific density of iron, equal respectively to $210 \times 10^9 \text{ N/m}^2$ and 7800 kg/m^3 ; k is a correction factor that can take into account the lack of rotor homogeneity (with a value of between 0.8 and 0.9). Fig. 4 shows how the rotor radius is limited with respect to speed. The limitation introduced by the maximum peripheral speed has been plotted with V_p of 150 m/s. Moreover, the limitation introduced by critical speed has been plotted with two values of

the L/R_r ratio. The following ratio values have also been input: $R_r/R = 0.4$, $R_0/R = 0.15$ and $l/L = 0.3$.

It can be observed that beyond a given peripheral speed, it is no longer advantageous to further reduce the L/R_r ratio because of the limitation of the first critical speed. In practice, the active length is maximized in order to maximize power as well, which leads to the following design rule at $V_p = 150$ m/s:

$$L/R_r \approx L/R_s = \tau_L = 5. \quad (15)$$

IV. OPTIMIZATION

For the optimization procedure discussed in this paper, the optimization variables are r_s , r_w , B_{fm} and F_s . The inner stator radius is imposed by the maximum peripheral speed from (13), and the active length is deduced from (15). Let us note that the optimization of B_{fm} is directly equivalent (if the armature reaction is neglected) to choose the optimal magnets. In order to solve the problem analytically, let us assume that the state of flux density saturation has not been reached in iron (an assumption that will be checked later).

Let us also consider that the thermal limitation has been achieved (i.e., $\Delta\theta = \Delta\theta_{\max}$). During this first step, windage losses will not be taken into account (but instead introduced later). Let us write:

$$\alpha = \frac{12}{\sqrt{2}} k_w R_s L p \Omega \quad (16)$$

$$\beta = \frac{144}{\pi} \frac{\rho_c k_L L}{k_{f0} (1 - k_t)} \frac{p^2}{(R_w^2 - R_s^2)} \quad (17)$$

$$\gamma' = \frac{\pi R_s^2 L (R^2 - R_w^2)}{p^2 (R - R_w)^2} k_{ad} [k_{ec} p^2 \Omega^2 + k_h p \Omega] \quad (18)$$

$$\gamma'' = \frac{\pi L (R_w^2 - R_s^2)}{k_t} k_{ad} [k_{ec} p^2 \Omega^2 + k_h p \Omega] \quad (19)$$

$$\Theta = h (2\pi R L) \Delta\theta_{\max}. \quad (20)$$

The goal then is to maximize the following function:

$$P_{em} = \alpha B_{fm} F_s \quad (21)$$

with the thermal constraint expressed as follows:

$$\Theta = \beta F_s^2 + \gamma B_{fm}^2 \quad (22)$$

where γ is the sum of γ' and γ'' . For a given geometry, (22) is an ellipse, and the maximization of the product ($B_{fm} F_s$) is obtained by maximizing the gray surface area in Fig. 5. It can be shown easily that:

$$F_{s \text{ opt}} = \sqrt{\frac{\Theta}{2\beta}} \quad (23)$$

$$B_{fm \text{ opt}} = \sqrt{\frac{\Theta}{2\gamma}}. \quad (24)$$

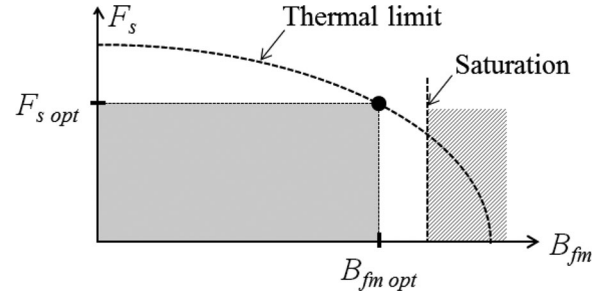


Fig. 5. Geometric representation of the solution.

The maximum power can thus be expressed, from (21) by considering (16)–(19), it gives the analytical form given by (27).

As shown in (27), the maximum electromagnetic power can be written in the form of a product of five functions, expressed successively and separately, i.e.:

- The thermal constraint, with h and $\Delta\theta_{\max}$.
- The mechanical constraint, with V_p and τ_L .
- The copper properties, with k_{f0} , k_L and ρ_c .
- The iron properties, with k_{ad} , k_{ec} and k_h .
- The geometric parameters, with r_w , r_s and k_t .

A. Maximization of Electromagnetic Power

According to (27), electromagnetic power is maximized when $r_s \rightarrow 0$. Such a solution, if we consider a given peripheral speed, leads to an infeasible case, because of an infinite outer radius R . A value of between 0.3 and 0.4 can still be considered however as an acceptable limit (if the efficiency increases with R , the mass increases too). Regarding the search for $r_{w \text{ opt}}$ and p_{opt} , optimal values do exist. The methodology employed to identify these values is similar to the case of maximizing the specific power, as presented in the following section.

B. Maximization of Specific Electromagnetic Power

Let us now examine the power-to-volume ratio. In neglecting the volume of the length of winding ends, with (13) and (15), the machine volume can be expressed as:

$$V_{ol} = \frac{\pi \tau_L V_p^3}{\Omega^3} \frac{1}{r_s^2}. \quad (25)$$

Then, on the basis of (27) and (25), the search for $r_{w \text{ opt}}$, $r_{s \text{ opt}}$ and p_{opt} can be conducted by maximizing the following function:

$$G = \frac{p \Omega}{k_{ec} p \Omega + k_h} \frac{1}{\frac{(1+r_w)}{(r_w^2 - r_s^2)(1-r_w)} + \frac{p^2}{k_t r_s^2}} \quad (26)$$

$$P_{em \text{ max}} = \frac{\sqrt{2}}{2} (h \Delta\theta_{\max}) \left(\frac{\pi V_p^3 \tau_L}{\Omega^3} \right) \sqrt{\frac{k_{f0} k_w^2}{\rho_c k_L}} \sqrt{\frac{p \Omega}{k_{ad} (k_{ec} p \Omega + k_h)}} \sqrt{\frac{1 - k_t}{\frac{(1+r_w) r_s^4}{(r_w^2 - r_s^2)(1-r_w)} + \frac{p^2 r_s^2}{k_t}}}. \quad (27)$$

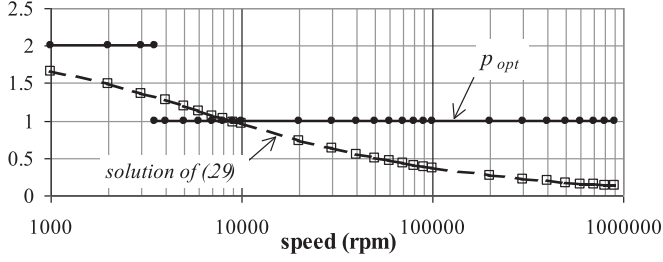


Fig. 6. Optimal number of pole pairs for Si-Fe machines (0.35 mm).

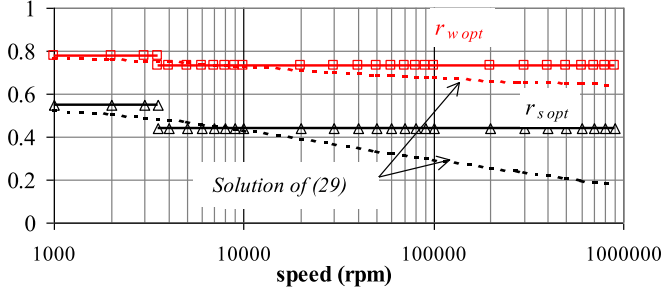


Fig. 7. Optimal geometry versus speed for 0.35 mm Si-Fe machines.

From (26), $r_{w \text{ opt}}$ depends solely on r_s . Through use of a numerical calculation, it can be written as:

$$r_{w \text{ opt}} \approx 0.52 + 0.47r_s. \quad (28)$$

The optimal values of r_s and p can ultimately be calculated by solving the system in:

$$\begin{cases} 2 \frac{k_{ec} \Omega}{k_h} p^3 + p^2 - \frac{k_t r_s^2 (1 + r_w)}{(r_w^2 - r_s^2)(1 - r_w)} = 0 \\ \left(\frac{1 + r_w k_t}{1 - r_w} - p^2 \right) r_s^4 + 2r_w^2 p^2 r_s^2 + r_w^4 p^2 = 0 \end{cases} \quad (29)$$

where (29) is given by the partial derivatives of (26). Figs. 6 and 7 display the optimal values of p , r_s and r_w versus speed for Si-Fe machines (with 0.35-mm thick steel sheets). The solutions to (29) provide the real numbers represented by dashed lines. Optimal values considering integer values for p have been drawn in solid lines. According to (29), the optimal number of pole pairs depends on the product $k_{ec} W$. For Si-Fe machines (with 0.35-mm thick steel sheets), this optimum decreases quickly with speed and equals 1 at speeds above 3500 r/min, at which point the reduced geometric variables remain constant: $r_{s \text{ opt}} = 0.44$ and $r_{w \text{ opt}} = 0.73$.

In the case of SMC machines (i.e., $k_{ec} = 0$), the optimal values of p are independent of speed, resulting in: $p_{\text{opt}} = 2$, $r_{s \text{ opt}} = 0.55$, and $r_{w \text{ opt}} = 0.78$. Then, considering optimal values r_s , r_w and p , Fig. 8 shows the variation in maximum specific electromagnetic power versus speed at $V_p = 150$ m/s and $h = 100$ W/m²·K considering three magnetic materials. It shows how to choose the optimum magnetic material since the intersection of the curves that can be calculated since (26).

Fig. 9 shows the variation in optimal flux density within the airgap and yoke, respectively, as calculated based on (24) and

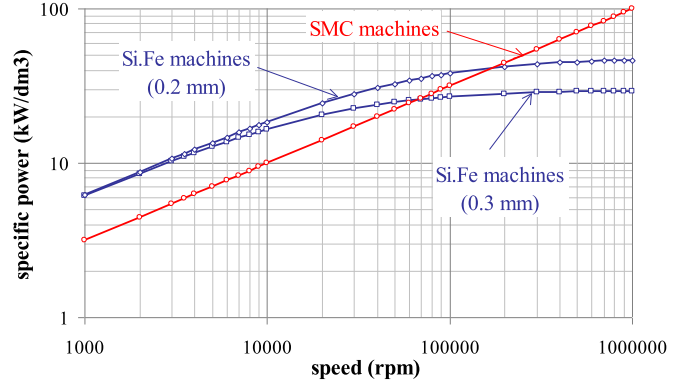
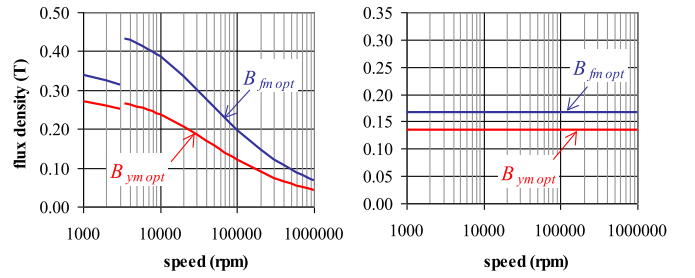


Fig. 8. Maximum specific electromagnetic power versus speed.


 Fig. 9. Optimal flux densities at $V_p = 150$ m/s and $h = 100$ W/m²·K. (a) Si-Fe machines (0.35 mm) (b) SMC machines.

(5). These curves show that the optimal flux density in the yoke remains below the saturation limit for both Si-Fe and SMC machines. This figure also highlights that optimal flux density in the airgap can be achieved by ferrite magnets. That is particularly true for SMC machines. In the case of machines made of iron powders, the optimal flux densities remain constant regardless of the speed. Such a result can easily be explained from (29) with $k_{ec} = 0$ and (24), (22), (17)–(19). Moreover, let us note that the optimal flux density in the airgap is a function of the temperature rise as well as the peripheral speed, according to these equations, such that:

$$B_{fm \text{ opt}} = a \sqrt{\frac{h \Delta \theta_{\text{max}}}{V_p}} \quad (30)$$

where a is a constant for a given geometry. This result demonstrates that for high-speed machines, characterized by high peripheral speeds, the optimal flux density B_{fm} is naturally low, which validate the assumption we have made at the beginning of this section.

As previously mentioned, the genetic algorithm NSGA-II has been used to validate these results. The analytical model proposed in this paper was used and the sizing equations referring to the rotor were added which leads to 8 optimization variables and 11 constraints. Each optimization has been performed ten times per speed with a population size and a number of generations set to 300. Fig. 10 presents a comparison between analytical and numerical solutions and clearly shows the validity of the design optimization presented in this paper.

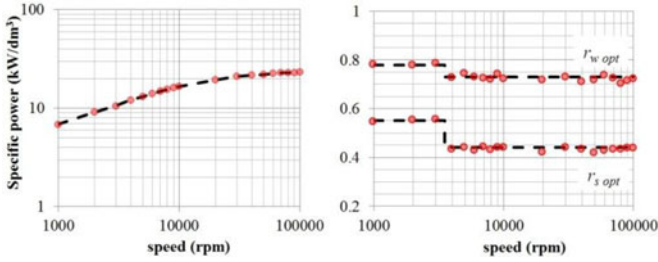


Fig. 10. Analytical and numerical optimum results (– Theoretical limit, • NSGA-II best results).

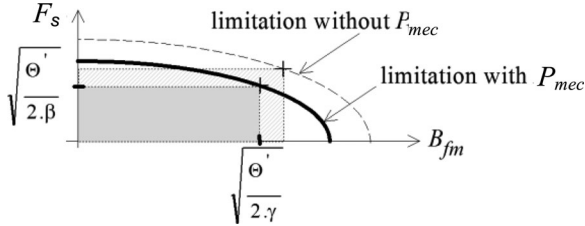


Fig. 11. Geometric representation of the solution with mechanical losses.

C. Optimization With Mechanical Losses

Let us investigate now, how mechanical losses (P_{mec}) can be taken into account within the proposed optimization method: the case of radial heat transfer will be considered (i.e., no dissipation through the winding ends). While the function in (21) to be maximized remains unchanged, the constraint given in (22) is indeed modified. The geometric representation of the solution is given in Fig. 11 and the thermal constraint can now be expressed as:

$$\Theta' = (h S_{th} \Delta\theta_{max}) - (P_{wind} + P_{bear}). \quad (31)$$

The optimal electromagnetic power then becomes:

$$P_{em \max} = \frac{\alpha}{2} \sqrt{\frac{1}{\gamma\beta}} [(h S_{th} \Delta\theta_{max}) - (P_{wind} + P_{bear})]. \quad (32)$$

In that case, optimal values of p , r_s and r_w do not change. Only magnetomotive force F_s and airgap flux density change. They are reduced to satisfy the thermal constraint.

V. POWER-SPEED LIMIT

There are number of applications requiring high specific power. To achieve that, high speeds are required as shown in Fig. 8. Fig. 12 shows a comparison between the power-speed limit observed with existing high-speed machines and the theoretical power-speed limit obtained with the design methodology developed herein. For existing machines, a set with similar peripheral speeds, cooling conditions and technologies (slotted machines) has been selected (see Table I). The theoretical curve (dotted line) obtained since (27) with $V_p = 240$ m/s, $h = 100$ W/m²·K and Si-Fe machines valid, in a large speed range, the design methodology established in this paper.

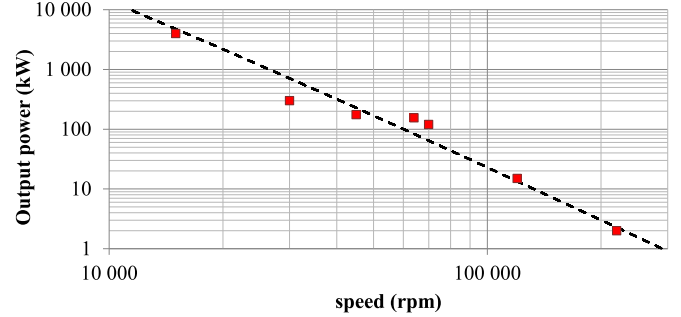


Fig. 12. Power-Speed limit (– Theoretical limit, ■ existing machines).

TABLE I
PUBLISHED DATA FOR HIGH SPEED PM SLOTTED MACHINES

Power (kW)	Speed (r/min)	V_p (m/s)	Ref.
4000	15 000	240	Siemens [24]
300	30 000	191	S2M [25]
175	45 000	217	S2M [25]
155	64 000	240	S2M [25]
120	70 000	242	S2M [25]
15	120 000	214	[26]
2	220 000	288	[27]

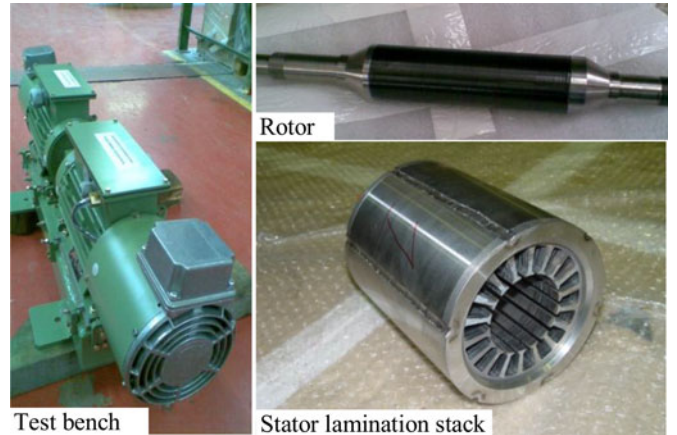


Fig. 13. Experimental test bench.

VI. EXPERIMENTAL VALIDATION

A data test bench, made of two identical PM machines, has been made (see Fig. 13) according to the design methodology presented in this paper. The choice of a relatively slow peripheral speed ($V_p = 80$ m/s) has been done in order to use ball bearings with a power below 30 kW. The machine's parameters are given in Table II.

A. The Designed Machines

The machines designed have a rated speed of 30 000 r/min and a rated power of 25 kW. The surface permanent magnet rotor uses a retaining sleeve made of carbon fiber which thickness is 2 mm. The stator has 18 slots with full pitch distributed

TABLE II
 MACHINE DATA

R	57.9	mm
L	127.3	mm
P	1	
$r_{s \text{ opt}}$	0.44	
$r_{W \text{ opt}}$	0.73	
k_t	0.3	
k_w	0.96	
B_{fm}	0.47	T
B_r	0.9	T
Magnet thickness	3	mm
Sleeve thickness	2	mm
Airgap thickness	0.5	mm
$F_{s \text{ max}}$	615	At
$f_{m \text{ ax}}$	500	Hz
$N_{m \text{ ax}}$	30 000	r/min
V_p	80	m/s
h	100	W/m ² ·K

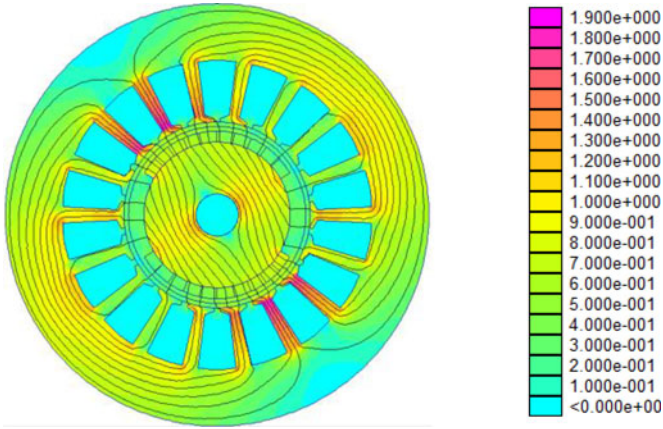


Fig. 14. Flux lines and flux density distribution at full load.

windings. It is manufactured with laminated M270-35A (0.35 mm) silicon steel [28].

The rotor design consists of surface mounted permanent magnets with a pole arc of 120° . SmCo5 Magnets A4A52154 with a remanent flux density $B_r = 0.9$ T have been used with a thickness of 3 mm in order to provide the optimum flux density in the airgap which is $B_{fm} = 0.47$ T. Let us note that a large magnetic airgap (airgap + sleeve 5.5 mm) has been chosen. As a consequence, losses in the magnets can be considered negligible [10]. Ceramic ball bearings HCB71905 (FAG) are used. According to the SKF model [29], coefficients c_1 and c_2 in (11) were calculated. It gives $c_1 = 1.6$ mN·m and $c_2 = 810^{-6}$ N·m/rad·s⁻¹.

B. F.E.M Validation

The analytical modeling has been compared to a FEA (with the software program FEMM). A magneto-static simulation has been used in which the current density is imposed. The FEA assumes the actual BH curve for steel grade M270-35A (0.35 mm) and the maximum torque (T_{em}) has been calculated using the virtual energy principle around a torque angle $\psi = 90^\circ$.

 TABLE III
 SIMULATED AND CALCULATED MACHINE DATA

	2-D FEA	
	No load	Full load
B_{fm} (T)	0.47	0.50
B_{ym} (T)	0.77	0.76
B_{tm} (T)	1.6	1.5
T_{em} (N·m)	6.8	6.9

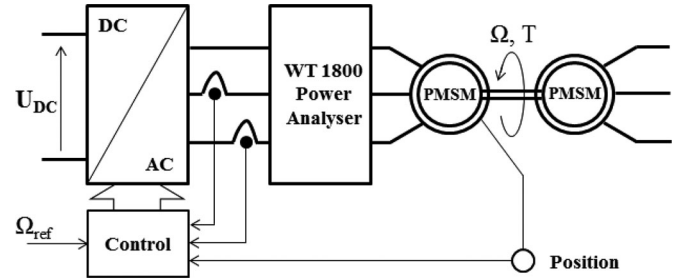


Fig. 15. Scheme of the no load loss measurement.

As shown in Fig. 14, no significant magnetic saturation is observed. The computed torque is closed to the torque obtained analytically (1.5% of variation, see Table III). The values of the flux densities at no load are also validated. At full load, a more significant variation is observed in the yoke. It is mainly due to the armature reaction, naturally important in our case with a forced convection. As a consequence, the armature reaction, neglected in our design methodology, will increase iron losses at full load. It will therefore be necessary to add it in our future works.

C. Experimental Validation

Fig. 15 shows the experimental test set up. Measurements have been done at no load. The two machines are mechanically coupled. A pulse width modulation inverter with a switching frequency of 20 kHz is used to feed one machine and the currents are sinusoidally regulated with a torque angle $\psi = 90^\circ$. The electrical power is measured by a digital precision power analyser Yokogawa WT 1800. The measured power accuracy remains lower than 0.3% in the range 10–500 Hz. In order to validate our model, limited to the first harmonic, the power of the first harmonic has been measured and plotted only.

Assuming two identical machines, the measured power at no load P_0 per machine, plotted Fig. 16, is deduced from:

$$P_0 = \frac{1}{2} (P_{meas} - 3R_s I_s^2) \quad (33)$$

where P_{meas} is the first harmonic measured power for the two machines and I_s the first harmonic rms current of the machine fed. The power P_0 is the sum of the iron, bearing and windage losses.

Fig. 16, plots the no load power obtained by measurement according to (33) and the no load power obtained analytically since the sum of (4), (9) and (11). The variations between

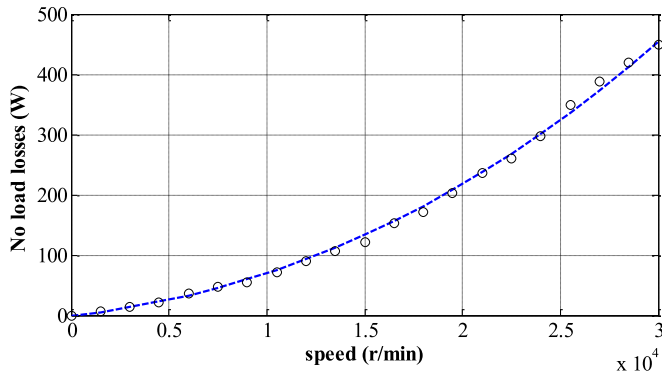


Fig. 16. Measured and calculated no load losses at fundamental frequency (— analytical, o measurement).

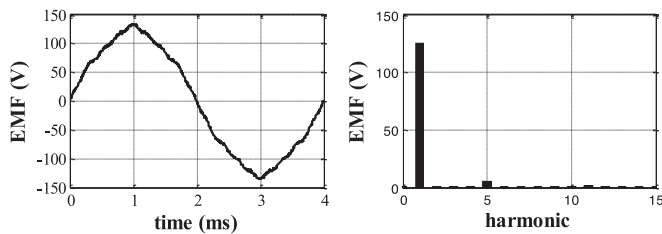


Fig. 17. Experimental waveform and harmonic spectrum of back EMF at 15 000 r/min.

calculation and measurements remain in the range of 10%. At 30 000 r/min, the calculated losses are separated as follows: iron losses 57.8%; the bearing losses 37.8% and windage losses 4.5%. Let us note that harmonic losses, not discussed in this paper, have been measured for a purpose of comparison. They increase iron losses, of about 25%, which gives an experimental coefficient $\eta_d = 1.12$.

The measured speed constant is $k_\Phi = 0.086 \text{ V/rad}\cdot\text{s}^{-1}$. The theoretical value, calculated with the analytical model gives $0.09 \text{ V/rad}\cdot\text{s}^{-1}$. In Fig. 17, the back EMF voltage is plotted with its harmonic spectrum. The THD measured is 4.4% with the fifth harmonic equal to 4% to the first harmonic.

VII. CONCLUSION

This paper has demonstrated the possibility of expressing general design rules based on a set of realistic criteria for high-speed machines. Note that the flux density in the air gap created by magnets constitutes a key parameter, which means that instead of optimizing rotor geometry (i.e., size and remanent flux density of the magnet, airgap thickness), only the flux density can be included during a first step (such a result has already been validated using a complete model associated with a stochastic algorithm). It then follows that rotor optimization is feasible during a second and separate step, on the basis of criteria such as the minimization of harmonic losses, torque ripple, etc. This assumption is naturally valid as long as the armature reaction remains negligible (such is case for surface-mounted permanent magnets at natural air cooling). For a forced convection, this paper has shown the necessity to improve the modeling in our

future works. This study, despite needing to be complemented by adding losses in the magnets, armature reaction and harmonic losses, still constitutes a practical tool and allows: easily comparing performance when assessing different magnetic materials; calculating the theoretical optimal electrical frequency (using the number of pole pairs); and studying the various thermal, mechanical and geometric effects separately. Note, at last, that the methodology developed in this paper allows solving the optimization problem considering torque and speed profiles as shown in [9], [30] and [31] that cannot be easily solved using a numerical method.

REFERENCES

- [1] A. Meada, H. Tomita, and O. Miyashita, "Power and speed limitations in high speed electrical machines," in *Proc. Int. Power Electron. Conf.*, Yokohama, Japan, Apr. 3–7, 1995, pp. 1321–1326.
- [2] M. A. Rahman, A. Chiba, and T. Fukao, "Super high speed electrical machines—summary," in *Proc. IEEE Power Eng. Soc. Gener. Meeting*, Denver, CO, USA, 2004, pp. 1272–1275.
- [3] N. Bianchi, S. Bolognani, and P. Frare, "Design criteria for high-efficiency SPM synchronous motors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 2, pp. 396–403, Jun. 2006.
- [4] M. Comanescu, A. Keyhani, and M. Dai, "Design and analysis of 42-V permanent-magnet generator for automotive applications," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 1, pp. 107–112, Mar. 2003.
- [5] K. J. Binns and D.W. Shimmin, "The relationship between performance characteristics and size of permanent magnet motors," in *Proc. Elect. Mach. Drives Conf.*, 1995, pp. 423–427.
- [6] X. Jannot, J.-C. Vannier, C. Marchand, M. Gabsi, J. Saint-Michel and D. Sadarnac, "Multiphysics modeling of a high-speed interior permanent-magnet synchronous machine for a multiobjective optimal design," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 2, pp. 457–467, Jun. 2011.
- [7] J. Aubry, H. B. Ahmed, and B. Multon, "Sizing optimization methodology of a surface permanent magnet machine-converter system over a torque-speed operating profile: Application to a wave energy converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 5, pp. 2116–2125, May 2012.
- [8] R. Missoum, N. Bernard, E. H. Zaïm, and J. Bonnefous, "Optimization of high speed surface mounted permanent magnet synchronous machines," presented at the Aegean Conf. Elect. Mach. Power Electron., Bodrum, Turkey, Sep. 10–12, 2007.
- [9] N. Bernard, F. Martin, and E.-H. Zaïm, "Design methodology of permanent magnet synchronous machine for a screwdriver application," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 3, pp. 624–633, Sep. 2012.
- [10] I. Takahashi, T. Koganezawa, G. Su, and K. Ohyama, "A super high speed PM motor drive system by a quasi-current source inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 3, pp. 683–690, May/Jun. 1994.
- [11] F. Martin, M. E.-H. Zaïm, A. Tounzi, and N. Bernard, "Improved analytical determination of eddy current losses in surface mounted permanent magnets of synchronous machine," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 6, p. 8101209 (9 pages), Jun. 2014.
- [12] J. W. Shilling and G. L. Houze, "Magnetic properties and domain structure in grain oriented 3% Si-Fe," *IEEE Trans. Magn.*, vol. MAG-10, no. 2, pp. 195–223, Jun. 1974.
- [13] J. Gieras, R.-J. Wang, and J. Maerten Kamper, *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*. The Netherlands, Dordrecht, 2004.
- [14] G. Bertotti, A. Boglietti, M. Chiampi, D. Chiarabaglio, F. Fiorillo, and M. Lazzari, "An improved estimation of iron losses in rotating electrical machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 27, no. 6, pp. 5007–5009, Nov. 1991.
- [15] G. Munteanu, A. Binder, and T. Schneider, "Loss measurement of a 40 kW high-speed bearingless PM synchronous motor," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. Conf.*, Sep. 17–22, 2011, pp. 722–729.
- [16] M. Persson, P. Jansson, and A. B. Högnäs, "Advances in powder metallurgy soft magnetic composite materials for electrical machines," in *Proc. IEE Colloq. Impact New Mater. Des.*, London, U.K., Dec. 8, 1995, pp. 4/1–4/6.
- [17] M. Persson, A. B. Högnäs, A. G. Jack, and B. C. Mecrow, "Soft magnetic composite materials - Use for electrical machines," presented at the 7th Int. Conf. Electr. Mach. Drives, Durham, NC, USA, 1995.

- [18] E. Bilgen and R. Boulos, "Functional dependence of torque coefficient of coaxial cylinders on gap width and Reynolds numbers," *J. Fluids Eng.*, vol. 95, no. 1, pp. 122–126, 1973.
- [19] J. F. Trigeol, Y. Bertin, and P. Lagonotte, "Thermal modeling of an induction machine through the association of two numerical approaches," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 2, pp. 314–323, Jun. 2006.
- [20] N. Bianchi, S. Bolognani, and F. Luise, "Potentials and limits of high speed PM motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 6, pp. 1570–1578, Nov./Dec. 2004.
- [21] T. Wang, F. Wang, H. Bai, and J. Xing, "Optimization design of rotor structure for high-speed permanent magnet machines," in *Proc. Int. Conf. Elect. Mach. Syst.*, Seoul, Korea, Oct. 8–11, 2007, pp. 1438–1442.
- [22] M. Lalanne and G. Ferraris, *Rotordynamics Prediction in Engineering*, 2nd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 1998.
- [23] A. Borisavljevic, H. Polinder, and J. A. Ferreira, "On the speed limits of permanent-magnet machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 220–227, Jan. 2010.
- [24] (2016). <http://w3app.siemens.com/mcms/infocenter/dokumentencenter/ld/Documentsu20Brochures/hv-motor/ws-hs-modyn-en.pdf>
- [25] (2016). <http://www.skf.com/group/products/magneticsystems/index.html?alias=www.magnetic-drives.com>
- [26] D.-K. Hong, B.-C. Woo, and C.-W. Ahn, "Unbalance analysis of 15KW, 120krpm, ultra high speed permanent magnet synchronous motor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 6, pp. 2831–2834, Jun. 2009.
- [27] T. Noguchi, "Development of 150 000 r/min, 1.5 kW permanent-magnet motor for automotive supercharger," in *Proc. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, Nov. 27–30, 2007, pp. 183–188.
- [28] (2016). [Online]. Available: <http://www.arcelormittal.com>
- [29] (2016). [Online]. Available: <http://www.skf.com/group/products/bearings-units-housings/ball-bearings/principles/friction/skf-model/index.html>
- [30] N. Bernard, L. Dang, J.-C. Olivier, N. Bracikowski, G. Wasselynck and G. Berthiau, "Design optimization of high-speed PMSM for electric vehicles," in *Proc. IEEE Veh. Power Prop. Conf.*, Montreal, QC, Canada, Oct. 2015, pp. 19–22.
- [31] J.-C. Olivier, N. Bernard, S. Trieste, L. Mendoza, and S. Bourguet, "Techno-economic optimization of flywheel storage system in transportation," in *Proc. Symp. de Génie Électrique*, Cachan, France, Jul. 2014, pp. 8–10.



Nicolas Bernard was born in France in 1971. He received the M.S. degree in electrical engineering from the University of Poitiers, Poitiers, France, in 1995, followed by the "Agrégation" Instructors Credential in 1997 and the Ph.D. degree from Ecole Normale Supérieure de Cachan, Cachan, France, in 2001. Since 2004, he has been an Assistant Professor with the Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes-Atlantique Laboratory, Saint-Nazaire, France. His research interests include

flywheel energy storage; design, modeling, and optimization of new topologies for electromagnetic actuators; and high-speeds machines.



Rachid Missoum was born in Algeria in 1979. He received the degree in electrical engineering from the National Polytechnic School of Algiers, Algiers, Algeria, in 2003, and the Master's degree in electrical engineering in 2004 and the Ph.D. degree in 2008 from the Polytechnic School of Nantes University, Nantes, France. His research interests include the analytical modeling and optimization of electromagnetic actuators, FEM design analysis, and high-speed permanent magnet machines.



driving cycle.

Linh Dang was born in 1987 in Vietnam. She received the Engineering degree in electrical engineering from the Institut Polytechnique de Hanoi, Hanoi, Vietnam, in 2010, and the M.Sc. degree in electrical engineering from Ecole Polytechnique de Nantes, Nantes, France, in 2014. She is currently working toward the thesis at the Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes-Atlantique Laboratory, Saint-Nazaire, France, on the design methodology of high speed permanent magnet synchronous machine for electric vehicles taking into account the



Nassim Bekka was born in Algeria in 1990. He received the M.S. degree in electrical engineering from the Montpellier University of Science, Montpellier, France, in 2012, and the Ph.D. degree from the University of Nantes, Nantes, France, in 2015. He is currently a Researcher with the Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes-Atlantique Laboratory, Saint Nazaire, France. His research interests include the design, modeling, and optimization of low-speed high-torque permanent magnet synchronous machines.



Hamid Ben Ahmed received the engineering, advanced D.E.A., and Ph.D. degrees in 1988, 1989, and 1994, respectively. From 1994 to 1997, he was a Research Associate. Since 1997, he has been an Assistant Professor in the Mechatronics Department with Ecole Normale Supérieure de Cachan, Brittany Branch, France. His research interests include the design, modeling, and optimization of new topologies of electromagnetic actuators and generators, and the optimization of renewable energy systems.



applications.

Mohamed El-Hadi Zaïm is a Professor with the Department of Electrical Engineering, Polytech'Nantes, Nantes University, Nantes, France. He is currently a Researcher with the Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes-Atlantique Laboratory, Saint-Nazaire, France, where he was the Head of the Electromechanical Conversion Team. He is involved in the research and development of electrical machines design. He is especially active in the fields of permanent magnets and solid-rotor high-speed synchronous machines, and reluctance machines for low-speed

Design Optimization with Flux Weakening of High-Speed PMSM for Electrical Vehicle Considering the Driving Cycle

Linh Dang ^{IP}, Nicolas Bernard, Nicolas Bracikowski, and Gérard Berthiau

Abstract—In this paper, the design optimization of a non-salient high-speed permanent magnet synchronous machine (PMSM) for electric vehicle applications is presented. It will be shown how, with a new approach, it is possible to find a deterministic solution to solve the sizing of the machine from a given driving cycle. The optimal geometry and the optimal control strategy over the cycle minimizing both the energy losses and the volume of the machine will be calculated. At first, the one-dimensional analytical model used is presented and validated for the most significant point of the driving cycle using a finite element method. Then, the design methodology and the results through a specific application are detailed. Particularly, it will be shown how the flux weakening, directly given by the design process via the optimization of the control strategy, allows reducing both the energy losses and the constraints on the power converter. At last, in order to validate the solution considering the whole cycle while keeping a reduced computation time, a reluctance network model of the PMSM is used. This model validate the energy losses and the flux densities in the steel parts over the cycle. The study will be done considering the urban dynamometer driving schedule.

Index Terms—Design optimization, driving cycle, electric vehicle, flux weakening, high-speed permanent magnet synchronous machines (PMSM), reluctance network (RN).

NOMENCLATURE

B_{fm}	Magnitude of radial magnet flux density (T).
F_{MM}	Stator magnetomotive force (At).
T_{em}	Torque (N · m).
P_c	Copper losses (W).
P_{mg}	Iron losses (W).
ψ	Torque angle (rad).
h_{eq}	Heat transfer coefficient (W/m ² · K).
S_{th}	Heat transfer surface (m ²).
θ	Temperature (°C).

σ	Electric conductivity (S · m ⁻¹).
μ_0	Permeability of the air (H · m ⁻¹).
μ_r	Relative permeability of iron.
k_{ad}	Additional loss coefficient.
k_{ec}	Eddy currents specific loss coefficient.
k_f	Slot filling factor.
k_h	Hysteresis specific loss coefficient.
k_t	Slot opening to tooth opening ratio.
k_w	Winding coefficient.
k_L	Coefficient for correcting the active length.
L	Active length (m).
p	Number of pole pairs.
R	Outer stator radius (m).
R_s	Inner stator radius (m).
R_w	Outer winding radius (m).
R_r	Outer rotor radius (m).
r_s	Reduced inner stator radius.
r_w	Reduced outer winding radius.
h_e	Air-gap thickness (m).
h_{pm}	Permanent magnet thickness (m).
N_s	Number of turns per phase.
Ω_L	Load mechanical angular velocity (rad/s).
g	Gear ratio ($g = \Omega_M / \Omega_L$).
Ω_M	Machine mechanical angular velocity (rad/s).
M	Vehicle mass (kg).
c_x	Air drag coefficient.
f	Rolling resistance coefficient.
S	Vehicle frontal area (m ²).

I. INTRODUCTION

THE electrical vehicle is an interesting and efficient solution for personal and urban transportation due to the fuel energy resources exhaustion and environmental concern [1]. Owing to the limited capacity of batteries, electric motors for automotive applications are usually designed to maximize the energy efficiency with a reduced volume [2]. On the other hand, traction devices for transport vehicles are required to work on highly variable torque and speed that can be represented by standard driving cycles such as the urban dynamometer driving schedule (UDDS) or the new European driving cycle [3]. These cycles are frequently composed of several hundred working points. Thus, the optimal design process based on a numerical calculation is one of the main difficulties because it requires quite a lot of

Manuscript received December 30, 2016; revised March 31, 2017 and May 24, 2017; accepted June 8, 2017. Date of publication July 13, 2017; date of current version October 24, 2017. (Corresponding author: Linh Dang.)

The authors are with the Laboratoire Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes-Atlantique, Boulevard de l'Université, Saint Nazaire 44600, France (e-mail: thi-nhat-linh.dang@etu.univ-nantes.fr; nicolas.bernard@univ-nantes.fr; nicolas.bracikowski@univ-nantes.fr; gerard.berthiau@univ-nantes.fr).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TIE.2017.2726962

computation time, particularly when the profiles of the optimal control parameters are searched in addition to the optimal geometry. In the literature, we can find many references dealing with this problem. In [4]–[7], in order to solve it and evaluate properly the energy consumption of the machine over the cycle, the whole cycle is reduced to some points in which the energy consumption of the motor is the highest. The torque-speed plane can also be divided into several uniform areas replaced by their barycenter [8], [9]. In the optimization procedure, the performance of the motor is evaluated from these points taking into account equivalent weighted coefficients. These coefficients are the ratio between the number of points in each area and the total number of points on the cycle. In [10]–[13], studies deal with the way to evaluate the energy losses at all operating points. These methods are based on the combination of the finite element analysis and an analytical model (AM). More generally, the authors propose analytical formulae, easier to use in an optimization work, to determine the copper and iron losses at every working point.

Furthermore, the optimal sizing is generally carried out considering a given control strategy [11], [14], [15], not necessary the optimal one. This strategy consists in a flux-weakening mode above the base speed only. Below this base speed, the torque angle (angle between the stator current and back EMF) is set to a constant and maximize the torque per Ampere value; and above the base speed, the torque angle is changed in order to satisfy the voltage limitation due to the power converter, via the maximization of the torque per Volt for example [16]–[18]. In that case, the control strategy leads to minimize, for a given torque, only the copper losses during operation, whereas iron losses, particularly in high-speed machines, can represent a significant part of the electric losses [19]–[21].

In our study, we will solve these problems considering the case of a high-speed permanent magnet synchronous machines (PMSM), thanks to their high energy efficiency and power density [22], [23]. In [24], we have proposed a solution, already applied to the case of electric vehicles, where the design optimization was performed analytically. However, in this previous work, the armature reaction was assumed negligible. In that case, the iron losses, independent of the stator current, lead to an optimal torque angle ψ , which is zero whatever be the operating point. In this paper, we have extended our research adding the armature reaction in the process to propose a complete and realistic design optimization. From the driving cycle, the optimal geometry, optimal flux densities and optimal control parameters, minimizing both the losses and the volume of the machine will be calculated in a way remaining deterministic.

This paper is organized as follows. Section II presents the AM on which the design method will be based. In Section III, the design methodology and the resulting optimal design of the surface mounted PMSM will be discussed. At last, a reluctance network model (RN), presented in Section IV, will be used in Section V to test the optimal machine with its optimal control strategy.

From the data given in Table I (considering an urban vehicle) and the speed profile (UDDS driving cycle) shown in Fig. 1

TABLE I
VEHICLE DATA

Symbol	Quantity	Value
M	Vehicle mass	700 kg
c_x	Air drag coefficient	0.3
f	Rolling resistance coefficient	0.01
S	Frontal area	1.5 m ²

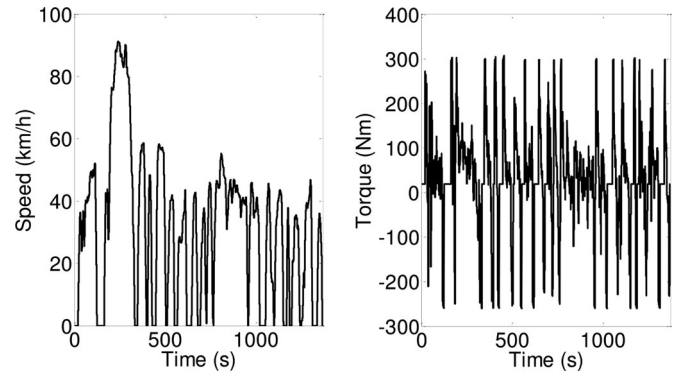


Fig. 1. Speed and torque profiles of the vehicle.

TABLE II
SPECIFIC DATA OF MOTOR TORQUE-SPEED PROFILES WITH $g = 35$

Symbol	Quantity	Value
P_{max}	Maximal Power	14.6 kW
T_{emmax}	Maximal Torque	8.7 Nm
T_{emeff}	Effective Torque	3.5 Nm
T_{emav}	Average Torque	2.5 Nm
N_{max}	Maximal Speed	31377 r/min
N_{eff}	Effective Speed	13545 r/min
N_{av}	Average Speed	10834 r/min

(left), the required torque on the wheel is calculated from the classical formula (assuming no incline) [25]

$$F_m(t) = M \frac{dv(t)}{dt} + \frac{1}{2} c_x S v^2(t) + 9.81 M f \quad (1)$$

which is plotted on the right-hand side of Fig. 1. The torque-speed profiles of the PMSM can be deduced when the gear box g is given. The main characteristic of the torque-speed profile of the motor are shown in Table II with $g = 35$.

II. ANALYTICAL MODEL

We assume the linearity of the magnetic behavior agreement with naturally low flux densities observed in high-speed PMSM [26]. The study is limited to the first harmonic and the losses in the magnets due to slot effects are neglected [27]. The relative permeability of the permanent magnets is assumed equal to unity. Based on these hypotheses, a one-dimensional (1-D) AM is established and detailed in [28]. We will only recall here the main points that will serve to present the design optimization presented in the next section.

A. Analytical Model

The electromagnetic torque $T_{em}(t)$, the copper losses $P_c(t)$, the iron losses in the yoke $P_{Ymg}(t)$ and in the teeth $P_{Tmg}(t)$ are expressed as functions of the following variables : the effective magnetomotive force $F_{MM}(t)$, the torque angle $\psi(t)$ (angle between the stator current and the back EMF), and the magnitude of the magnet flux density in the air-gap B_{fm} .

- 1) *Electromagnetic torque*: Assuming no saliency and no slotting effect, the air-gap is constant and the machine has no reluctance torque. There is only the synchronous torque that is expressed as follows:

$$T_{em}(t) = \alpha B_{fm} F_{MM}(t) \cos(\psi(t)) \quad (2)$$

where $F_{MM}(t)$ is, during the cycle, proportional to the number turns N_s and the profile of the effective current $I_s(t)$

$$F_{MM}(t) = N_s I_s(t). \quad (3)$$

- 2) *Loss calculation*: Here, we consider the copper losses $P_c(t)$, the iron losses in the stator yoke $P_{Ymg}(t)$, and the iron losses in the stator teeth $P_{Tmg}(t)$

$$P_{tot}(t) = P_c(t) + P_{Ymg}(t) + P_{Tmg}(t). \quad (4)$$

The copper losses are proportional to the square of the effective magnetomotive force such as

$$P_c(t) = \beta F_{MM}^2(t). \quad (5)$$

And the iron losses are the sum of hysteresis and eddy current losses [29] as

$$P_{Ymg}(t) = \gamma_1 k_{ad} [k_{ec} p^2 \Omega_M^2(t) + k_h p \Omega_M(t)] B_{rm}(t)^2 \quad (6)$$

$$P_{Tmg}(t) = \gamma_2 k_{ad} [k_{ec} p^2 \Omega_M^2(t) + k_h p \Omega_M(t)] B_{rm}(t)^2 \quad (7)$$

with B_{rm} the resulting air-gap flux density that can be written as follows:

$$B_{rm}^2(t) = B_{fm}^2 + u^2 F_{MM}^2(t) - 2u F_{MM}(t) B_{fm} \sin(\psi(t)). \quad (8)$$

The terms α , β , u , γ_1 , and γ_2 are functions of the main geometric parameters R , r_s , r_w , the magnetic air-gap thickness ($h_e + h_{pm}$), the active length L and the pole

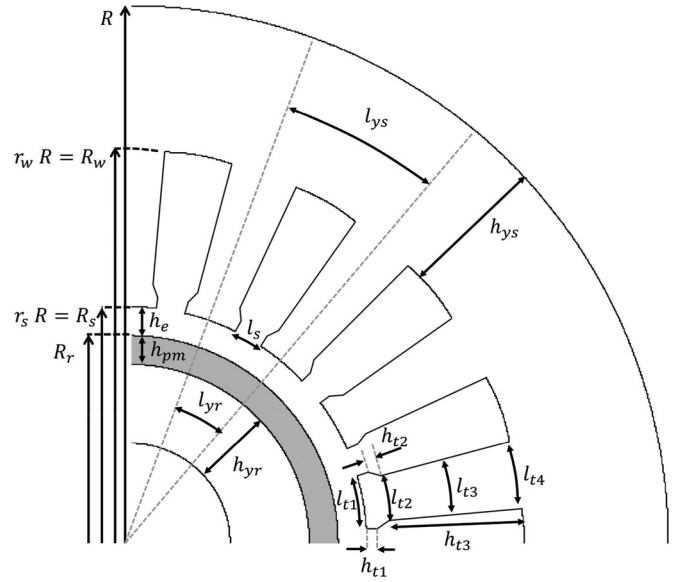


Fig. 2. Geometric data of the machine.

pair number p (cf. Fig. 2)

$$\alpha = \frac{12}{\sqrt{2}} r_s p L R \quad (9)$$

$$\beta = \frac{144}{\pi} \sigma \frac{k_L}{k_f k_w^2} \frac{p^2}{r_w^2 - r_s^2} \frac{L}{R^2} \quad (10)$$

$$u = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} \frac{\mu_0}{h_e + h_{pm}} \quad (11)$$

$$\gamma_1 = \pi \frac{(1 + r_w) r_s^2}{p(1 - r_w)} L R^2 \quad (12)$$

$$\gamma_2 = \frac{\pi}{k_t} \frac{(r_w^2 - r_s^2) r_s}{r_w} L R^2. \quad (13)$$

- 3) *Constraints*: We consider here a constant thermal mode. In this case, the maximum temperature rise $\Delta\theta_{max}$ depends on the average losses. It can be written as [30]

$$\Delta\theta_{max} = \frac{\langle P_{tot}(t) \rangle}{h_{eq} S_{th}}. \quad (14)$$

In this paper, the effect of mechanical losses will not be discussed. Note that they can be taken into account in our method and lead to an over sizing of the machine as discussed in [30]. Mechanical constraints are imposed by limitations due to both the maximum stress and the first natural frequency of the rotor (with the maximum operating speed assumed to be lower than the first critical speed) [31]. The ratio L/R_r and the radius of the rotor R_r must, therefore, satisfy

$$L/R_r \approx L/R_s \leq 5 \quad (15)$$

$$R_r \leq \frac{V_{pmax}}{\Omega_{max}} \quad (16)$$

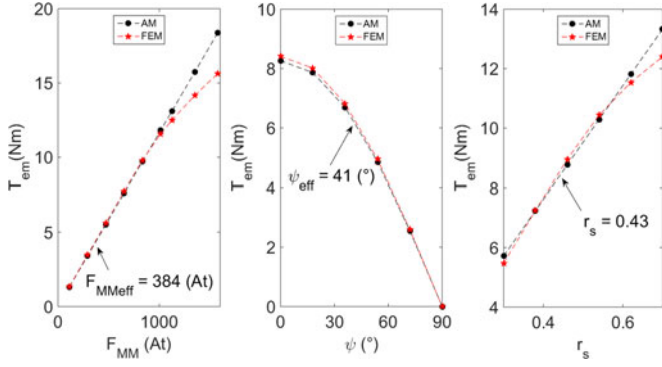


Fig. 3. Torque for various F_{MM} source, ψ and r_s .

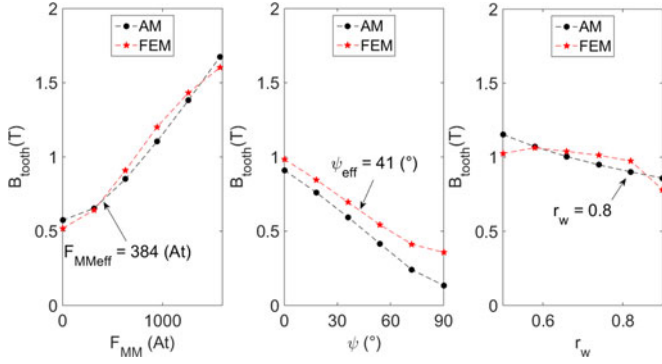


Fig. 4. Average flux densities in stator tooth for various F_{MM} source, ψ and r_w .

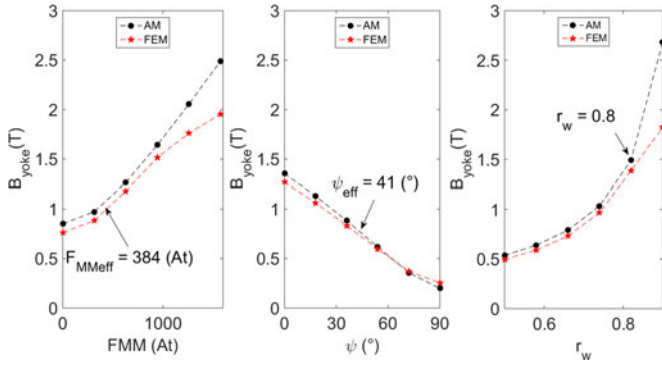


Fig. 5. Average flux densities in stator yoke for various F_{MM} source, ψ and r_w .

where V_{pmax} and Ω_{max} are, respectively, the maximum rotor peripheral speed and the maximum angular speed of the machine.

B. 1-D Model Validation

The 1-D AM usually gives good results for surface mounted PMSM. Figs. 3–5 compare the results between this model and a 2-D finite-element model (FEM). For this comparison, we have considered a reference machine whose design and parameters are shown in Fig. 6 and in Table IV (case with $\psi_{opt}(t)$). The effective magnetomotive force and the torque angle used with this reference machine are, respectively, $F_{MMeff} = 384$ At and

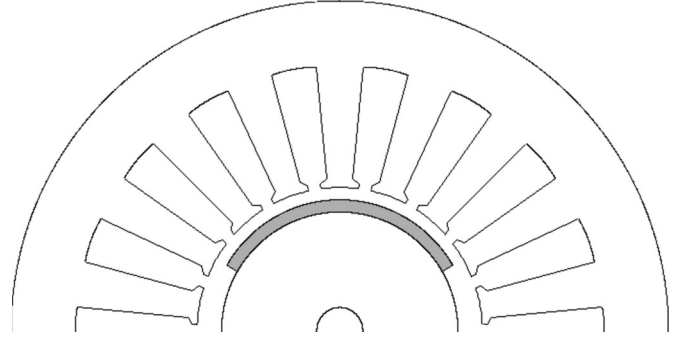


Fig. 6. Optimal design with $\psi_{opt}(t)$, $l_s = 2.5$ mm, $h_{t1} = 1$ mm, $h_{t2} = 1$ mm.

$\psi = 41^\circ$. Figs. 3 and 5 present the results with different variations around the reference geometry. They show that the AM is sufficiently robust with respect to the geometry and control variables. It can be noted that the main error on the torque is due to the saturation effect. However, in the case of high-speed machines, with naturally low flux densities, this constraint is not a problem.

III. DESIGN METHODOLOGY

In this section, we will first show how the model presented in the previous section can be used to solve our optimization problem. In a second stage, this design methodology will be applied considering a UDDS driving cycle, with two different control strategies: with $\psi(t) = 0$ and with $\psi_{opt}(t)$.

A. Design Methodology

The goal here is to minimize the energy losses over the driving cycle as well as the volume of the machine when the speed profile and the vehicle characteristics are given. We will show that it is possible to solve this problem using a deterministic way by following three steps.

Step 1: The control parameters $F_{MM}(t)$ and $\psi(t)$ minimizing the total losses at a given working point is expressed as a function of the torque, the speed, and the remaining optimization parameters.

Step 2: The optimal magnitude of the radial airgap flux density B_{fm} is obtained by minimizing the average total losses considering the torque profile $T_{em}(t)$ and the speed profile $\Omega(t)$. Using the results from the first step, it is possible to express this optimal flux density B_{fm} according to the geometrical parameters R , r_s , r_w , and the pole pair number p .

Step 3: The optimal parameters r_s , r_w , and p are calculated to minimize the average losses from step 2. The external radius R is also deduced considering both the thermal constraint and the volume minimization.

1) *Step 1:* From (2), (5), (6), (7), and (8), the total electrical losses, $P_{tot}(t)$ can be written as a function of the optimal

parameter $\psi(t)$ as follows:

$$P_{\text{tot}}(t) = \frac{\gamma_0(t)\beta}{\beta + \gamma_0(t)u^2} B_{\text{fm}}^2 + (\beta + \gamma_0(t)u^2) \frac{T_{\text{em}}^2(t)}{\alpha^2} \frac{1}{B_{\text{fm}}^2} + (\beta + \gamma_0(t)u^2) \frac{1}{B_{\text{fm}}^2} \times \left(\frac{T_{\text{em}}(t)}{\alpha} \tan(\psi(t)) - \frac{\gamma_0(t)u}{\beta + \gamma_0(t)u^2} B_{\text{fm}}^2 \right)^2 \quad (17)$$

where $\gamma_0(t) = (\gamma_1 + \gamma_2)k_{\text{ad}}[k_{\text{ec}}p^2\Omega_M^2(t) + k_h p\Omega_M(t)]$. Then it can be demonstrated that the optimal value of $\psi(t)$ that minimizes $P_{\text{tot}}(t)$ at a given working point can be expressed as

$$\psi_{\text{opt}}(t) = \tan^{-1} \left(\frac{\alpha\gamma_0(t)u}{\beta + \gamma_0(t)u^2} \frac{B_{\text{fm}}^2}{T_{\text{em}}(t)} \right). \quad (18)$$

The optimal effective magnetomotive force $F_{\text{MMopt}}(t)$ can be obtained at a given torque as

$$F_{\text{MMopt}}(t) = \sqrt{\left(\frac{T_{\text{em}}(t)}{\alpha B_{\text{fm}}} \right)^2 + \left(\frac{\gamma_0(t)u B_{\text{fm}}}{\beta + \gamma_0(t)u^2} \right)^2}. \quad (19)$$

- 2) *Step 2*: Once the motor works with the $\psi_{\text{opt}}(t)$ and $F_{\text{MMopt}}(t)$, the average total losses over the cycle $\langle P_{\text{tot}}(t) \rangle$ can be deduced and given by

$$\langle P_{\text{tot}}(t) \rangle = B_{\text{fm}}^2 \frac{1}{T} \int \frac{\gamma_0(t)\beta}{\beta + \gamma_0(t)u^2} dt + \frac{1}{B_{\text{fm}}^2} \frac{1}{T} \int (\beta + \gamma_0(t)u^2) \frac{T_{\text{em}}^2(t)}{\alpha^2} dt. \quad (20)$$

This equation has a form $f = x^2 A + (1/x^2)B$ with two positive constants A and B . It can be demonstrated that f is minimal and equal to $2\sqrt{AB}$ when $x^2 A = (1/x^2)B$ or $x = (B/A)^{1/4}$. As a consequence, the optimal value of B_{fm} , noted B_{fmopt} , which minimize $\langle P_{\text{tot}}(t) \rangle$ can be expressed as follows:

$$B_{\text{fmopt}} = \left(\frac{\frac{1}{T} \int (\beta + \gamma_0(t)u^2) \frac{T_{\text{em}}^2(t)}{\alpha^2} dt}{\frac{1}{T} \int \frac{\gamma_0(t)\beta}{\beta + \gamma_0(t)u^2} dt} \right)^{\frac{1}{4}}. \quad (21)$$

- 3) *Step 3*: Finally, by substituting B_{fmopt} obtained previously in (21), we can express $\langle P_{\text{tot}}(t) \rangle$ as follows:

$$\langle P_{\text{tot}}(t) \rangle = 2 \times \sqrt{\frac{1}{T} \int (\beta + \gamma_0(t)u^2) \frac{T_{\text{em}}^2(t)}{\alpha^2} dt} \times \sqrt{\frac{1}{T} \int \frac{\gamma_0(t)\beta}{\beta + \gamma_0(t)u^2} dt}. \quad (22)$$

In the specific case where the armature reaction is negligible ($u = 0$), (22) can be solved analytically. It appears then that the sizing data of the cycle are the effective (rms) torque T_{emeff} , the average speed Ω_{av} , and the effective speed Ω_{eff} . The volume and the optimal variables (r_w, r_s ,

TABLE III
CONSTANT DATA [30]

Quantity	Value
h	10 W/m ² K
$\Delta\theta_{\text{max}}$	70 °C
k_{ad}	3 (0.3 mm Si.Fe)
k_{ec}	6.5×10^{-3} (0.3 mm Si.Fe)
k_h	15 (0.3 mm Si.Fe)
k_f	0.3
k_i	0.5
k_L	1.2
k_w	0.9

TABLE IV
OPTIMAL GEOMETRY DATA AND OPTIMAL PERFORMANCES

Quantity	$\psi(t) = 0$	$\psi_{\text{opt}}(t)$
p_{opt}	1	1
r_{sopt}	0.3	0.43
r_{wopt}	0.65	0.8
R	72 mm	67 mm (-7%)
B_{fmopt}	0.46 T	0.39 T
$\langle P_c(t) \rangle$	29.8 W	34.5 W
$\langle P_{\text{mg}}(t) \rangle$	38 W	25 W
$\langle P_{\text{tot}}(t) \rangle$	67.8 W	59.5 W (-12%)

and p) can be expressed analytically [24]. In the general case ($u \neq 0$), the use of a numerical algorithm is necessary. However, the computation time remains reduced compared to the classical method when all the points of the cycle are considered without reduction of the model or discretization of the model. The minimization of both the losses and the volume leads to a pareto-optimal front in which all the optimal machines have the same parameters: p, r_s , and r_w . Among all the solutions, only one satisfy the thermal constraint allowing to find R_{opt} .

B. Optimal Designed Motor

Here, we will apply the design methodology presented above, from step 1 to step 3, considering the two following different cases.

- 1) In the first case, the torque angle $\psi(t)$ is not optimized and set to zero for all working points of the driving cycle. This control strategy is usually chosen for the motor in the constant torque area.
- 2) In the second case, the torque angle is optimized. The motor then works in flux-weakening regime at all working point of the cycle.

For these two case, the constant data used in the optimization process are given in Table III. After steps 1 and 2, a numerical optimization algorithm is used to minimize the formula (22). It gives the optimal values of the motor as presented in Table IV.

We can see that the motor optimized with $\psi_{\text{opt}}(t)$ is smaller (7%) than the motor optimized with $\psi = 0$. It is due to the fact that, with $\psi_{\text{opt}}(t)$, the motor works permanently in the flux-weakening regime that produces lower flux densities and

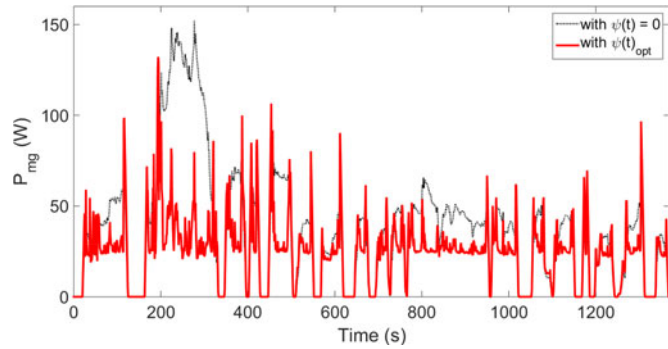


Fig. 7. Time evolution of iron losses of the motor optimal with $\psi_{\text{opt}}(t)$ and with $\psi(t) = 0$.

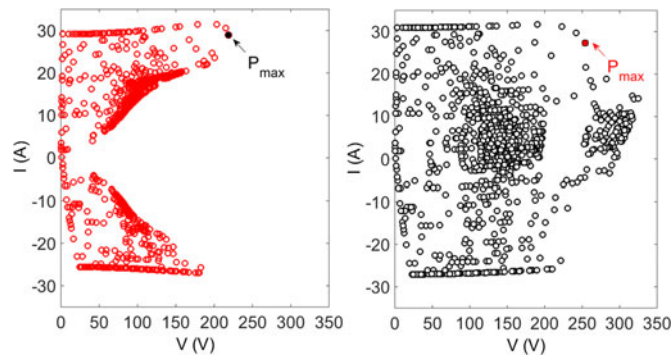


Fig. 8. Current-voltage plane of the optimal motor with $\psi_{\text{opt}}(t)$ (left) and with $\psi(t) = 0$ (right).

lower iron losses. The variations of iron losses with time of the optimal motors, for the two cases, are plotted in Fig. 7. The motor with $\psi_{\text{opt}}(t)$ consumes less than 12% of average losses $\langle P_{\text{tot}}(t) \rangle$ compared to the motor controlled with $\psi(t) = 0$ (59.5 W for $\psi_{\text{opt}}(t)$ against 67.8 W for the $\psi(t)$ equal to 0).

Fig. 8 shows the map of the voltage-current operating points of these optimal motors. We can see that the flux-weakening leads to a lower magnitude of supply voltage reducing the constraint on the power converter (220 V with optimal $\psi_{\text{opt}}(t)$ against 325 V with $\psi(t) = 0$). Here, the number of turns of the winding, not optimized in this work, is set to 45. The optimization of this parameter will be made in a next paper in which the power converter and its loss model will be considered.

Note that owing to the assumptions (no losses in the rotor), the optimization does not depend on geometric parameters of the rotor that are not present in (2)–(13). As a consequence, the choice of the magnets, their dimensions and the airgap length can be done separately. h_{pm} and h_a have been chosen equal to 2.5 mm. The value of the gear box ratio g has been chosen here equal to 35. As shown in [30][32], g can be optimized considering mechanical losses. It will not be discussed in this paper. The choice of the winding and the choice of its parameters (number of slots, slot opening,...) can be done in a final step in order to minimize harmonics for example. In this paper, this work is not discussed and the winding is chosen with the parameters summarized in Table V.

TABLE V
MOTOR DATA

Symbol	Quantity	Value
q	Number of phases	3
Q_s	Number of stator slots	18
N_s	Number of stator winding turns	45
h_a	Air gap length	2.5 mm
h_{pm}	Permanent magnet length	2.5 mm
l_s	Opening slot width	2.5 mm
h_{t1}	Tooth tip thickness	1 mm
h_{t2}	Tooth isthmus thickness	1 mm

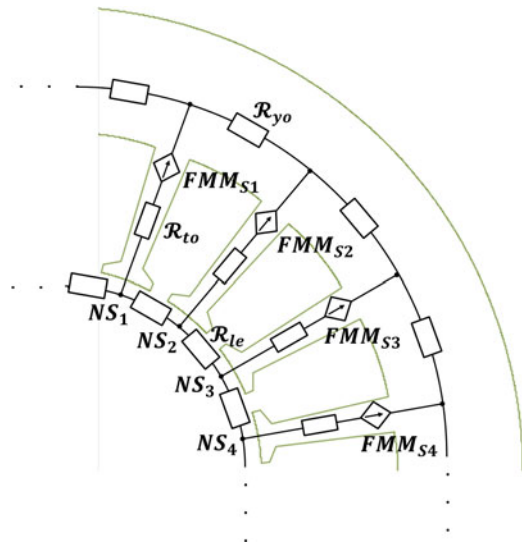


Fig. 9. Stator RN.

The proposed method is applied here to a nonsalient machine. Note, however that, for a salient machine, the different steps of the optimization remain valid with the appropriate changes in the AM.

IV. RN MODEL

In the following sections, the optimal solution will be validated considering the driving cycle. For this purpose, the performance of the designed machine needs to be evaluated considering all the operating points (1370 points for the UDDS). Such a validation cannot be easily performed using a 2-D FEM because of an important amount of the calculation time. We have, therefore, developed an RN) model of the motor. This approach indeed allows an acceptable calculation time while keeping a good accuracy [33]–[36].

A. Reluctance Network

The iron parts of the machine can be split into elements in a simple way via the insight of flux paths. Using linear magnetic material, these elements can be modeled by constant reluctances. Figs. 9 and 10 show the RNs of the stator and rotor. In these figures, \mathcal{R}_{to} , \mathcal{R}_{yo} , \mathcal{R}_{le} , and \mathcal{R}_r are respectively the reluctance of stator tooth, stator yoke, stator tooth flux leakage and rotor

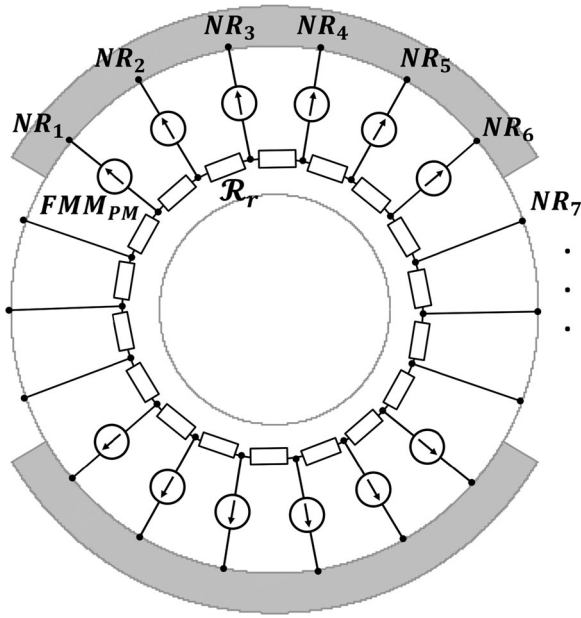


Fig. 10. Rotor RN.

yoke. These values can be determined as follows (cf. Fig. 2):

$$\mathfrak{R}_{t0} = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{h_{t1}}{L l_{t1}} + \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{h_{t2} \ln\left(\frac{l_{t2}}{l_{t1}}\right)}{L(l_{t2} - l_{t1})} + \frac{2}{\mu_0 \mu_r} \frac{h_{t3} \ln\left(\frac{l_{t2}}{l_{t3}}\right)}{L(l_{t2} - l_{t3})} + \frac{2}{\mu_0 \mu_r} \frac{h_{t3} \ln\left(\frac{l_{t3}}{l_{t4}}\right)}{L(l_{t3} - l_{t4})} \quad (23)$$

$$\mathfrak{R}_{y0} = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{l_{ys}}{L h_{y0}} \quad (24)$$

$$\mathfrak{R}_{le} = \frac{1}{\mu_0} \frac{l_s}{L h_{t1}} \quad (25)$$

$$\mathfrak{R}_r = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{l_{yr}}{L h_{yr}} \quad (26)$$

FMM_{PM} and FMM_{S_i} are, respectively, magnetomotive forces of permanent magnets and armature currents. FMM_{PM} is defined as

$$FMM_{PM} = h_{pm} H_c \quad (27)$$

where H_c is the coercive field of the permanent magnets. The distribution of FMM_{S_i} is calculated using the method presented in [37].

The configuration of the RN in the air-gap is shown in the Fig. 11. In this figure, the rotor node NR_j is connected to the node NS_i on the stator through an air-gap reluctance. For the studied motor, 18×18 air-gap reluctances are used (18 slots). These air-gap reluctances depend on the position of the rotor θ_r . Some values of an air-gap reluctance for various positions of the rotor can be evaluated using the tooth contour method (TCM), which is based on a finite element calculation [38]. Each reluctance can be then approximated by the following

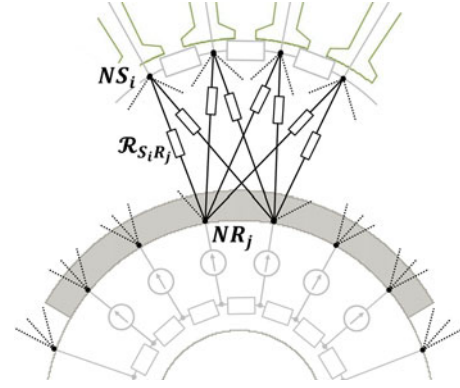


Fig. 11. RN in the airgap.

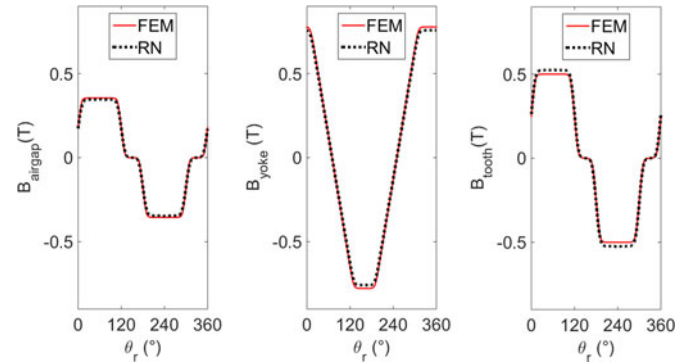
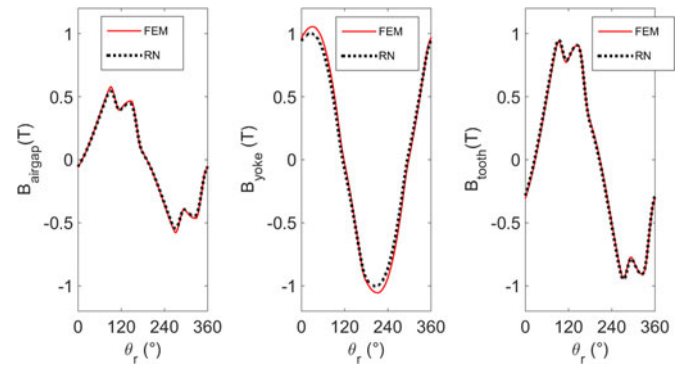


Fig. 12. Flux density at no load.

Fig. 13. Flux density at full load: $F_{MM} = 708$ (At), $\psi = 18^\circ$.

analytical formula [24]:

$$\mathfrak{R}(\theta_r) = \mathfrak{R}_{\max} - \frac{\mathfrak{R}_{\max} - \mathfrak{R}_{\min}}{1 + \sum_1^m \left| \frac{\theta_r}{\lambda_m} \right|^{2m \beta_m}} \quad (28)$$

where \mathfrak{R}_{\max} , \mathfrak{R}_{\min} , β_m , γ_m , and m can be chosen to best fit the simulation data given by the TCM.

B. RN Validation by FEM

Simulations with 2-D finite elements were used to validate the RN model. The flux densities in different parts of the motor obtained by the two models are compared at no-load and full load regimes. Figs. 12 and 13 plot the flux densities in the air gap, rotor teeth, and stator yoke. It shows that the developed

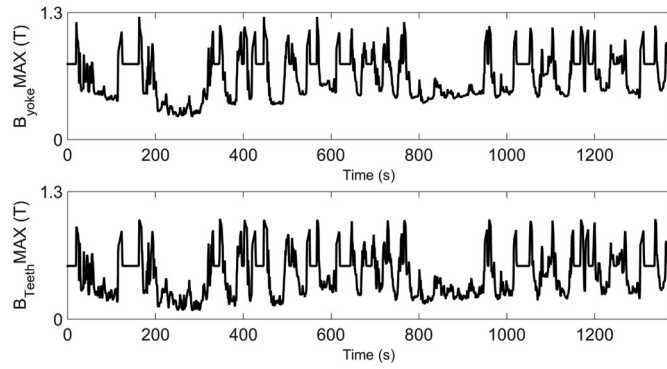


Fig. 14. Maximum flux density in yokes and teeth over the cycle.

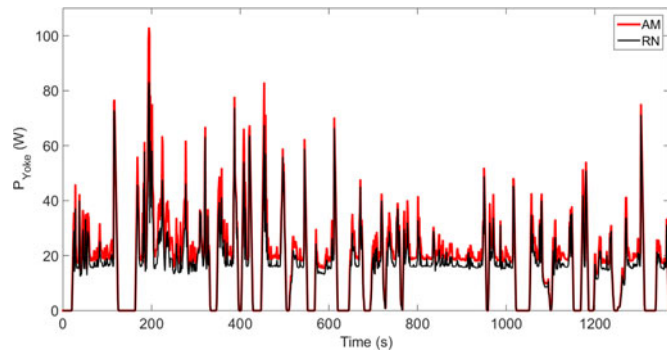


Fig. 15. Iron losses in the yoke of the motor over the cycle.

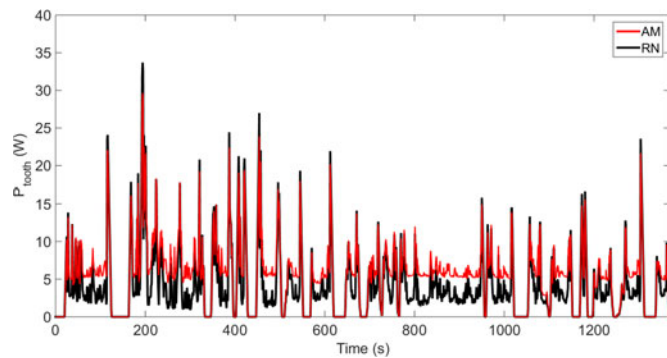


Fig. 16. Iron losses in the teeth of the motor over the cycle.

RN model offers a good accordance with FE. At no-load and full load, the difference at the maximal value of flux density is about 5%.

V. VALIDATION OVER THE DRIVING CYCLE

In this section, the performance of the motor optimized with $\psi_{opt}(t)$ in section III is evaluated at each point of the driving cycle using the developed RN model. The assumption on the linearity of the magnetic material is verified and the average value of energy losses calculated over the cycle is compared with analytical results.

In Fig. 14, the magnitude of the flux densities calculated with the RN, in the yoke and in the teeth, are plotted. As it can be shown, the magnetic flux density during the cycle is always

TABLE VI
IRON LOSSES

	AM	RN	Variation (%)
$\langle P_{yoke}(t) \rangle$	19.3	16.3	15%
$\langle P_{teeth}(t) \rangle$	5.6	4.6	18%
$\langle P_{mg}(t) \rangle$	24.9	20.9	16%

lower than the saturation level which is $1.3T$ for $M270 - 35A$ iron.

Figs. 15 and 16 present the iron losses in the yoke and the teeth, determined by the AM and the RN. Their average values over the cycle are summarized in Table VI.

The total losses, $(\langle P_c(t) \rangle + P_{mg}(t))$, calculated by the RN is 55.4 W against 59.5 W for the AM that gives 6.7% of difference.

VI. CONCLUSION

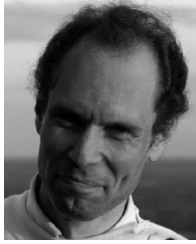
A novel design methodology of PMSM was presented in order to solve in a deterministic an optimization problem that takes into consideration both torque and speed profiles. This optimization is based on a real and complete sizing model of the machine. It is shown that contrary to the conventional control strategy with a flux weakening above the base speed only, for high speed motors, working in a flux-weakening regime whatever the working point has several advantages. First, seen by the motor side, it leads to a smaller volume and lower level of losses. Second, seen by the power converter side, a lower supply voltage is required that reduces the constraint on the power converter (220 V with optimal $\psi_{opt}(t)$ against 325 V with $\psi(t)$ set to zero). In order to validate the optimal design at all points of the cycle, a fast and reliable RN model was developed. This model allows an acceptable computation time (1.6 h for 1370 operating points of the UDDS cycle in the presented case) while a calculation by FEM would lead to a prohibitive time. The maximal flux density in different parts of the motor calculated by the RN model at all points of the cycle confirms our assumption on the linearity of ferromagnetic parts of the motor. In this paper, the main geometric parameters (p , L , R , r_s , and r_w) were optimized. For the others, such as the rotor parameters and the winding distribution, a work can be done in a final step to choose/optimize these parameters. From the airgap flux density created by the magnet (B_{fm}), it is possible to calculate the size and shape of the magnet that give the optimal value $B_{fm, opt}$ and minimize the volume of magnets or/and minimize the space harmonics. From the effective and maximum magnetomotive force ($F_{MM, opt}$), it is possible to optimize the number of slots/pole/phase and the numbers of turns that minimize the space harmonics and the constraint on the power converters. The methodology presented in Section III can be applied for any cycle and application. It should be noted also that it would remain valid in the case of a salient machine.

REFERENCES

- [1] C. C. Chan, "The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles," *Proc. IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 704–718, Apr. 2007.
- [2] W. Q. Chu, Z. Q. Zhu, J. Zhang, X. Liu, D. A. Stone, and M. P. Foster, "Investigation on operational envelopes and efficiency maps of electrically excited machines for electrical vehicle applications," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, no. 4, pp. 1–10, Apr. 2015.
- [3] T. J. Barlows, S. Latham, I. S. McCrane, and P. G. Boutler, *A Reference Book of Driving Cycles for use in the Measurement of Road Vehicle Emissions*. Wokingham, U.K.: Transportation Res. Lab. (TRL), 2009.
- [4] P. Lazari, J. Wang, and L. Chen, "A computationally efficient design technique for electric vehicle traction machines," in *Proc. Int. Conf. Electr. Mach.*, 2012, pp. 2596–2602.
- [5] L. Chen, J. Wang, P. Lombard, P. Lazari, and V. Leconte, "Design optimisation of permanent magnet assisted synchronous reluctance machines for electric vehicle applications," in *Proc. Int. Conf. Electr. Mach.*, 2012, pp. 2647–2653.
- [6] L. Chen, J. Wang, P. Lazari, and X. Chen, "Optimizations of a permanent magnet machine targeting different driving cycles for electric vehicles," in *Proc. IEEE Int. Elect. Mach. Drives Conf.*, 2013, pp. 855–862.
- [7] P. Caillard, F. Gillon, M. Hecquet, S.-A. Randi, and N. Janiaud, "An optimization methodology to pre design an electric vehicle powertrain," in *Proc. Veh. Power Propulsion Conf.*, 2014.
- [8] E. Carraro, M. Morandini, and N. Bianchi, "Optimization of a traction PMASR motor according to a given driving cycle," in *Proc. IEEE Transp. Electr. Conf. Expo.*, vol. 2, 2014, pp. 1–6.
- [9] G. Krebs, E. De Cecco, and C. Marchand, "Design approach of an axial flux motor for electrical powertrain vehicle," in *Proc. Int. Conf. Electr. Mach.*, 2012, pp. 2812–2817.
- [10] V. Ruuskanen, J. Nerg, J. Pyrhönen, S. Ruotsalainen, and R. Kennel, "Drive cycle analysis of a permanent-magnet traction motor based on magnetostatic finite-element analysis," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, no. 3, pp. 1249–1254, Mar. 2015.
- [11] P. H. Nguyen, E. Hoang, M. Gabsi, L. Kobylanski, and D. Condamine, "Permanent magnet synchronous machines: Performances during driving cycles for a hybrid electric vehicle application," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, 2010, pp. 1432–1438.
- [12] P. H. Mellor, R. Wrobel, and D. Holliday, "A computationally efficient iron loss model for brushless AC machines that caters for rated flux and field weakened operation," in *Proc. IEEE Int. Elect. Mach. Drives Conf.*, 2009, pp. 490–494.
- [13] V. Ruuskanen, J. Nerg, M. Rilla, and J. Pyrhönen, "Iron loss analysis of the permanent-magnet synchronous machine based on finite-element analysis over the electrical vehicle drive cycle," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 7, pp. 4129–4136, Jul. 2016.
- [14] F. Parasiliti, M. Villani, S. Lucidi, and F. Rinaldi, "Finite-element-based multiobjective design optimization procedure of interior permanent magnet synchronous motors for wide constant-power region operation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 6, pp. 2503–2514, Jun. 2012.
- [15] L. R. Huang, Z. Q. Zhu, and W. Q. Chu, "Optimization of electrically excited synchronous machine for electrical vehicle applications," in *Proc. 8th IET Int. Conf. Power Electron. Mach. Drives*, Apr. 2016, pp. 1–6.
- [16] W. L. Soong and T. J. E. Miller, "Theoretical limitations to the field-weakening performance of the five classes of brushless synchronous ac motor drive," in *Proc. 6th Int. Conf. Electr. Mach. Drives*, Sep. 1993, pp. 127–132.
- [17] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 4, pp. 920–926, Jul. 1994.
- [18] B. Cheng and T. R. Tesch, "Torque feedforward control technique for permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 3, pp. 969–974, Mar. 2010.
- [19] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasu, "Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 41, no. 5, pp. 511–517, Oct. 1994.
- [20] A. Fonseca, C. Chillet, E. Atienza, A. L. Bui-Van, and J. Bignon, "New modelling methodology for different pm motors for electric and hybrid vehicles," in *Proc. IEEE Int. Elect. Mach. Drives Conf.*, 2001, pp. 173–178.
- [21] A. Frias, A. Kedous-Lebouc, C. Chillet, L. Albert, L. Calegari, and O. Messal, "Loss minimization of an electrical vehicle machine considering its control and iron losses," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 52, no. 5, pp. 1–4, May 2016.
- [22] C. Zwysig, S. D. Round, and J. W. Kolar, "An ultrahigh-speed, low power electrical drive system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 577–585, Feb. 2008.
- [23] K. T. Chau, C. C. Chan, and C. Liu, "Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, pp. 2246–2257, Jun. 2008.
- [24] L. Dang, N. Bernard, N. Bracikowski, and G. Berthiau, "Analytical model and reluctance network for high-speed PMSM design optimization application to electric vehicles," in *Proc. 22nd Int. Conf. Elect. Mach.*, Sep. 2016, pp. 1359–1365.
- [25] M. Ehsani, Y. Gao, S. E. Gay, and A. Emadi, *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles*. Boca Raton, FL, USA: CRC, 2005.
- [26] R. Missoum, N. Bernard, M. E. Zaim, and J. Bonnefous, "Optimization of high speed surface mounted permanent magnet synchronous machines," in *Proc. Int. Aegean Conf. Elect. Mach. Power Electron.*, Sep. 2007, pp. 446–451.
- [27] F. Martin, M. E.-h. Zaïm, A. Tounzi, and N. Bernard, "Improved analytical determination of eddy current losses in surface mounted permanent magnets of synchronous machine," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 6, 2014, Art. no. 8101209.
- [28] N. Bernard, R. Missoum, L. Dang, N. Bekka, H. B. Ahmed, and M. E. H. Zaim, "Design methodology for high-speed permanent magnet synchronous machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 31, no. 2, pp. 477–485, Jun. 2016.
- [29] Z. Gmyrek, A. Boglietti, and A. Cavagnino, "Estimation of iron losses in induction motors: Calculation method, results, and analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 161–171, Jan. 2010.
- [30] N. Bernard, L. Dang, J. C. Olivier, N. Bracikowski, G. Wasselynck, and G. Berthiau, "Design optimization of high-speed PMSM for electric vehicles," in *Proc. Veh. Power Propulsion Conf.*, 2015.
- [31] A. Borisavljevic, H. Polinder, and J. A. Ferreira, "On the speed limits of permanent-magnet machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 220–227, Jan. 2010.
- [32] N. Bernard, F. Martin, and M. E.-h. Zaim, "Design methodology of a permanent magnet synchronous machine for a screwdriver application," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 3, pp. 624–633, Sep. 2012.
- [33] G. Y. Sizov, A. Sayed-Ahmed, C. C. Yeh, and N. A. O. Demerdash, "Analysis and diagnostics of adjacent and nonadjacent broken-rotor-bar faults in squirrel-cage induction machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, pp. 4627–4641, Nov. 2009.
- [34] N. Bracikowski, M. Hecquet, P. Brochet, and S. V. Shirinskii, "Multi-physics modeling of a permanent magnet synchronous machine by using lumped models," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 6, pp. 2426–2437, Jun. 2012.
- [35] M. F. Hsieh and Y. C. Hsu, "A generalized magnetic circuit modeling approach for design of surface permanent-magnet machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 779–792, Feb. 2012.
- [36] G. Liu, S. Jiang, W. Zhao, and Q. Chen, "Modular reluctance network simulation of a linear permanent magnet vernier machine using new mesh generation methods," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 7, pp. 5323–5332, Jul. 2017.
- [37] H. Roisse, M. Hecquet, and P. Brochet, "Simulations of synchronous machines using an electric-magnetic coupled network model," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 34, no. 5, pp. 3656–3659, Sep. 1998.
- [38] E. Ilhan, J. Paulides, L. Encica, and E. Lomonova, "Tooth contour method implementation for the flux-switching PM machines," in *Proc. 19th Int. Conf. Elect. Mach.*, 2010, pp. 1–6.



Linh Dang was born in 1987 in Vietnam. She received the Engineering degree in electrical engineering from the Institut Polytechnique de Hanoi, Hanoi, Vietnam, in 2010, and the M.Sc. degree in electrical engineering from Ecole Polytechnique de Nantes, Nantes, France, in 2014. She is currently working toward Ph.D. degree at the Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes-Atlantique Laboratory, Saint-Nazaire, France, on the design methodology of high-speed permanent magnet synchronous machine for electric vehicles taking into account the driving cycle.



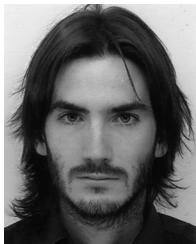
Nicolas Bernard received the M.S. degree in electrical engineering and the Agregation Instructors Credential from the University of Poitiers, Poitiers, France, in 1995 and , 1997, respectively, and the Ph.D. degree from Ecole Normale Supérieure de Cachan, Cachan, France, in 2001.

Since 2004, he has been an Assistant Professor with the Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes-Atlantique Laboratory, Saint-Nazaire, France. His research interests

include flywheel energy storage, design, modeling, and optimization of new topologies for electromagnetic actuators, and high-speeds machines.



Gérard Berthiau is Doctor with Ecole Centrale Paris, Paris, France. He worked during 15 years at the Atomic Energy Commission in Saclay before he joined the University of Nantes, Nantes, France, in 2001 as a Full Professor. He currently manages the team of electromagnetic device modeling of the IREENA Laboratory. His research interests include electromagnetic field computation, electromagnetic non-destructive evaluation, and global optimization heuristics.



Nicolas Bracikowski received the B.Sc. and M.Sc. degrees in electrical engineering from the University of Artois, Arras, France, and the Ph.D. degree from Ecole Centrale de Lille, Villeneuve-d'Ascq, France, in 2012.

Since 2013, he has been an Associate Professor with the University of Nantes, Nantes, France, where he carries out research in IREENA Laboratory (Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique). His research interests include optimal design of electrical machine, lumped models, and vibro-acoustic modeling.

HIGH-SPEED PMSM DESIGN OPTIMIZATION FOR A FLYWHEEL ACCUMULATOR CONSIDERING THE CHARGE/DISCHARGE PROFILE

N. Bernard, J. C. Olivier, T. N. Linh Dang, N. Bracikowski, G. Berthiau

IREENA Lab., University of Nantes, CRTT Bd. de L'Université, Saint-Nazaire, France.

e-mail: nicolas.bernard@univ-nantes.fr

Abstract – In this paper we present a design methodology of high speed permanent magnet synchronous machines considering torque and speed profiles. The optimization will minimize both the volume and the electrical energy losses. It will be shown that, from a load profile, it is possible to obtain by a deterministic approach, both the optimal geometry of the machine and the optimal control strategy considering the flux weakening mode. The methodology presented in this paper, suitable to any application, will be applied particularly to the sizing of a long term flywheel energy storage system for a maritime shuttle.

Keywords – PMSM, design optimization, flux weakening, flywheel energy storage,

1. NOMENCLATURE

B_{fm}	: airgap magnet flux density	[T]
F_{mm}	: stator magnetomotive force	[At]
h	: heat transfer coefficient	[W/m ² .K]
k_{ad}	: additional magnetic loss coefficient	
k_{ec}	: eddy currents specific loss coefficient	
k_{fp}	: slot fill factor	
k_h	: hysteresis specific loss coefficient	
k_L	: active length correction	
k_t	: tooth opening to the slot pitch ratio	
k_w	: winding coefficient	
L	: active length	[m]
$2n_s$: number of conductors/phase/pole	
p	: number of pole pairs	
R	: outer stator radius	[m]
R_s	: inner stator radius	[m]
r_s	: reduced inner stator radius	
R_w	: outer winding radius	[m]
r_w	: reduced outer winding radius	
R_r	: outer rotor radius	[m]
V_p	: peripheral speed	[m.s ⁻¹]
W_a	: airgap thickness	[m]
W_{PM}	: magnet thickness	[m]
$\Delta\theta_{max}$: maximum temperature rise	[°C]
σ	: electrical conductivity	
τ	: slot pitch	[m]
τ_L	: active length to rotor radius ratio	
Ω	: mechanical angular velocity [rad ⁻¹]	
η_d	: coefficient of harmonic distortion	

2. INTRODUCTION

The use of High-Speed machines has significantly increased during the last ten years [1],[2],[3], for small power applications (machine tools,..) or medium and high powers applications (vehicles, flywheel energy storage...). Generally, the designer

has to consider variable torque and speed profiles which ones cannot be limited to a single operating point. One of the main difficulties in the optimal design process is then to minimize the energy losses considering a complete cycle, frequently composed of several hundred operating points. In a classic way, this problem is solved by the use of a numerical optimization tool (genetic algorithm for example) coupled with analytical or semi-analytical modeling, and the cycle is reduced to the most significant points in which the energy consumption of the motor is the more important [4],[5],[6],[7]. The torque-speed plan can also be divided into several uniform areas which combine several operating points, substituted by one equivalent point in term of energy [8], [9]. This simplification makes possible the optimization thanks to a reduced computation time. However, using such a method, some information on the cycle are lost, like temporal variations, which leads to an optimization based on average characteristics only. As a consequence, the thermal behaviour and the control strategy over the cycle are studied separately, afterwards.

In this paper, a new deterministic methodology is presented to solve these problems. Its principle was presented in [10], in which the armature reaction was neglected. We will present here, an improved formulation that consider the armature reaction. Consequently, the angle between the stator current and back EMF (ψ) is introduced in the model and optimized as well as the stator current. The optimal machine geometry and control strategy that minimize both the energy losses and the volume will be found, taking into account the thermal and mechanical constraints. In order to illustrate this methodology, the case of a long term flywheel

storage system, for a maritime shuttle, will be considered.

3. PMSM DESIGN MODELING

The 1-D analytical model used in this paper has been already described in [11]. Thus, in this section, the main results are going to be reminded. Let's note that all fringing and leakage effects will be neglected; moreover, it is assumed that the steel parts are infinitely permeable. In this study, harmonic iron losses will be taken into account using a coefficient (η_d) that correct losses at the first harmonic. This coefficient mainly depending on the distribution of the flux density, harmonics produced by the power supply and electrical frequency will be set to 1.2, a constant value which should be refined in the final design. On the other hand, losses in the magnets will be neglected, considering it is possible to reduce them significantly by a suitable fabrication.

3.1. ELECTROMAGNETIC TORQUE AND ELECTRIC LOSSES

The electromagnetic torque (T_{em}), the copper losses (P_c) and core losses (P_{mg}) are expressed as functions of the control variables (F_{mm} and ψ) and airgap magnet flux density (B_{fm}):

$$T_{em}(t) = \alpha B_{fm} F_{mm}(t) \cos(\psi(t)) \quad (1)$$

$$P_c(t) = \beta F_{mm}^2(t) \quad (2)$$

$$P_{mg}(t) = \gamma k_{ad} [k_{ec} p^2 \Omega^2(t) + k_h p \Omega(t)] \eta_d^2 B_{rm}^2(t) \quad (3)$$

Where the resulting airgap flux density (B_{rm}) can be written as follows:

$$B_{rm}^2(t) = B_{fm}^2 + u^2 F_{mm}^2(t) - 2B_{fm} u F_{mm}(t) \sin(\psi(t)) \quad (4)$$

Regarding iron losses, the specific coefficients k_{ec} and k_h represent respectively eddy current and hysteresis losses. The considered values, presented in Table II and valid for laminated M270-35A (0.35 mm) silicon steel, have been calculated according to the specific losses given by the manufacturer [12] at different flux densities and electrical frequencies. Additional losses, due to the rotating field, are taken into account by the use of an additional coefficient k_{ad} . In agreement with the experience, this coefficient is set to 1.5. Regarding copper losses, the copper electric resistivity σ was chosen, considering both an average temperature and an average electrical frequency along the cycle.

The terms α , β , γ and u are functions of the main geometry parameters, R , r_w , r_s , the magnetic airgap thickness ($W_{ag} + W_{PM}$) and the active length L , shown in Fig.1. These functions are expressed as follows:

$$\alpha = \frac{12}{\sqrt{2}} r_s L R p \quad (5)$$

$$\beta = \frac{144}{\pi} \frac{k_L}{\sigma k_f k_w^2} \frac{p^2}{r_w^2 - r_s^2} \frac{L}{R^2} \quad (6)$$

$$\gamma = \pi \left(\frac{(1 + r_w) r_s^2}{(1 - r_w) p} + \frac{1}{k_t} \frac{(r_w^2 - r_s^2) r_s}{r_w} \right) R^2 L \quad (7)$$

$$u = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} \frac{\mu_0}{W_{ag} + W_{PM}} \quad (8)$$

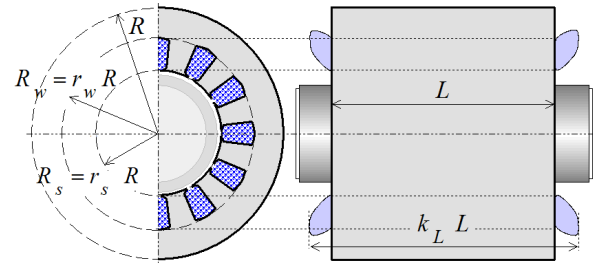


Fig. 1. Design and geometric data.

3.2. CONSTRAINTS

Assuming a constant temperature during the cycle, the temperature elevation can be estimated since the average losses:

$$\Delta\theta_{max} = \frac{\langle P_c + P_{mg} \rangle}{h S_{th}} \quad (9)$$

Where S_{th} is the external surface given by:

$$S_{th} = 2\pi R L \left(1 + x \frac{R}{L} \right) \quad (10)$$

x is a value between 0 and 1. It expresses the rate of the heat extracted by the ends. The mechanical losses will not be taken into account here, assuming a work in a vacuum envelope for the flywheel system. However, it would be possible to include their effect in the methodology easily.

The rotor mechanical stress and the first critical speed have to be considered [11]. The rotor mechanical stress mainly depends on the peripheral speed of the PMSM ($V_{p\max}$) and oscillations due to the first critical speed must be avoided. They introduce the following constraints:

$$R_r \leq \frac{V_{p \max}}{\Omega_{\max}} \quad (11)$$

$$\frac{L}{R_r} \leq \tau_L \quad (12)$$

With τ_L equal to 5 at $V_{p \max} = 250$ m/s [11].

4. PMSM DESIGN OPTIMIZATION

The goal here is to minimize the energy losses over the working cycle as well as the volume of the machine. As it will be shown in this section, it is possible to solve this problem using a deterministic way. In order to succeed, the optimal design of the motor will be done in three steps as follows:

- *Step 1:* the source terms $F_{mm}(t)$ and $\psi(t)$ are analytically calculated in order to minimize the electric losses ($P_c(t) + P_{mg}(t)$). In this step, $F_{mm}(t)$ and $\psi(t)$ are expressed as functions of the torque profile $T_{em}(t)$, the speed profile $\Omega(t)$ and the remaining optimization parameters of the motor.

- *Step 2:* the optimal magnitude of the radial magnet flux density B_{fm} is obtained minimizing the average total losses over the cycle. Then, using the results from the first step, it is possible to express the average electric losses as a function of B_{fm} and geometric parameters: R , r_w , r_s and p only.

- *Step 3:* the geometric parameters R , r_w , r_s and p are calculated to minimize both the average electric losses and the volume of the motor at a given maximal permitted temperature condition.

Step 1: From (1)-(4), it can be demonstrated that there is an optimal value of $\psi(t)$ that minimizes the total electric losses at each working point. It can be easily shown that the optimal value $\psi_{opt}(t)$ and $F_{mm}(t)_{opt}$ can be written as follows:

$$\psi(t)_{opt} = \tan^{-1} \left(\frac{\alpha \gamma_0(t) u B_{fm}^2}{\beta + \gamma_0(t) u^2 T_{em}(t)} \right) \quad (13)$$

$$F_{mm}(t)_{opt} = \sqrt{\left(\frac{T_{em}(t)}{\alpha B_{fm}} \right)^2 + \left(\frac{\gamma_0(t) u B_{fm}}{\beta + \gamma_0(t) u^2} \right)^2} \quad (14)$$

With:

$$\gamma_0(t) = \gamma k_{ad} [k_{ec} p^2 \Omega^2(t) + k_h p \Omega(t)] \eta_d^2 \quad (15)$$

Step 2: Considering that the motor works with the optimal control strategy (with $\psi(t)_{opt}$ and $F_{mm}(t)_{opt}$) during the cycle, it is possible to calculate the optimal flux density B_{fm} that

minimizes, over a period T , the average electric losses $\langle P_c(t) + P_{mg}(t) \rangle$. It gives:

$$B_{fmopt} = \sqrt[4]{\frac{\frac{1}{T} \int (\beta + \gamma_0(t) u^2) \left(\frac{T_{em}^2(t)}{\alpha^2} \right) dt}{\frac{1}{T} \int \frac{\gamma_0(t) \beta}{\beta + \gamma_0(t) u^2} dt}} \quad (16)$$

Step 3: Since (13) - (16), the average electric losses $\langle P_c(t) + P_{mg}(t) \rangle$ can be written as a function of geometric parameters only, as follows:

$$\begin{aligned} & \langle P_{tot}(t) \rangle \\ &= 2 \sqrt{\frac{1}{T} \int (\beta + \gamma_0(t) u^2) \left(\frac{T_{em}^2(t)}{\alpha^2} \right) dt} \\ & \quad \times \sqrt{\frac{1}{T} \int \frac{\gamma_0(t) \beta}{\beta + \gamma_0(t) u^2} dt} \end{aligned} \quad (17)$$

Now, the minimization of (17) can be done, for a given L/R ratio, and allows to find the optimal parameters $r_{w \text{ opt}}$, $r_{s \text{ opt}}$ and p_{opt} . Note that, at this step and considering the optimization process presented here, the length to external radius ratio L/R as well as the ratio L/R , cannot be rigorously optimized. Optimizing these ratios would lead to a discoid shape, i.e. the minimization of the ratios. However, such a result would increase the values of the magnetomotive force and necessary the constraints and losses for the power converter. Such a point will not be discussed here, that's why in this work, the L/R has been fixed and equal to 2.

This last calculation is performed using a genetic algorithm. Minimizing both the losses and the volume of the machine involves the use of a bi-objective algorithm. In this work, the NSGA II [13] was used. The result leads to a Pareto-optimal front in which all the optimal machines have the same pole pair number and the same reduced parameters $r_{w \text{ opt}}$ and $r_{s \text{ opt}}$. Among all these homothetic solutions, only one satisfy the thermal constraint allowing to find the last parameter, the external radius R_{opt} .

Regarding the NSGA algorithm, the number of generations and the size of the population have been set to 150, which leads to a computation time of 45 seconds. Such a calculation remains short compared to a conventional optimization which would consist in optimizing the profiles $\psi_{opt}(t)$ and $F_{mm}(t)_{opt}$, in addition to $r_{w \text{ opt}}$, $r_{s \text{ opt}}$ and p_{opt} .

5. APPLICATION

We present now the design optimization of a long term flywheel energy storage system used in a

small electric ship in order to ensure short trips (see Fig. 2 and Fig.3). For this application, electromechanical energy storage is a competitive technology in terms of cost, reliability and lifetime compared to other storage systems.

The cycles (charge+discharge) are 30 min. The charging time (t_c) at the dock is 5 min and the discharge time (t_d), corresponding to the trip, is 25 min. The charging power P_c and the average discharging power P_d are respectively 200 kW and -40 kW, which represents an energy to be supplied $\Delta W = 60$ MJ.



Fig. 2. Plug-in ferry Ar Vag Tredan

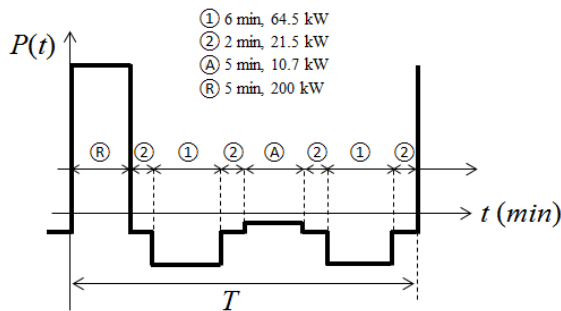
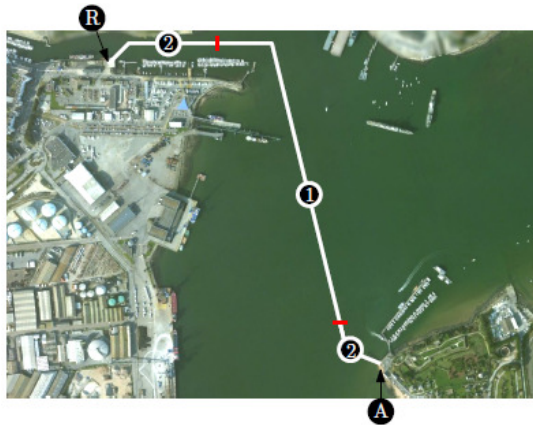


Fig. 3. Power cycle specifications for the plug-in ferry Ar Vag Tredan

5.1. SIZING OF THE FLYWHEEL

The variation of energy, between Ω_{max} and Ω_{min} , for a given inertia J is:

$$\Delta W = \frac{1}{2} J \Omega_{max}^2 \left(1 - \frac{1}{r^2} \right) \quad (18)$$

With the ratio (depth of discharge):

$$r = \frac{\Omega_{max}}{\Omega_{min}} \quad (19)$$

The mass of the flywheel is given by:

$$M_f = \frac{4 \Delta W}{V_{ply}^2} \left(\frac{r^2}{r^2 - 1} \right) \quad (20)$$

Thus, the maximum peripheral speed of the material as well as the depth of discharge r , are the two ways to increase the stored energy. For a given material, the maximum peripheral speed is calculated from [14]:

$$V_{ply max} = \sqrt{\frac{s}{k_\sigma} \frac{\mathcal{R}_e}{\rho_f}} = R_r \Omega_{max} \quad (21)$$

Where s is the mechanical security coefficient introduced by the cycling and k_σ the shape coefficient equal to 0.4 approximately for a solid cylinder. Three possible flywheel technologies will be considered here: steel flywheels (36NiCrMo16, Maraging 300) and composite flywheels (R-Glass/Epoxy). The characteristics of these materials are shown in the Table I below.

I. Material data [15]

Material	\mathcal{R}_e (Mpa)	ρ_f (kg/m ³)	s	V_{ply} (m/s)
36 NiCrMo16	1000	7800	0.54	400
Maraging 300	1850	7800	0.54	580
R-Glass/epoxy	1550	1380	0.65	1930

5.2. SIZING OF THE PMSM

Considering the flywheel system without its power electronic converter, the performances (volume and efficiency) increase with the maximum speed Ω_{max} . To find an optimal speed, it would be necessary to introduce the power converter with its constraints and losses in our design process. The optimization of the maximum speed will then not be discussed and considered in further works. Nevertheless, results and analysis, presented in this section, obtained for a given maximum speed remain valid for another speed. Hence, we will consider a fixed maximum speed of 20000 rpm and study the influence of the depth of discharge r considering three different materials for the flywheel.

Let's see and discuss at first the result of the PMSM design optimization, presented in section IV, applied to the power profil shown in Fig.3 with a depth of discharge $r=3$. The constant parameter values are given in Table II. Since the power profil, the maximum speed and the depth of discharge, the torque profil and the speed profil are deduced. Then, the minimization of both the volume and the average electric losses, given in (22), can be done

using the genetic algorithm. If thermal and mechanical constraints are let free, it leads to a Pareto-optimal front (see Fig. 4). One point satisfies the thermal constraint. It gives, at last, the external radius.

II. Constant parameters of the PMSM

Parameter	Value
h	10 W/m. ² K
$\Delta\theta_{max}$	80 °C
x	0.75
k_{ad}	1.5
k_{ec}	$6.5 \cdot 10^{-3}$ W.s. ² .T ⁻² .m ⁻³
k_h	15 W.s. T ⁻² .m ⁻³
k_f	0.3
k_t	0.5
k_L	1.2
k_w	0.95
n_s	10
W_{ag}	4 mm
W_{PM}	4 mm
η_d	1.2
σ	$3.8 \cdot 10^{-7}$ S
τ	2

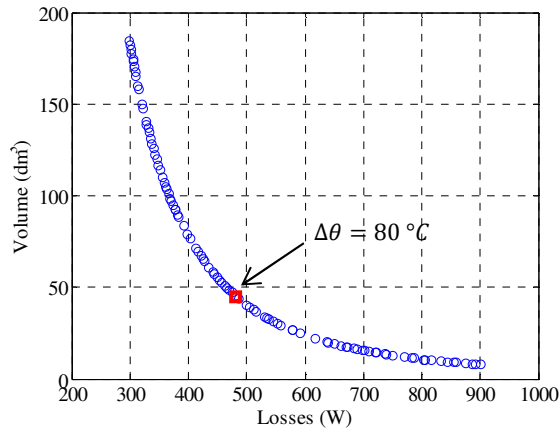


Fig. 4. Pareto-optimal front at 20000 rpm and $r=3$

For a depth of discharge of 3, the resulting optimal geometry is given in Table III and the profiles of the optimal control parameters ($I(t)$ and $\psi(t)$) are shown in Fig. 5. In this case, the number of turns n_s is 10. Such a parameter could be optimized with the introduction of the power electronic converter in the presented methodology. What we can see is that the machine works in a flux weakening regime for all the operating points. Unlike conventional controls where the flux weakening is used above the base speed only, this control strategy allows, in addition to reduction of the stress on the power converter, to minimize the energy losses in the machine. As it can be demonstrated, since the methodology proposed here, the optimal control strategy leads to a balance between the losses produced by the magnet flux density and the losses produced by the magnetomotive force. As a consequence, in the case of high-speed applications,

the torque angle ψ is adjusted to balance copper losses and iron losses. That is why ψ is moving close to 90° when the speed increases (see Fig. 5). Then at high speeds, ψ is increased to reduce iron losses while F_{mm} is increased to reach the torque and increases copper losses in the same time. Note that, for purpose of comparison, the proposed method applied without flux weakening, i.e. with a control strategy at $I_d=0$, gives volume increased by 10.2% and a maximum voltage multiplied by 3.8.

III. Optimal geometry and characteristics at $r=3$

Parameter	Optimal Value
p	1
$r_{s \text{ opt}}$	0,43
$r_{w \text{ opt}}$	0,73
R_{opt}	0.195 m
$Volume$	47 dm ³
$B_{fm \text{ opt}}$	0.58 T
B_{tm}	1.6 T
B_{ym}	1.27 T
$\langle P_c \rangle$	241 W
$\langle P_{mg} \rangle$	235 W

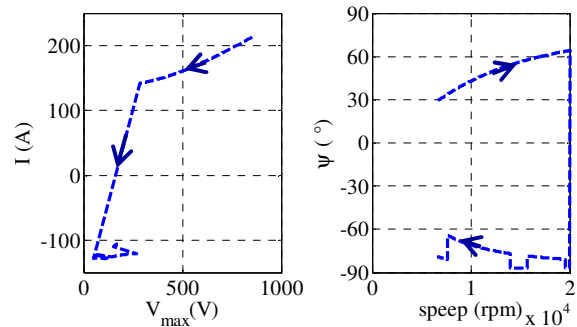


Fig.5. Optimal control strategy with $r=3$

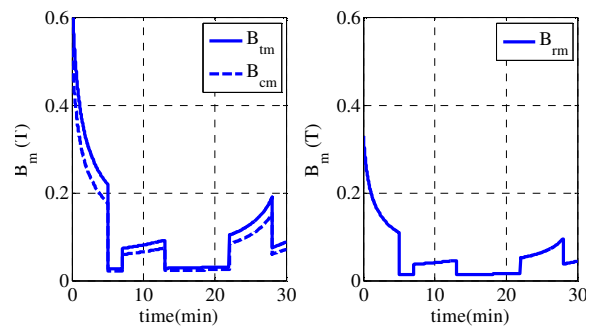


Fig. 6. Optimal variations of magnitude flux densities with $r=3$

Regarding the flux densities in steel parts, it can be observed that they remain under the saturation limit. In Table III, B_{tm} and B_{ym} are the maximum flux densities observed over the cycle, respectively in the teeth and in the yoke which are produced at $t=0$ s. It can be observed also, that the variation of the flux density in the magnets (considering this flux density is equal to the resulting airgap flux density)

does not present a risk of demagnetization. Note at last that the airgap and magnet lengths have been fixed. It can be observed that increasing the airgap length leads to decrease the armature reaction which decreases the parameter u according to (8). Then, since (16), the magnet flux density B_{fm} decreases too, which reduce iron flux densities and iron losses. As F_{mm} increase in the same time to compensate the decrease of B_{fm} , the copper losses increase which leads at last to the same design and the same average electric losses. So, considering only the machine, changes in the airgap and magnet lengths don't affect the final result in terms of volume on losses. However, a special attention should be paid in the case of an optimization with the power converter because of the variations on the armature reactance.

5.3. ECONOMICAL STUDY

In this section, costs of the storage system are going to be investigated, on the basis of the methodology presented in the paper. For the flywheel, the three materials presented in Tab. I, are considered. The different materials and manufacturing costs, deduced from manufacturer's data [16][17], are given in Tab. IV.

IV. Material costs

Material	Cost
Si-Fe steel	3 €/kg
Copper	7 €/kg
NdFeB	150 €/kg
36NiCrMo16	6 €/kg
Maraging 300	33 €/kg
R-Glass/epoxy	46 €/kg

The development and manufacturing costs are introduced using a factor which corrects the raw material cost. Considering a small scale production, we have chosen the following factors: 7 for the PMSM (while it is more close to 2 for a mass production [18][17]), 1.5 for a flywheel made of composite material (R-Glass/epoxy) and 1 for a flywheel made of steel.

The costs and volumes are presented in Fig. 7 and 8. The solution using a composite flywheel appears to be the best solution as it is usually observed for long term storage applications [19]. It can be also observed that it is not interesting to increase the depth of discharge to much. Above $r=3$, the cost and the volume remain practically constants. Considering the costs, it is difficult to establish general rules because flywheel, particularly for long term storage systems, are not mass produced. However, the costs obtained can be compared to other works. In [20][21][22][23], obtained values are of 1 to 6 k€/kWh, involving solution costs for this application, between 80 and 500 k€.

Considering a flywheel made of R-Glass/epoxy, and a depth of discharge $r = 3$, it gives a cost of 70 k€. However, it should be noted that the costs presented here don't consider accessories which would increase the cost.

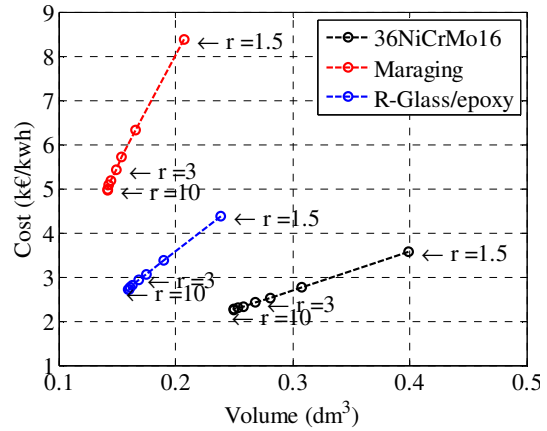


Fig. 7. Optimal solutions (a- 36NiCrMo16, b- Maraging 300, c- Kevlar/epoxy)

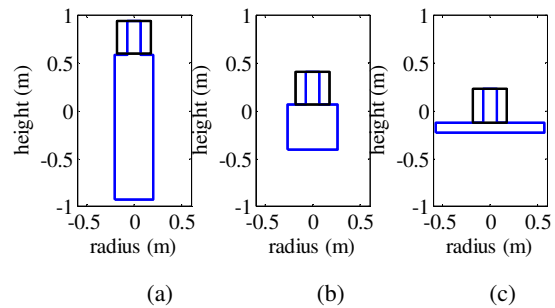


Fig. 8. Optimal solutions (a- 36NiCrMo16, b- Maraging 300, c- R-Glass/epoxy)

6. CONCLUSION

The paper presents a design methodology that allows solving by a deterministic way the design optimization considering torque and speed profiles. The geometry and the control strategy with flux weakening are optimized. The results presented show that the flux weakening control reduces both the constraint on the power converter and the energy losses in the machine. Some points have not been discussed in this paper such as the optimization of the maximum speed that would imply to take into account the power converter and its losses. However, the method we have developed herein can be easily used to do this work. More generally, the design methodology can be applied to any cycle. It can be also extended considering a synchronous machine with reluctance torque, with or without field winding. Such a study, presented in future works, would give probably a more interesting solution, particularly for the design of the power converter (better power factor).

REFERENCES

- [1] M.A. Rahman, A. Chiba, T. Fukao, "Super High Speed Electrical Machines – Summary", *Extended Summary for IEEE-PES Meeting in Denver*, 2004, Panel Session on Super High Speed Drives.
- [2] Baumgartner, T. Burkart, R.M., Kolar, J.W., "Analysis and Design of a 300-W 500 000-r/min Slotless Self-Bearing Permanent-Magnet Motor", *IEEE trans. On Industrial Electronics*, Vol. 61 Issue : 8, aug. 2014.
- [3] N. Bianchi, S. Bolognani, and F. Luise, "Potentials and limits of highspeed PM motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 6, pp. 1570–1578, Nov./Dec. 2004.
- [4] P. Lazari, J. Wang, and L. Chen, "A computationally efficient design technique for electric vehicle traction machines," *International Conference on Electrical Machines* (ICEM), pp. 2596–2602, 2012.
- [5] L. Chen, J. Wang, P. Lombard, P. Lazari, and V. Leconte, "Design optimisation of permanent magnet assisted synchronous reluctance machines for electric vehicle applications," in *International Conference on Electrical Machines* (ICEM), pp. 2647–2653, 2012.
- [6] L. Chen, J. Wang, P. Lazari, and X. Chen, "Optimizations of a permanent magnet machine targeting different driving cycles for electric vehicles," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference* (IEMDC), pp. 855–862, 2013.
- [7] P. Caillard, F. Gillon, M. Hecquet, S.-A. Randi, and N. Janiaud, "An optimization methodology to pre design an electric vehicle powertrain," in *Vehicle Power and Propulsion Conference* (VPPC), 2014.
- [8] E. Carraro, M. Morandin, and N. Bianchi, "Optimization of a Traction PMSM Motor According To a Given Driving Cycle," *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo* (ITEC), vol. 2, pp. 1–6, 2014.
- [9] G. Krebs, E. De Cecco, and C. Marchand, "Design approach of an axial flux motor for electrical powertrain vehicle," in *International Conference on Electrical Machines* (ICEM), pp. 2812–2817, 2012.
- [10] N. Bernard, L. Dang, J. C. Olivier, N. Bracikowski, G. Wasselynck, and G. Berthiau, "Design Optimization of High-Speed Pmsm for Electric Vehicles," in *Vehicle Power and Propulsion Conference* (VPPC), 2015.
- [11] N. Bernard, R. Missoum, L. Dang, N. Bekka, H. B. Ahmed, and M. E. H. Zaim, "Design methodology for high-speed permanent magnet synchronous machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 2, pp. 477–485, 2016.
- [12] https://cogent-power.com/cms-data/downloads/m270-35a_1.pdf
- [13] Kalyanmoy Deb, Amrit Pratap, Sameer Agarwal, T. Meyarivan, "A Fast and Elitist Multiobjective Genetic Algorithm: NSGA II", *IEEE trans. On Evolutionary Computation*, Vol.6, N°2, April 2002.
- [14] Bernard N., Ben Ahmed H., Multon B., Kerzreho C., Delamare J., Faure F., "Flywheel Energy Storage Systems in Hybrid and Distributed Electricity Generation", in *PCIM 2003*, Nuremberg, 22-24 may 2003.
- [15] Kerzreho C., Cognard J.Y., "Design process and optimisation of an integrated electromechanical battery", *3rd Int. Conf. On Integrated Design and Manufacturing in Mech. Eng.*, Montreal, May 2000.
- [16] J. Aubry, P. Bydłowski, B. Multon, "Energy storage system sizing for smoothing power generation of direct wave energy converters", *3rd Int. Conference on Ocean Energy*, Bilbao Spain, Oct. 2010.
- [17] M. Pinilla, S. Martinez, "Optimal design of permanent magnet direct drive generator for wind energy considering the cost uncertainty in raw materials", *Renewable energy*, Vol. 41, pp. 267-276, 2012.
- [18] Magnus Hedlund, Johan Lundin, Juan de Santiago, Johan Abrahamsson, Hans Bernhoff, "Flywheel Energy Storage for Automotive Applications", *Energies*, 8, pp. 10636-10663, 2015. Online: www.mdpi.com/journal/energies.
- [19] <http://beaconpower.com/carbon-fiber-flywheels/>
- [20] M.Y. Suberu, M. W. Mustafa, N. Bashir, "Energy storage systems for renewable energy power sector integration and mitigation of intermittency", *Renewable and sustainable Energy Reviews*, vol. 35, pp.499-514, 2014.
- [21] R. Carnegie, D. Gotham, D. Nderitu, P. V. Preckel, "Utility scale energy storage systems", 2013. Online document: <https://www.purdue.edu/discoverypark/energy/assets/pdfs/SUFG/publications/SUFG%20Energy%20Storage%20Report.pdf>
- [22] Z. Zou, M. Benbouzid, J. F. Charpentier, F. Scullier, T. Tang, "A review of energy storage technologies for marine current energy systems", *Renewable and sustainable Energy Reviews*, vol. 18, pp. 390-400, 2013.
- [23] F. Rahman, S. Rehman, M. A. Abdul-Majeed, "Overview of energy storage systems for storing electricity from renewable energy sources in Saudi Arabia", *Renewable and sustainable Energy Reviews*, vol. 16, pp. 274-283, 2012.