



HAL
open science

Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structure inversée - Application au moteur-roue

Christophe Espanet

► To cite this version:

Christophe Espanet. Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structure inversée - Application au moteur-roue. Energie électrique. Université de Franche-Comté, 1999. Français. NNT: . tel-00565544

HAL Id: tel-00565544

<https://theses.hal.science/tel-00565544>

Submitted on 13 Feb 2011

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.

UNIVERSITE DE FRANCHE-COMTE

Année 1999

N° d'ordre : 40

THESE

pour l'obtention du titre de

Docteur en Sciences pour l'Ingénieur

Présentée par

Christophe ESPANET

Agrégé de Physique Appliquée

MODÉLISATION ET CONCEPTION OPTIMALE DE MOTEURS SANS BALAIS À STRUCTURE INVERSEE APPLICATION AU MOTEUR-ROUE

Soutenue publiquement le 20 janvier 1999 devant le jury composé de :

MM.

M. LAJOIE-MAZENC

J. BIGEON

B. MULTON

J.-M. KAUFFMANN

A. MIRAOU

F.-M. SARGOS

Président

Rapporteur

Rapporteur

Examineur

Examineur

Examineur

UNIVERSITE DE FRANCHE-COMTE

Année 1999

Thèse de doctorat en Sciences pour l'Ingénieur

Christophe ESPANET

**MODÉLISATION ET CONCEPTION OPTIMALE DE
MOTEURS SANS BALAIS À STRUCTURE INVERSEE
APPLICATION AU MOTEUR-ROUE**

SOMMAIRE.

SOMMAIRE.	3
AVANT-PROPOS.	11
INDEX DES NOTATIONS.	13
INTRODUCTION.	29
- PARTIE A - CONCEPTION D'UN MOTEUR-ROUE POUR VÉHICULE ELECTRIQUE : PROBLÉMATIQUE, MÉTHODOLOGIE DE CONCEPTION ET CHOIX D'UNE STRUCTURE.	31
<i>Chapitre 1. Le véhicule électrique et le moteur-roue</i>	33
1. Introduction.....	33
2. Pourquoi le véhicule électrique ?	33
2.1. Le véhicule électrique : une idée ancienne.	33
2.2. Le frein au développement du véhicule électrique : le stockage de l'énergie.	33
2.3. Le renouveau du véhicule électrique.	34
3. Les différentes structures de véhicules électriques.	35
3.1. Le véhicule tout électrique (VTE).	35
3.2. Le véhicule hybride (VH).	36
3.2.1. Le véhicule hybride parallèle (VHP).	36
3.2.2. Le véhicule hybride série (VHS).	37
4. L'implantation du moteur électrique dans le véhicule.....	38
4.1. Rappels des principes de fonctionnement et de dimensionnement des moteurs électriques.	38
4.1.1. Calcul simplifié du couple d'une machine synchrone.	39
4.1.2. Calcul simplifié des pertes Joule d'une machine synchrone.	41
4.1.3. Calcul simplifié des pertes fer d'une machine synchrone.....	41
4.1.4. Calcul simplifié du rendement d'une machine synchrone.	42
4.1.5. Conclusions : rappels des règles élémentaires de dimensionnement d'un moteur électrique.	42
4.2. Motorisation avec transmission mécanique.	43
4.2.1. Utilisation d'un réducteur de rapport fixe.....	43
4.2.2. Utilisation d'une boîte de vitesse.....	45
4.3. Motorisation sans transmission mécanique.....	46
4.3.1. Moteur à proximité de la roue.	46
4.3.2. Moteur dans la roue ou moteur-roue.....	47
4.3.3. Remarques sur la solution multi-moteurs.....	48
5. Evaluation des contraintes de dimensionnement d'un moteur-roue.....	57
5.1. Contraintes de couple et de puissance.....	57
5.1.1. Efforts résistants à l'avancement d'un véhicule.	57

5.1.2. <i>Caractéristiques limites de fonctionnement couple/vitesse et puissance/vitesse.</i> ...	58
5.2. Notions de cycles de fonctionnement et contraintes thermiques.	61
5.3. Contraintes mécaniques.	62
5.4. Contraintes liées à l'alimentation du moteur-roue.	62
5.5. Contraintes énergétiques liées à l'autonomie du véhicule.	62
5.6. Conclusions quant à la nature et la diversité des contraintes de conception d'un moteur-roue.	63
6. <i>Conclusions.</i>	63
Chapitre 2. Méthodologie de conception des moteurs-roues	65
1. <i>Introduction.</i>	65
2. <i>La conception en génie électrique.</i>	65
2.1. Définition de la conception.	65
2.2. Les deux étapes de la conception.	66
2.2.1. <i>Choix de la structure du système à concevoir.</i>	66
2.2.2. <i>Dimensionnement de la structure choisie.</i>	66
2.3. Efficacité de la conception.	67
3. <i>Outils d'aide à la conception en vue de l'amélioration de son efficacité.</i>	68
3.1. Outils d'aide au choix de la structure du système à concevoir.	68
3.2. Outils d'aide au dimensionnement.	68
3.2.1. <i>Dimensionnement par approche « procédurale ».</i>	68
3.2.2. <i>Dimensionnement à l'aide de systèmes experts.</i>	69
3.2.3. <i>Dimensionnement à l'aide d'algorithmes d'optimisation.</i>	69
4. <i>Dimensionnement par optimisation.</i>	70
4.1. Les deux familles d'algorithme d'optimisation.	70
4.1.1. <i>Les algorithmes d'optimisation stochastiques.</i>	70
4.1.2. <i>Les algorithmes déterministes.</i>	71
4.2. Les deux familles de modèles.	72
4.2.1. <i>Les modèles analytiques.</i>	72
4.2.2. <i>Les modèles numériques.</i>	73
4.3. Conclusions sur le dimensionnement par optimisation.	74
4.3.1. <i>Optimisation d'une structure par modèle numérique et algorithme du gradient.</i> ..	74
4.3.2. <i>Optimisation d'une structure par modèles numériques et algorithmes stochastiques.</i>	74
4.3.3. <i>Optimisation d'une structure par modèles analytiques et algorithmes stochastiques.</i>	75
4.3.4. <i>Optimisation d'une structure par modèles analytiques et algorithmes du gradient.</i>	75
4.3.5. <i>Conclusions.</i>	75
5. <i>Description de la procédure retenue pour la conception des moteurs-roues.</i>	77
6. <i>Conclusions.</i>	78
Chapitre 3. Choix de la structure de moteur-roue	81
1. <i>Introduction.</i>	81
2. <i>Les différentes structures envisageables.</i>	81
2.1. Systèmes utilisant un moteur asynchrone.	81
2.2. Systèmes utilisant un moteur à courant continu.	82

2.3. Systèmes utilisant un moteur synchrone.....	83
2.4. Systèmes utilisant un moteur synchrone à réluctance variable.....	86
3. Comparaison des différentes structures possibles.....	87
3.1. Définition de critères de comparaison.....	87
3.1.1. Les performances du systèmes.....	87
3.1.2. L'aptitude du système à être intégré dans une roue.....	88
3.1.3. La sécurité et la fiabilité du système.....	88
3.1.4. Le coût du système.....	88
3.2. Comparaison des structures.....	89
3.2.1. Systèmes utilisant un moteur asynchrone (MAS).....	89
3.2.2. Systèmes utilisant un moteur à courant continu (MCC).....	89
3.2.3. Systèmes utilisant un moteur synchrone (MS).....	89
3.2.4. Systèmes utilisant un moteur à réluctance variable (MRV).....	90
3.2.5. Conclusion.....	90
4. Principe de fonctionnement du moteur synchrone sans balais – Eléments de conception générale.....	91
4.1. Constitution du système.....	91
4.1.1. Constitution du moteur.....	91
4.1.2. Alimentation du moteur.....	92
4.2. Production du couple dans le moteur synchrone à aimant à fém trapézoïdale alimenté par des quasi-créneaux de courant.....	93
4.3. Ondulations de couple.....	96
4.3.1. Ondulations de couple dues à l'alimentation du moteur.....	96
4.3.2. Ondulations de couple dues à la structure du moteur.....	96
4.3.3. Réduction des ondulations due à l'effet de réluctance.....	97
4.4. Choix du type de bobinage.....	105
4.5. Choix et positionnement des capteurs de position.....	107
4.5.1. Principe de la détection de position et positionnement des capteurs.....	107
4.5.2. Choix du type de capteurs.....	111
4.6. Conception générale de l'onduleur.....	112
4.6.1. Choix de la fréquence de MLI.....	112
4.6.2. Choix des interrupteurs de puissance.....	117
5. Conclusion.....	118

- PARTIE B - MODÉLISATION ANALYTIQUE ET NUMÉRIQUE D'UN MOTEUR-ROUE SYNCHRONE SANS BALAIS À FÉM TRAPÉZOÏDALE ET À STRUCTURE INVERSÉE.....119

Chapitre 4. Equations décrivant la structure géométrique et physique d'un moteur-roue synchrone sans balais, à force électromotrice trapézoïdale alimenté par des créneaux de courant.

.....	121
1. Introduction.....	121
2. Equations décrivant la structure géométrique du système.....	121
2.1. Définition géométrique du moteur.....	121
2.1.1. Définition du rotor.....	122
2.1.2. Définition des aimants.....	122
2.1.3. Définition du stator.....	122

2.1.4. Définition du bobinage.	124
2.1.5. Masse totale des parties actives du moteur.	125
2.1.6. Définition géométrique de la batterie.	125
3. Equations décrivant les propriétés physiques des composants du système.	126
3.1. Caractéristique thermique de la résistivité du cuivre.	126
3.2. Caractéristique magnétique de l'aimant.	126
3.3. Caractéristiques magnétiques du stator et du rotor.	129
3.4. Calcul des pertes électromagnétiques dans les tôles du stator.	133
3.5. Caractéristiques thermiques des matériaux constitutifs du moteur-roue.	134
3.5.1. Rappels théoriques sur l'énergie calorifique.	134
3.5.2. Paramètres thermo-physiques de l'air.	136
3.5.3. Chaleurs massiques des matériaux constitutifs du moteur-roue.	136
3.5.4. Conductivités thermiques des matériaux constitutifs du moteur-roue.	137
3.5.5. Calcul des coefficients de convection intervenant dans le moteur-roue.	142
3.5.6. Calcul des coefficients de rayonnement intervenant dans le moteur-roue.	153
4. Conclusion.	153

Chapitre 5. Modélisation magnétique d'un moteur roue synchrone sans balais, à force

électromotrice trapézoïdale et de son alimentation.	154
1. Introduction.	154
2. Modélisation analytique.	154
2.1. Transformation de la structure réelle.	154
2.2. Mise en équations.	157
2.3. Résolution des équations aux dérivées partielles du potentiel vecteur.	162
2.3.1. Détermination de la forme générale du potentiel vecteur dans les deux régions.	162
2.3.2. Calculs des constantes d'intégration.	164
2.3.3. Expression finale du potentiel vecteur.	164
2.3.4. Potentiel vecteur dans le cas d'une alimentation autopilotée.	166
2.4. Calcul du couple électromagnétique.	167
2.5. Prise en compte de la saturation magnétique du stator et du rotor : calcul d'un coefficient de saturation.	169
2.5.1. Principe de la méthode.	169
2.5.2. Calcul des ampères-tours.	172
2.5.3. Calcul du coefficient de saturation.	172
2.5.4. Remarques sur la validité de la méthode.	172
2.6. Prise en compte de l'inclinaison du stator.	172
2.7. Résumé des caractéristiques de fonctionnement magnétique.	173
2.7.1. Caractéristiques de fonctionnement magnétique à vide.	173
2.7.2. Caractéristiques de fonctionnement magnétique en charge.	175
3. Modélisation numérique.	177
3.1. Description sommaire de l'outil utilisé.	177
3.2. Description géométrique et physique du moteur-roue.	177
3.3. Description des simulations réalisées.	178
3.3.1. Simulation du fonctionnement du moteur-roue à vide.	179
3.3.2. Simulation du fonctionnement du moteur-roue en charge.	182
4. Conclusion.	185

Chapitre 6. Modélisation électromécanique d'un moteur roue synchrone sans balais, à force électromotrice trapézoïdale et de son alimentation.	186
1. Introduction.....	186
2. Modélisation analytique.....	186
2.1. Calcul de la puissance mécanique aux roues et au moteur.	186
2.2. Calcul des grandeurs électromagnétiques du moteur.....	187
2.2.1. Calcul de la puissance électromagnétique.	187
2.2.2. Calcul du courant électromagnétique.....	187
2.2.3. Calcul de la force électromotrice du moteur autopiloté.....	188
2.2.4. Modélisation par schéma électrique équivalent.	192
2.3. Calcul des pertes fer du moteur autopiloté.....	193
2.3.1. Pertes fer en induction sinusoïdale.....	193
2.3.2. Pertes fer en induction non sinusoïdale.....	193
2.3.3. Calculs des pertes par courant de Foucault d'un moteur synchrone sans balais à fém trapézoïdale.....	194
2.3.4. Calculs des pertes par hystérésis d'un moteur synchrone sans balais à fém trapézoïdale	196
2.3.5. Expression des pertes fer totales d'un moteur synchrone sans balais à fém trapézoïdale.	197
2.3.6. Calcul du courant équivalent aux pertes fer.....	197
2.3.7. Schéma électrique équivalent tenant compte des pertes fer.	198
2.4. Calcul des pertes Joule du moteur autopiloté.....	199
2.4.1. Calcul de la résistance d'une phase.	199
2.4.2. Calcul des pertes Joule.....	199
2.4.3. Schéma équivalent complet du moteur autopiloté.	199
2.5. Modélisation de l'onduleur alimentant le moteur synchrone autopiloté.....	200
2.5.1. Principe de fonctionnement de l'onduleur.....	200
2.5.2. Note sur l'ondulation des courants.....	202
2.5.3. Modélisation de l'onduleur par schéma équivalent monophasé.	202
2.6. Modélisation de la batterie d'alimentation.....	203
2.6.1. Schéma équivalent monophasé du système complet.	203
2.6.2. Expression du rapport cyclique.	204
2.7. Bilan de puissance global, calcul des différents rendements.	204
2.7.1. Bilan de puissance du système.....	204
2.7.2. Rendement du moteur.	205
2.7.3. Rendement de l'onduleur.	205
2.7.4. Rendement de l'ensemble {convertisseur + moteur}.....	206
2.7.5. Rendement de la batterie.	206
2.7.6. Rendement du système complet.....	206
3. Modélisation numérique.	206
3.1. Calcul du courant électromagnétique.....	206
3.2. Calcul de la force électromotrice du moteur autopiloté.....	207
3.3. Calcul des pertes fer du moteur autopiloté.....	207
3.4. Calcul des autres grandeurs électromagnétiques.....	209
4. Conclusion.	209

Chapitre 7. Modélisation thermique d'un moteur roue synchrone sans balais, à force électromotrice trapézoïdale et de son alimentation.	211
1. Introduction.....	211
2. Calcul analytique des températures dans un moteur-roue synchrone sans balais à structure inversée.	211
2.1. Modélisation des échanges thermiques par circuit équivalent.	211
2.1.1. Modélisation de la conduction et l'inertie thermique.....	212
2.1.2. Modélisation de la convection.	214
2.1.3. Modélisation du rayonnement.	215
2.2. Application à la modélisation analytique des échanges thermiques dans un moteur-roue synchrone sans balais à structure inversée.	215
2.2.1. Décomposition du moteur en blocs isothermes.	215
2.2.2. Description des échanges thermiques prépondérants entre les différents blocs isothermes.	217
2.2.3. Schéma thermique équivalent d'un moteur-roue synchrone sans balais à structure inversée.	218
2.2.4. Mise en équation.	219
2.2.5. Remarques sur le caractère analytique de la modélisation.....	220
2.2.6. Echauffements adiabatiques.	220
3. Calcul numérique des températures dans un moteur-roue synchrone sans balais à structure inversée.	221
3.1. Position du problème.	221
3.2. Description de la structure modélisée.	221
3.2.1. Structure géométrique.....	221
3.2.2. Maillage de la structure.....	223
3.2.3. Propriétés physiques.....	224
3.2.4. Conditions aux limites.	225
3.3. Description des simulations réalisées.	226
4. Conclusion.	227

- PARTIE C - ASPECTS EXPÉRIMENTAUX ET MISE EN OEUVRE DE LA PROCÉDURE DE DIMENSIONNEMENT229

Chapitre 8. Aspects expérimentaux et validation des modèles.	231
1. Introduction.....	231
2. Description des dispositifs expérimentaux.....	231
2.1. Cas du moteur 30 kW.	231
2.2. Cas du moteur de vélo.....	233
3. Validation des modèles.	235
3.1. Modèle magnétique.....	235
3.1.1. Fonctionnement à vide.....	235
3.1.2. Fonctionnement en charge.....	236
3.2. Modèle électromécanique.	240
3.2.1. Fém.	241
3.2.2. Rendement moteur.	242
3.3. Modèle thermique.	246

4. Conclusion	250
Chapitre 9. Mise en œuvre de la méthodologie de dimensionnement optimal ; application à l'optimisation d'un moteur-roue synchrone sans balais pour vélo électrique.....	251
1. Introduction.....	251
2. Programmation automatique d'un logiciel de dimensionnement optimal par PASCOSMA.	252
2.1. Généralités.	252
2.2. Traitement des grands modèles.....	253
2.3. Choix des points de fonctionnement intervenant dans le dimensionnement.	254
3. Validation du dimensionnement optimal par des simulations numériques automatisées.	254
3.1. Objectif.	254
3.2. Mise en œuvre.....	255
4. Application à l'optimisation du moteur de vélo.	255
4.1. Programmation de l'application de dimensionnement.....	255
4.2. Cahier des charges et définition des contraintes de dimensionnement.	256
4.2.1. Cahier des charges du moteur de vélo.....	256
4.2.2. Traitement du cahier des charges dans l'application de dimensionnement optimal.	257
4.3. Première optimisation.	259
4.4. Seconde optimisation.	259
4.5. Comparaison entre le moteur-roue optimisé et le moteur roue initial.	261
4.5.1. Comparaison des caractéristiques géométriques.	261
4.5.2. Comparaison des performances.	262
4.5.3. Conclusion sur la comparaison des deux moteurs.	266
5. Conclusion.	267
CONCLUSION.....	269
ANNEXE 1.	271
ANNEXE 2.	273
ANNEXE 3.	275
ANNEXE 4.	279
ANNEXE 5.	281
ANNEXE 6.	287
ANNEXE 7.	293
BIBLIOGRAPHIE.	297

AVANT-PROPOS.

Le présent travail a été effectué à l'Institut de Génie Energétique sous la responsabilité de Jean-Marie Kauffmann, professeur à l'Université de Franche-Comté et Directeur du Laboratoire et d'Abdelatif Miraoui, maître de conférence à l'Université de Franche-Comté. Je tiens à leur exprimer ma reconnaissance pour la confiance qu'ils m'ont accordée pendant mon doctorat et pour l'intérêt qu'ils ont constamment porté à mes travaux.

Je suis très sensible à l'honneur que m'a fait Monsieur Lajoie-Mazenc, Directeur de Recherche émérite au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, de présider la commission d'examen.

Je remercie très chaleureusement Jean Bigeon, directeur de recherche au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, et Bernard Multon, professeur à l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, pour avoir examiné avec beaucoup d'attention mon mémoire de thèse.

Je tiens enfin à remercier Monsieur Sargos, professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy, d'avoir participé avec son esprit critique et sa bonne humeur habituelle à mon Jury de thèse.

Je voudrais associer à ces remerciements toutes les personnes qui ont contribué de près ou de plus loin à ce travail. A ce jeu, il est impossible de ne pas oublier des noms. Je voudrais présenter d'avance mes excuses à ceux qui pourraient alors subir les affres de l'oubli. Je pense bien évidemment à Frédéric Wurtz avec qui j'ai noué des liens de travail et d'amitié sincère. Je pense aussi à Frédéric Gustin pour ses conseils et son aide en électronique de puissance, à Laurent Calégari pour sa disponibilité sans failles, à Djemouai Hadjidj pour des discussions souvent fructueuses et enfin à tous les collègues du laboratoire.

INDEX DES NOTATIONS.

Dans cet index, lorsqu'une notation est suivie d'une astérisque entre parenthèse, cela signifie qu'elle a été calculée analytiquement (sans astérisque) ou numériquement (avec astérisque) dans le mémoire.

\mathbf{A} : potentiel vecteur magnétique

A : la densité de courant linéique au stator d'une machine électrique (en ampère par mètre)

A_I : potentiel vecteur dans la région I

$A_{Ia,n}$: terme général du potentiel vecteur dans la région I en l'absence de courant

A_{Iap} : potentiel vecteur dans la région I en alimentation autopilotée

$A_{Iap,n}$: terme général du potentiel vecteur dans la région I en alimentation autopilotée

A_{II} : potentiel vecteur dans la région II

A_{II}^P : solution particulière à l'équation aux dérivées partielles que vérifie le potentiel vecteur dans la région II

$A_{IIa,n}$: terme général du potentiel vecteur dans la région II en l'absence de courant

A_{IIap} : potentiel vecteur dans la région II en alimentation autopilotée

$A_{IIap,n}$: terme général du potentiel vecteur dans la région II en alimentation autopilotée

A_{eff} : densité de courant surfacique efficace

at_{aim} : ampèretours consommés dans les aimants

$at_{\text{aim}_{\text{conj}}}$: ampèretours consommés dans les aimants dans la position de conjonction

$at_{\text{aim}_{\text{conj},n}}^a$: terme général des ampèretours consommés dans les aimants dans la position de conjonction en l'absence de courant

$at_{\text{aim}_{\text{conj},n}}^c$: terme général des ampèretours consommés dans les aimants dans la position de conjonction en l'absence d'aimants

$at_{\text{aim}_{\text{op}}}$: ampèretours consommés dans les aimants dans la position d'opposition

at_{dent} : ampèretours consommés dans les dents

$at_{\text{dent}_{\text{conj}}}$: ampèretours consommés dans les dents dans la position de conjonction

$at_{\text{dent}_{\text{op}}}$: ampèretours consommés dans les dents dans la position d'opposition

at_{ent} : ampèretours consommés dans l'entrefer

$at_{\text{ent}_{\text{conj}}}$: ampèretours consommés dans l'entrefer dans la position de conjonction

$at_{\text{ent}_{\text{conj},n}}^a$: terme général des ampèretours consommés dans l'entrefer dans la position de conjonction en l'absence de courant

Index des notations

- $at_{ent_{conj},n}^c$: terme général des ampèretours consommés dans l'entrefer dans la position de conjonction en l'absence d'aimants
- $at_{ent_{op}}$: ampèretours consommés dans l'entrefer dans la position d'opposition
- at_{fer} : ampèretours consommés dans les parties ferromagnétiques d'une machine électrique
- At_p : ampères-tours totaux sous un pôle d'une machine électrique (en ampère)
- at_{rot} : ampèretours consommés dans le rotor
- $at_{rot_{conj}}$: ampèretours consommés dans le rotor dans la position de conjonction
- $at_{rot_{op}}$: ampèretours consommés dans le rotor dans la position d'opposition
- at_{stat} : ampèretours consommés dans le stator
- $at_{stat_{conj}}$: ampèretours consommés dans le stator dans la position de conjonction
- $at_{stat_{op}}$: ampèretours consommés dans le stator dans la position d'opposition
- α : angle représentant la pente d'une route
- α_a : ouverture angulaire des aimants relative au pas polaire
- α_{cu} : coefficient de température du cuivre
- $\alpha_{I,n}^\theta$: coefficient d'intégration (lié à la fonction $\cos(n.p.\theta)$) du potentiel vecteur dans la région I
- $\alpha_{I,n}^r$: coefficient d'intégration (lié à la fonction $r^{n.p}$) du potentiel vecteur dans la région I
- $\alpha_{Ia,n}$: coefficient d'intégration du potentiel vecteur dans la région I en l'absence de courants
- $\alpha_{Ia,n}^\theta$: coefficient d'intégration (lié à la fonction $\cos(n.p.\theta)$) du potentiel vecteur dans la région I en l'absence de courants
- $\alpha_{Ia,n}^r$: coefficient d'intégration (lié à la fonction $r^{n.p}$) du potentiel vecteur dans la région I en l'absence de courants
- $\alpha_{IIa,n}$: coefficient d'intégration du potentiel vecteur dans la région II en l'absence de courants
- $\alpha_{IIa,n}^\theta$: coefficient d'intégration (lié à la fonction $\cos(n.p.\theta)$) du potentiel vecteur dans la région II en l'absence de courants
- $\alpha_{IIa,n}^r$: coefficient d'intégration (lié à la fonction $r^{n.p}$) du potentiel vecteur dans la région II en l'absence de courants
- $\alpha_{c,n}$: coefficient d'intégration du potentiel vecteur en l'absence d'aimants
- $\alpha_{c,n}^\theta$: : coefficient d'intégration (lié à la fonction $\cos(n.p.\theta)$) du potentiel vecteur en l'absence d'aimants
- $\alpha_{c,n}^r$: coefficient d'intégration (lié à la fonction $r^{n.p}$) du potentiel vecteur en l'absence d'aimants
- B** : vecteur induction
- \tilde{B} : induction sans dimension (rapport de l'induction sur une induction de 1 Tesla)
- B^θ : composante tangentielle du vecteur induction
- B^r : composante radiale du vecteur induction
- B_I : induction dans la région I

- B_1^θ : composante tangentielle du vecteur induction dans la région I
- B_1^r : composante radiale du vecteur induction dans la région I
- B_{Ia} : induction dans la région I en l'absence de courants
- B_{Ia}^θ : composante tangentielle du vecteur induction dans la région I en l'absence de courants
- B_{Ia}^r : composante radiale du vecteur induction dans la région I en l'absence de courants
- B_{II} : induction dans la région II
- B_{II}^θ : composante tangentielle du vecteur induction dans la région II
- B_{II}^r : composante radiale du vecteur induction dans la région II
- B_{IIa} : induction dans la région II en l'absence de courants
- B_{IIa}^θ : composante tangentielle du vecteur induction dans la région II en l'absence de courants
- B_{IIa}^r : composante radiale du vecteur induction dans la région II en l'absence de courants
- B_{IIap} : induction dans la région II en alimentation autopilotée
- B_{IIap}^θ : composante tangentielle du vecteur induction dans la région II en alimentation autopilotée
- B_{IIap}^r : composante radiale du vecteur induction dans la région II en alimentation autopilotée
- B_a : induction dans l'aimant d'un moteur-roue synchrone à aimants
- B_{a_c} : induction dans l'aimant corrigée (pour tenir compte de la perméabilité relative de l'aimant d'un moteur-roue synchrone à aimants)
- $B_{a_{min}}$: induction minimale dans l'aimant (pour des ampèretours créés par les enroulements du stator maximaux) d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $B_{a_{min,n}}$: terme général de l'induction minimale dans l'aimant d'un moteur-roue synchrone à aimants
- B_{cr} : induction maximale dans la culasse du rotor d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $B_{cr_v}^{(*)}$: induction maximale dans la culasse du rotor à vide d'un moteur-roue synchrone à aimants
- B_{cs} : induction maximale dans la culasse du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
- B_{cs}^θ : composante tangentielle maximale du vecteur induction dans la culasse du stator à vide d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $B_{cs_v}^{(*)}$: induction maximale dans la culasse du stator à vide d'un moteur-roue synchrone à aimants
- B_d : induction dans une dent du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
- B_d^r : composante radiale du vecteur induction dans une dent du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $B_{d_v}^{(*)}$: induction maximale à vide dans une dent du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
- B_e : induction dans l'entrefer d'une machine électrique
- $\langle B_e \rangle_p$: induction moyenne dans l'entrefer sous un pôle d'une machine électrique
- $B_{ent_v}^{(*)}$: induction maximale à vide dans l'entrefer d'un moteur-roue synchrone à aimants

Index des notations

$B_{ent_v,n}$: terme générale de l'induction maximale à vide dans l'entrefer d'un moteur-roue synchrone à aimants

$B_{ent_v}^r^{(*)}$: composante radiale maximale du vecteur induction à vide dans l'entrefer d'un moteur-roue synchrone à aimants

$\langle B_{fer} \rangle$: valeur moyenne de l'induction dans l'entrefer d'un moteur-roue synchrone à aimants

B_{is} : induction maximale dans l'isthme d'une dent du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

$B_{is_v}^{(*)}$: induction maximale à vide dans l'isthme d'une dent du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

\mathbf{B}_r : vecteur induction résiduelle dans un matériau magnétique

\mathbf{B}_{r_a} : vecteur induction rémanente dans un aimant

$B_{r_{ac}}$: induction rémanente corrigée dans un aimant (pour tenir compte de la perméabilité relative de l'aimant)

$\mathbf{B}_{r_{IIc}}$: vecteur induction rémanente corrigée dans le région II (pour tenir compte de la perméabilité relative de l'aimant)

$B_{r_{IIc}}^r$: composante radiale du vecteur induction rémanente corrigée dans le région II (pour tenir compte de la perméabilité relative de l'aimant)

$\beta_{I,n}^\theta$: coefficient d'intégration (lié à la fonction $\sin(n.p.\theta)$) du potentiel vecteur dans la région I

$\beta_{I,n}^r$: coefficient d'intégration (lié à la fonction $r^{-n.p}$) du potentiel vecteur dans la région I

$\beta_{Ia,n}$: coefficient d'intégration (lié à la fonction $r^{-n.p}$) du potentiel vecteur dans la région I en l'absence de courants

$\beta_{Ia,n}^\theta$: coefficient d'intégration (lié à la fonction $\sin(n.p.\theta)$) du potentiel vecteur dans la région I en l'absence de courants

$\beta_{Ia,n}^r$: coefficient d'intégration (lié à la fonction $r^{-n.p}$) du potentiel vecteur dans la région I en l'absence de courants

$\beta_{IIa,n}$: coefficient d'intégration (lié à la fonction $r^{-n.p}$) du potentiel vecteur dans la région II en l'absence de courants

$\beta_{IIa,n}^\theta$: coefficient d'intégration (lié à la fonction $\sin(n.p.\theta)$) du potentiel vecteur dans la région II en l'absence de courants

$\beta_{IIa,n}^r$: coefficient d'intégration (lié à la fonction $r^{-n.p}$) du potentiel vecteur dans la région II en l'absence de courants

β_{air} : coefficient de dilatation de l'air

$\beta_{c,n}$: coefficient d'intégration du potentiel vecteur en l'absence d'aimants

$\beta_{c,n}^\theta$: coefficient d'intégration (lié à la fonction $\sin(n.p.\theta)$) du potentiel vecteur en l'absence d'aimants

$\beta_{c,n}^r$: coefficient d'intégration (lié à la fonction $r^{-n.p}$) du potentiel vecteur en l'absence d'aimants

- C : moment du couple fourni par un moteur électrique
- C_{dyn}^* : moment du couple dynamique d'un moteur synchrone à aimants calculé numériquement
- $C_{em}^{(*)}$: moment du couple électromagnétique d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $C_{em,n}$: terme général du moment du couple électromagnétique d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $C_{em_{dec}}^*$: moment du couple dynamique d'un moteur-roue synchrone à aimants calculé numériquement en tenant compte du décalage des aimants
- $C_{em_{mot}}^{(*)}$: moment du couple moyen maximal d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $C_{em_{mot,n}}$: terme général du moment du couple moyen maximal d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $C_{em_{moy}}$: moment du couple électromagnétique moyen d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $C_{em_{moy,max}}$: valeur maximale du moment du couple électromagnétique moyen d'un moteur-roue synchrone à aimants
- C_{max} : moment du couple maximal que doit fournir un moteur
- C_{mot} : moment du couple d'un moteur
- $C_{mot_{max}}$: valeur maximale du moment du couple d'un moteur
- C_{moy} : valeur moyenne du moment du couple d'un moteur
- $C_{P_{air}}$: chaleur massique de l'air à pression constante
- $C_{P_{cu}}$: chaleur massique du cuivre à pression constante
- C_r : moment du couple résistant à la rotation d'un moteur
- C_{stat} : moment du couple statique d'un moteur
- C_{stat}^{inc} : moment du couple statique d'un moteur ayant des encoches inclinées
- $C_{stat_n}^{inc}$: terme général du moment du couple statique d'un moteur ayant des encoches inclinées
- $C_{stat_n}^{réf}$: moment d'un couple statique de référence trapézoïdal
- C_v : chaleur massique à volume constant d'un corps
- C_x : coefficient de pénétration dans l'air d'un véhicule
- χ_m : susceptibilité magnétique d'un matériau
- d_{fil} : diamètre de cuivre d'un fil de bobinage d'un moteur-roue synchrone à aimants
- d_{roue} : diamètre d'une roue d'un véhicule
- ΔB_r : coefficient de variation de l'induction rémanente avec la température
- ΔC : amplitude de l'ondulation de couple d'un moteur synchrone à aimants
- δ_{eff} : densité surfacique de courant efficace dans le bobinage d'un moteur électrique
- δ_{on} : chute de tension d'un transistor IGBT en conduction
- ΔH_c^M : coefficient de variation du champ magnétique coercitif d'aimantation avec la température
- ΔI_{MLI} : ondulation de courant dans une phase d'un moteur synchrone à aimants alimenté par un onduleur fournissant des quasi créneaux de courants régulés par MLI

Index des notations

- Δt : temps d'échauffements adiabatiques du cuivre du bobinage d'un moteur électrique
- ΔT : échauffements moyens d'une moteur électrique
- $\Delta T_{\text{cu ad}}$: échauffements adiabatiques du cuivre du bobinage d'un moteur électrique
- $E^{(*)}$: amplitude de la force électromotrice trapézoïdale d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $e_1^{(*)}$, $e_2^{(*)}$, $e_3^{(*)}$: force électromotrice d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $e_{\text{air cu}}^y$: épaisseur d'air (selon l'axe (Oy)) d'une encoche équivalente contenant un fil de cuivre unique
- $e_{\text{air cu}}^z$: épaisseur d'air (selon l'axe (Oz)) d'une encoche équivalente contenant un fil de cuivre unique
- E_{bat} : force électromotrice d'une batterie
- $E_{\text{m bat}}$: énergie massique d'une batterie
- $E_{\text{v bat}}$: énergie volumique d'une batterie
- Enj_{bat} : énergie électrique embarquée dans la batterie d'un véhicule électrique
- ent : entrefer réel d'une machine électrique
- ent_c : entrefer d'une machine électrique corrigé en tenant compte de la denture du stator
- ent_{cs} : entrefer d'une machine électrique corrigé en tenant compte de la denture du stator et de la saturation du circuit magnétique du stator
- ent_{eff} : entrefer efficace d'une machine électrique à aimants
- ent_{eff c} : entrefer efficace d'une machine électrique corrigé en tenant compte de la denture du stator
- ent_{eff cs} : entrefer efficace d'une machine électrique corrigé en tenant compte de la denture du stator et de la saturation du circuit magnétique du stator
- e_{fil} : épaisseur d'isolant d'un fil de bobinage d'un moteur électrique
- e_t : épaisseur de la tôle du circuit magnétique du stator
- e_i : épaisseur de l'isolant se trouvant entre les tôles du circuit magnétique du stator
- e_{icu}^y : épaisseur d'isolant (selon l'axe (Oy)) d'une encoche équivalente contenant un fil de cuivre unique
- e_{icu}^z : épaisseur d'isolant (selon l'axe (Oz)) d'une encoche équivalente contenant un fil de cuivre unique
- $E_{\text{m bat}}$: énergie massique d'une batterie
- $E_{\text{v bat}}$: énergie volumique d'une batterie
- ε_{H_a} : erreur moyenne commise sur le champ magnétique dans un aimant permanent dont on corrige l'induction rémanente afin d'utiliser une perméabilité magnétique relative de 1
- F : force électromagnétique que subissent les conducteurs du stator d'une machine électrique
- f_a : facteur d'autonomie d'un moteur de traction d'un véhicule électrique
- f_{MLI} : fréquence de Modulation de Largeur d'Impulsion
- F_{mot} : force motrice totale développée par le(s) moteur(s) d'un véhicule électrique
- f_{obj} : fonction objectif d'un programme d'optimisation

F_{res} : résultante de efforts résistants à l'avancement d'un véhicule

$\phi_1^{(*)}$, $\phi_2^{(*)}$, $\phi_3^{(*)}$: flux créé par les aimants d'un moteur-roue synchrone à aimants dans les phases 1, 2 ou 3

ϕ_{aim_v} : flux à vide créé par les aimants d'un moteur-roue synchrone à aimants et traversant la frontière aimant – rotor

$\phi_{aim_v,n}$: terme général du flux à vide créé par les aimants d'un moteur-roue synchrone à aimants et traversant la frontière aimant – rotor

$\phi_{aim \rightarrow rot}$: flux traversant la frontière aimant – rotor d'un moteur-roue synchrone à aimants

$\phi_{déc_1}^{(*)}$, $\phi_{déc_2}^{(*)}$, $\phi_{déc_3}^{(*)}$: flux créé par les aimants d'un moteur-roue synchrone à aimants dans les phases 1, 2 ou 3 en tenant compte de l'inclinaison du stator

$\phi_{ent \rightarrow stat}$: flux traversant la frontière entrefer – stator d'un moteur synchrone à aimants

ϕ_{ent_v} : flux à vide créé par les aimants traversant la frontière entrefer – stator d'un moteur synchrone à aimants

$\phi_{ent_v,n}$: terme général du flux à vide créé par les aimants traversant la frontière entrefer – stator d'un moteur synchrone à aimants

g : accélération de la pesanteur

γ : accélération d'un véhicule

$\gamma_{II,n}$: coefficient d'intégration d'une solution particulière à l'équation aux dérivées partielles du potentiel vecteur dans la zone II

\mathbf{H} : vecteur champ magnétique

H_I : champ magnétique dans la zone I

H_I^θ : composante tangentielle du vecteur champ magnétique dans la zone I

H_I^r : composante radiale du vecteur champ magnétique dans la zone I

H_{Ia} : champ magnétique dans la zone I en l'absence de courants

H_{Ia}^θ : composante tangentielle du vecteur champ magnétique dans la zone I en l'absence de courants

H_{Ia}^r : composante radiale du vecteur champ magnétique dans la zone I en l'absence de courants

H_{Iap} : champ magnétique dans la zone I en alimentation autopilotée

H_{II} : champ magnétique dans la zone II

H_{II}^θ : composante tangentielle du vecteur champ magnétique dans la zone II

H_{II}^r : composante radiale du vecteur champ magnétique dans la zone II

H_{IIa} : champ magnétique dans la zone II en l'absence de courants

H_{IIa}^θ : composante tangentielle du vecteur champ magnétique dans la zone II en l'absence de courants

H_{IIa}^r : composante radiale du vecteur champ magnétique dans la zone II en l'absence de courants

h_a : hauteur des aimants d'un moteur-roue synchrone à aimants

H_a : champ magnétique dans les aimants d'un moteur-roue synchrone à aimants

Index des notations

H_{a_c} : champ magnétique dans les aimants corrigés (en tenant compte de leur perméabilité magnétique) d'un moteur-roue synchrone à aimants

H_C^B : champ magnétique coercitif d'induction

H_C^M : champ magnétique coercitif d'aimantation

$h_{conv_{ent}}$: coefficient de convection entre l'entrefer et le rotor d'un moteur-roue synchrone à aimants

$h_{conv_{fl}}$: coefficient de convection entre les flasques d'un moteur-roue synchrone à aimants et l'air extérieur

$h_{conv_{rot}}$: coefficient de convection entre le rotor d'un moteur-roue synchrone à aimants et l'air extérieur

$h_{conv_{tb}}$: coefficient de convection entre les têtes de bobine et le rotor d'un moteur-roue synchrone à aimants

h_{cr} : hauteur de la culasse du rotor d'un moteur-roue synchrone à aimants

h_{cs} : hauteur de la culasse du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

h_d : hauteur des dents (hors isthmes) du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

H_e : champ magnétique dans l'entrefer d'une machine électrique

h_{is} : hauteur de l'isthme des dents du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

H_k : champ magnétique de rigidité limite dans un aimant permanent

H_{rot} : champ magnétique dans la culasse du rotor d'un moteur-roue synchrone à aimants

H_{stat} : champ magnétique dans la culasse du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

η : rendement d'une machine électrique

$I^{(*)}$: amplitude des créneaux de courant alimentant un moteur-roue synchrone à aimants à forces électromotrices trapézoïdales

$i_1^{(*)}$, $i_2^{(*)}$, $i_3^{(*)}$: intensité du courant dans la phase 1, 2 ou 3 d'un moteur-roue synchrone à aimants

$I_{bat}^{(*)}$: intensité du courant débité par une batterie alimentant un moteur-roue synchrone à aimants à forces électromotrices trapézoïdales via un onduleur de tension

$I_{eff}^{(*)}$: amplitude de l'intensité de courant alimentant un moteur-roue synchrone à aimants à forces électromotrices trapézoïdales

$i_{em_1}^{(*)}$, $i_{em_2}^{(*)}$, $i_{em_3}^{(*)}$: intensité du courant électromagnétique dans la phase 1, 2 ou 3 d'un moteur-roue synchrone à aimants à forces électromotrices trapézoïdales

$I_{em}^{(*)}$: amplitude des créneaux de courant électromagnétique d'un moteur-roue synchrone à aimants à forces électromotrices trapézoïdales

$i_{fer_1}^{(*)}$, $i_{fer_2}^{(*)}$, $i_{fer_3}^{(*)}$: intensité du courant électromagnétique modélisant les pertes fer d'un moteur-roue synchrone à aimants à forces électromotrices trapézoïdales

$I_{fer}^{(*)}$: amplitude des créneaux de courant modélisant les pertes fer d'un moteur-roue synchrone à aimants à forces électromotrices trapézoïdales

I_{max} : valeur maximale de l'intensité du courant dans une phase d'un moteur-roue synchrone à aimants alimenté par un onduleur fournissant des quasi créneaux de courants régulés par MLI

I_{\min} : valeur minimale de l'intensité du courant dans une phase d'un moteur-roue synchrone à aimants alimenté par un onduleur fournissant des quasi créneaux de courants régulés par MLI

\mathbf{J} : vecteur densité de courant

$j_e, j_{e_1}, j_{e_2}, j_{e_3}$: valeur efficace de la densité de courant dans le bobinage d'un moteur-roue synchrone à aimants

j_s ou J_s : densité surfacique de courant dans le bobinage du stator d'une machine électrique

k_b : coefficient de bobinage global du stator d'une machine électrique

k_C : coefficient de proportionnalité entre le couple d'un moteur-roue synchrone à aimants et le produit de la valeur maximale de l'induction dans l'entrefer avec l'amplitude du courant dans une phase

K_C : coefficient de Carter multiplicatif de l'entrefer permettant de ramener un stator denté à un stator lisse

k_{FOUC} : coefficient permettant de calculer les pertes fer par courants de Foucault dans un circuit magnétique canalisant un flux magnétique variable

k_h : rapport d'homothétie entre deux machines électriques

$k_{h_1}, k_{h_2}, k_{h_3}, k_{h_4}, k_{h_5}, k_{h_6}$: coefficients intervenant dans l'équation analytique modélisant la caractéristique $B(H)$ d'un matériau magnétique

k_{hyst} : coefficient permettant de calculer les pertes fer par hystérésis dans un circuit magnétique canalisant un flux magnétique variable

k_{η_2} : coefficient permettant de choisir le rendement comme fonction objectif dans le programme d'optimisation d'un moteur-roue synchrone à aimants

k_J : coefficient de proportionnalité entre les pertes Joule d'une machine électrique et le produit de la densité surfacique efficace de courant dans les encoche et la charge linéique efficace au stator

$k_{m_{\text{aim}}}$: coefficient permettant de choisir la masse d'aimants comme fonction objectif dans le programme d'optimisation d'un moteur-roue synchrone à aimants

$k_{m_{\text{tot}}}$: coefficient permettant de choisir la masse totale des parties actives comme fonction objectif dans le programme d'optimisation d'un moteur-roue synchrone à aimants

k_{P_J} : coefficient de proportionnalité entre les pertes Joule d'une machine électrique et le produit de la résistance d'une phase avec l'amplitude du courant dans une phase

$k_{\text{roul}}, < k_{\text{roul}} >$: coefficient de roulement (moyen) d'un pneumatique

k_s : coefficient de saturation des parties ferromagnétiques d'un moteur électrique

$k_{s_{\text{conj}}}$: coefficient de saturation des parties ferromagnétiques d'un moteur-roue synchrone à aimants dans la position de conjonction de flux

$k_{s_{\text{op}}}$: coefficient de saturation des parties ferromagnétiques d'un moteur-roue synchrone à aimants dans la position d'opposition de flux

k_{tb} : rapport entre la longueur de cuivre dans les têtes de bobine d'une machine électrique et la longueur de cuivre totale

l_{bob} : longueur totale d'une bobine de cuivre constituant une phase d'une machine électrique

$L_c^{(*)}$: inductance cyclique d'un moteur-roue synchrone à aimants

Index des notations

l_d : largeur d'une dent de la tôle du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

$l_{d_{\min}}$: largeur minimale (mécaniquement réalisable) d'une dent de la tôle du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

l_e : largeur d'une encoche de la tôle du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants entre les deux isthmes des dents

l_{e_b} : largeur d'une encoche de la tôle du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants au sommet de l'encoche (sous l'isthme des dents)

l_{e_h} : largeur d'une encoche de la tôle du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants au fond de l'encoche

l_{fer} : longueur de fer d'une machine électrique

l_{fil} : longueur d'un fil de cuivre dans l'encoche d'une machine électrique (égal à la longueur de fer)

l_{is} : largeur de l'isthme d'une dent de la tôle du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

$L_p^{(*)}$: inductance propre d'un moteur-roue synchrone à aimants

L_{p_n} : terme général de l'inductance propre d'un moteur-roue synchrone à aimants

l_{sp} : longueur de cuivre d'une spire du bobinage d'un moteur-roue synchrone à aimants

l_{spact} : longueur de cuivre de la partie active d'une spire du bobinage d'un moteur-roue synchrone à aimants

l_{sptb} : longueur de cuivre de la partie se trouvant dans la tête de bobine d'une spire du bobinage d'un moteur-roue synchrone à aimants

λ_{air} : conductivité thermique de l'air

λ_{bob_x} : conductivité thermique axiale équivalente du bobinage d'un moteur-roue synchrone à aimants

λ_{cu} : conductivité thermique du cuivre

λ_i : conductivité thermique de l'isolant entre les tôles du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

$\lambda_{i_{\text{cu}}}$: conductivité thermique de l'isolant du cuivre d'un moteur-roue synchrone à aimants

λ_t : conductivité thermique des tôles du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

λ_{t_y} : conductivité thermique équivalente (dans le sens axial) des tôles du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

$\lambda_{t_{xz}}$: conductivité thermique équivalente (dans le sens radial) des tôles du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

m : nombre de phases d'une machine électrique

$M^{(*)}$: inductance mutuelle entre deux phases d'un moteur-roue synchrone à aimants

M_n : terme général de l'inductance mutuelle d'un moteur-roue synchrone à aimants

\mathbf{M} : vecteur aimantation magnétique

m_{aim} : masse totale des aimants d'un moteur-roue synchrone à aimants

m_{bat} : masse de la batterie alimentant un moteur-roue synchrone à aimants

m_{fer} : masse totale des parties ferromagnétiques d'un moteur électrique

m_{cu} : masse totale du cuivre d'un moteur-roue synchrone à aimants

- $m_{\text{cu}_{\text{enc}}}$: masse totale du cuivre actif (se trouvant dans les encoches) d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $m_{\text{cu}_{\text{tb}}}$: masse totale du cuivre inactif (se trouvant dans les têtes de bobine) d'un moteur-roue synchrone à aimants
- m_{custat} : masse de la culasse du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
- m_{dent} : masse des dents de la tôle du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $m_{\text{mot}_{\text{act}}}$: masse totale des parties actives d'un moteur-roue synchrone à aimants
- M_r : aimantation rémanente d'un matériau magnétique
- m_{rot} : masse de la culasse du rotor d'un moteur-roue synchrone à aimants
- M_s : aimantation à saturation d'un matériau magnétique
- m_{stat} : masse totale des parties ferromagnétiques du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $m_{\text{sup/roue}}$: masse supportée par la roue d'un véhicule
- m_{tec} : masse totale en charge d'un véhicule
- m_{tot} : masse totale des parties actives (d'une point de vue électromagnétique) du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $m_{\text{v}_{\text{aim}}}$: masse volumique des aimants
- $m_{\text{v}_{\text{air}}}$: masse volumique de l'air
- $m_{\text{v}_{\text{cu}}}$: masse volumique du cuivre
- $m_{\text{v}_{\text{rot}}}$: masse volumique de l'acier constituant le rotor d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $m_{\text{v}_{\text{stat}}}$: masse volumique de la tôle constituant le stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
- μ_{air} : viscosité dynamique de l'air
- μ_{r_a} : perméabilité relative d'un aimant permanent
- μ_r : perméabilité relative d'un matériau magnétique
- μ_0 : perméabilité magnétique du vide
- n : nombre de moteurs d'une solution multi-moteurs envisagée pour la traction d'un véhicule électrique
- $N_{\text{bob}_{\text{paral}}}$: nombre de pôles couplés en parallèles dans un moteur-roue synchrone à aimants
- N_c : nombre de contraintes du cahier des charges d'un problème de conception
- N_a : nombre d'aimants décalés dans le sens axial d'une machine synchrone à aimants
- N_{ce} : nombre de contraintes d'égalité dans le cahier des charges d'un problème de conception
- N_{ci} : nombre de contraintes d'inégalité dans le cahier des charges d'un problème de conception
- N_d : nombre de dents du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
- N_e : nombre d'équations mathématiques dans le cahier des charges d'un problème de conception
- n_{fil} : nombre de fils de cuivre associés en parallèle pour former chaque spire d'une bobine d'un moteur-roue synchrone à aimants
- N_{fil} : nombre de fils de cuivre dans la section d'une encoche du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $N_{\text{Gr}_{\text{air}}}$: nombre de Grashof relatif à l'air

Index des notations

n_{hyst} : puissance de l'induction dans le fer intervenant dans le calcul des pertes volumiques par hystérésis dans un matériau ferromagnétique

$N_{\text{Nu}_{\text{air}}}$: nombre de Nusselt relatif à l'air

N_p : nombres de paramètres (descriptifs et fonctionnels) d'un cahier des charges

$N_{\text{Pr}_{\text{air}}}$: nombre de Prandtl relatif à l'air

$N_{\text{Re}_{\text{air}}}^{\text{rot}}$: nombre de Reynolds relatif à l'air pour un mouvement de rotation d'un cylindre

$N_{\text{Re}_{\text{air}}}^{\text{tr}}$: nombre de Reynolds relatif à l'air pour un mouvement de translation d'un cylindre

N_{res} : nombre de bits d'une codeur incrémental

N_{roue} : nombre de roue d'un véhicule

$N_{\text{Tay}_{\text{air}}}$: nombre de Taylor relatif à l'air

n_s : nombre de spires en série dans une encoche d'un moteur-roue synchrone à aimants

n_t : nombre de tôles constituant le stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

p : nombre de paires de pôles d'une machine électrique

P : pente d'une route

$P_{\text{a}_{\text{conv}}}^{(*)}$: puissance absorbée à la batterie par l'onduleur alimentant un moteur-roue synchrone à aimants

$P_{\text{a}_{\text{mot}}}^{(*)}$: puissance fournie par l'onduleur alimentant un moteur-roue synchrone à aimants

$P_{\text{bat}_{\text{max}}}$: puissance maximale que doit débiter une batterie

$p_{\text{conv}}^{(*)}$: pertes par conduction dans les interrupteurs de l'onduleur alimentant un moteur-roue synchrone à aimants

P_e : paramètres d'entrée du modèle d'un système à dimensionner

$P_{\text{em}}, p_{\text{em}}$: puissance électromagnétique convertie dans un moteur-roue synchrone à aimants

$P_{\text{em},n}$: terme général de la puissance électromagnétique convertie dans un moteur-roue synchrone à aimants

P_{elec} : puissance électrique absorbée par une machine électrique

P_F : pertes dans les parties ferromagnétiques soumises à une induction variable d'une machine électrique

$p_{\text{fer}}^{(*)}$: pertes dans le stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

$p_{\text{Fouc}}^{(*)}$: pertes par courant de Foucault dans le stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

$p_{\text{Fouc}_{\text{cs}}}^{(*)}$: pertes par courant de Foucault dans la culasse du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

$p_{\text{Fouc}_d}^{(*)}$: pertes par courant de Foucault dans les dents du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

$p_{\text{hyst}}^{(*)}$: pertes par hystérésis dans le stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

$p_{\text{hyst}_{\text{cs}}}^{(*)}$: pertes par hystérésis dans la culasse du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

- $P_{\text{hyst}_d}^{(*)}$: pertes par hystérésis dans les dents du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $P_J, p_J^{(*)}$: pertes par effet Joule dans le cuivre du bobinage d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $P_{\text{m}_{\text{bat}}}$: puissance massique d'une batterie
- $P_{\text{méca}}$: puissance mécanique disponible sur l'arbre d'un moteur électrique
- $P_{\text{mot}}^{(*)}$: puissance mécanique fournie en sortie du moteur d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $P_{\text{m}_r}^{(*)}$: puissance mécanique fournie par un moteur-roue synchrone à aimants (en sortie d'un réducteur éventuel)
- P_s : paramètres d'entrée du modèle d'un système à dimensionner
- $P_{\text{v}_{\text{bat}}}$: puissance volumique d'une batterie
- q : nombre d'encoches par pôle et par phase d'une machine électrique
- Q : chaleur, énergie calorifique
- θ_a : ouverture angulaire d'un aimant d'une machine synchrone à aimants
- θ_c : coordonnée angulaire du premier capteur d'une machine synchrone à aimants dans un repère lié au stator
- $\theta_{i/e}$: déphasage du fondamental du courant circulant dans une phase d'une machine synchrone à aimants par rapport au fondamental de la fém induite dans la même phase
- θ_r : coordonnée angulaire d'un point dans un repère cylindrique lié au rotor d'une machine électrique
- θ_{rs} : angle que fait l'axe $\theta_r = 0$ d'un repère lié au rotor d'une machine électrique par rapport à l'angle $\theta_s = 0$ d'un repère lié au stator
- $\theta_{rs_0}^{(*)}$: valeur de l'angle θ_{rs} à l'instant $t = 0$
- θ_s : coordonnée angulaire d'un point dans un repère cylindrique lié au stator d'une machine électrique
- r : coordonnée radiale d'un point dans un repère cylindrique
- $r, r_1, r_2, \dots, r_N, r_{\text{red}}$: rapport de réduction d'une boîte de vitesses utilisée dans un véhicule
- R, R_{ph} : résistance d'une phase d'un moteur électrique
- R_a : rayon intérieur des aimants d'un moteur-roue synchrone à aimants
- R_{air} : résistance thermique équivalente dans le sens axial de l'air contenu dans le bobinage d'une encoche d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $R_{\text{aéro}}$: résistance aérodynamique de l'air sur la surface extérieure d'un véhicule
- R_{bob_x} : résistance thermique équivalente dans le sens axial du bobinage complet contenu dans une encoche d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $r_c^{(*)}$: valeur du rapport cyclique de MLI de l'onduleur alimentant un moteur-roue synchrone à aimants
- R_{cu} : résistance thermique équivalente dans le sens axial du cuivre contenu dans le bobinage d'une encoche d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $r_{\text{ds}_{\text{on}}}$: résistance d'un transistor MOS à l'état passant
- rend_{red} : rendement d'un réducteur reliant le moteur d'un moteur-roue synchrone à aimants à la jante
- R_{ext} : rayon extérieur de la culasse du rotor d'un moteur-roue synchrone à aimants

Index des notations

- R_{icu} : résistance thermique équivalente dans le sens axial de l'isolant du cuivre contenu dans le bobinage d'une encoche d'un moteur-roue synchrone à aimants
- R_{int} : rayon intérieur de la culasse du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
- R_{iy} : résistance thermique équivalente dans le sens axial de l'isolant des tôles du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
- r_{on} : résistance à l'état passant des transistors MOS
- R_{pente} : force de résistance à l'avancement d'un véhicule due à la pente de la route
- R_r : rayon intérieur de la culasse du rotor d'un moteur-roue synchrone à aimants
- (R_r) : référentiel lié au rotor d'une machine électrique
- R_{roul} : résistance au roulement des pneumatiques d'un véhicule
- R_s : rayon extérieur du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
- (R_s) : référentiel lié au stator d'une machine électrique
- R_{scs} : rayon extérieur du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants après correction par le coefficient de Carter et par le coefficient de saturation
- R_{stat} : rayon statorique d'une machine électrique
- R_{ty} : résistance thermique équivalente dans le sens axial des tôles du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
- R_y : résistance thermique équivalente dans le sens axial de l'empilement des tôles du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
- ρ : masse volumique d'un corps
- ρ_{air} : masse volumique de l'air
- ρ_{cu_0} : résistivité électrique du cuivre pour une température du cuivre T_{cu_0}
- $\rho_{\Delta T}$: rapport entre les échauffements d'un moteur électrique de traction d'un véhicule pour une solution mono-moteur et les échauffements des moteurs électriques pour une solution multi-moteurs
- ρ_{f_a} : rapport entre le facteur d'autonomie d'un moteur électrique de traction d'un véhicule pour une solution mono-moteur et le facteur d'autonomie global d'une solution multi-moteurs
- $\rho_{m_{tot}}$: rapport entre la masse d'un moteur électrique de traction d'un véhicule pour une solution mono-moteur et la masse des moteurs électriques pour une solution multi-moteurs
- ρ_{P_j} : rapport entre les pertes Joule d'un moteur électrique de traction d'un véhicule pour une solution mono-moteur et la somme des pertes Joule des moteurs électriques pour une solution multi-moteurs
- ρ_{tb} : rapport entre la longueur d'une spire contenue dans les têtes de bobine et la longueur totale d'une spire du bobinage d'un moteur-roue synchrone à aimants
- S_{air} : section totale d'air dans l'encoche du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
- S_{bob} : section active de cuivre d'une bobine constituant une phase d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $S_{cu_{cond}}$: section d'un conducteur (formé de n_{fil} fils en parallèle) utilisé dans les bobines constitutives des phases d'un moteur-roue synchrone à aimants
- $S_{cu_{enc}}$: section totale de cuivre dans l'encoche du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

- S_{dent} : surface totale d'une dent du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
 $S_{éch}$: surface d'échange d'un moteur électrique avec l'extérieur
 S_{enc} : surface totale d'une encoche du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
 $S_{i_{cu}}$: surface totale d'isolant de cuivre dans l'encoche d'un moteur-roue synchrone à aimants
 S_{stat} : surface de la culasse du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
 S_{front} : surface frontale projetée d'un véhicule en déplacement
 σ_a : conductivité électrique d'un aimant permanent
 σ_t : conductivité électrique des tôles du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
 T : température
 T_a, T_{aim} : température moyenne des aimants d'un moteur-roue synchrone à aimants
 T_{air} : température moyenne de l'air au voisinage des têtes de bobine d'un moteur-roue synchrone à aimants
 T_{axe} : température moyenne de l'axe d'un moteur-roue synchrone à aimants
 T_{cu} : température moyenne du cuivre du bobinage d'un moteur-roue synchrone à aimants
 T_{Cu_a} : température de Curie d'un aimant permanent
 T_{dent} : température moyenne des dents de la tôle du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
 T_{enc} : température moyenne dans les encoches de la tôle du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
 T_{ext} : température ambiante moyenne à l'extérieur d'un moteur-roue synchrone à aimants
 T_{fl} : température moyenne des flasques d'un moteur-roue synchrone à aimants
 T_{MLI} : période de modulation de largeur d'impulsion
 $T_{mo_{inf}}$: température moyenne de la partie inférieure du moyeu d'un moteur-roue synchrone à aimants
 $T_{mo_{sup}}$: température moyenne de la partie supérieure du moyeu d'un moteur-roue synchrone à aimants
 $t_{off_{min}}$: durée d'ouverture minimale d'interrupteurs de puissance
 $t_{on_{min}}$: durée de fermeture minimale d'interrupteurs de puissance
 T_{rot} : température moyenne de la culasse du rotor d'un moteur-roue synchrone à aimants
 T_{roul} : température moyenne des roulements d'un moteur-roue synchrone à aimants
 T_{stat} : température moyenne de la culasse du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
 T_{tb} : température moyenne des têtes de bobine d'un moteur-roue synchrone à aimants
 τ : constante de temps d'une phase d'un moteur-roue synchrone à aimants ($\tau = \frac{R_{ph}}{L_c}$)
 τ_d : pas dentaire du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants
 τ_{dist} : taux de distorsion « trapézoïdal » du couple statique d'une machine synchrone brushless à fém trapézoïdale
 τ_i : angle d'inclinaison des tôles du stator d'une machine synchrone brushless à fém trapézoïdale
 τ_{N_a} : angle optimal de décalage de N_a aimants d'une machine synchrone brushless à fém trapézoïdale

Index des notations

τ_p : pas polaire (ouverture angulaire d'un pôle d'une machine électrique)

τ_{re} : taux de remplissage de l'encoche d'un moteur-roue synchrone à aimants

τ_{totN_a} : angle optimal de décalage entre le premier et le dernier des N_a aimants d'une machine synchrone brushless à fém trapézoïdale

$U_{bat}^{(*)}$: tension continue aux bornes de la source (batterie) alimentant l'onduleur d'un moteur-roue synchrone à aimants

$U_{conv}^{(*)}$: amplitude de la tension alternative fictive fournie par l'onduleur d'un moteur-roue synchrone à aimants, sans tenir compte des chutes de tension dans l'onduleur

$U_{mot}^{(*)}$: amplitude de la tension alternative réelle fournie par l'onduleur d'un moteur-roue synchrone à aimants en tenant compte des chutes de tension dans l'onduleur

v : vitesse de déplacement d'un véhicule

v_1, v_2, v_3 : tensions simples aux bornes d'un moteur-roue synchrone à aimants

V_{bat} : volume de la batterie alimentant les moteurs de traction d'un véhicule électrique

$V_{CE_{sat}}$: chute de tension des transistors IGBT à l'état saturé

V_e : cylindrée d'une machine électrique

V_{enc} : volume occupé par les bobinages dans les encoches du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

v_{rel} : vitesse relative d'un véhicule par rapport au vent

V_{tb} : volume occupé par les têtes de bobine dans les encoches du stator d'un moteur-roue synchrone à aimants

ω : pulsation des grandeurs électriques d'une machine électrique

Ω : vitesse de rotation d'une machine électrique

Ω_{base} : vitesse de rotation de base d'une roue d'un véhicule (cette vitesse correspond à une puissance maximale et à un couple maximal)

Ω_{max} : vitesse de rotation maximale d'une roue d'un véhicule

Ω_{mot} : vitesse de rotation d'un moteur de traction

$\Omega_{mot_{max}}$: vitesse de rotation maximale d'un moteur de traction

Ω_r : vitesse de rotation d'une roue d'un véhicule

INTRODUCTION.

La pollution des grands centres urbains a relancé depuis une dizaine d'années les recherches sur le véhicule électrique et le véhicule hybride. Des programmes d'ampleur nationale ont incité les constructeurs, notamment en France, à réaliser des véhicules tout électrique. Peugeot a été le premier constructeur mondial à produire un véhicule électrique en série. Malheureusement, trop souvent, les solutions qu'ils ont envisagées n'exploitent pas les avantages propres à l'énergie électrique (la précision de sa gestion par exemple) et ils se contentent de remplacer le moteur thermique par un moteur électrique à courant continu dans un véhicule qui existe déjà. Les performances sont alors médiocres, surtout à cause de la masse du véhicule qui implique une réserve d'énergie trop importante au regard de ce que l'on peut stocker actuellement dans les batteries. Pourtant, il existe de nombreuses solutions originales permettant de créer des véhicules totalement innovants, autour de concepts adaptés à l'énergie électrique. Il faut pour cela se libérer de la contrainte des batteries :

- soit le véhicule est léger et il est destiné à des déplacements courts ; dans ce cas, les accumulateurs actuels sont suffisants ;
- soit le véhicule est massif et il nécessite une forte puissance ; dans ce cas, l'énergie électrique doit être produite in situ par une autre source que la batterie et il s'agit alors de véhicule hybride.

Récemment, plusieurs projets dans ces deux domaines ont vu le jour. D'une manière générale, le plus important est de bien cerner les domaines d'applications du véhicule électrique et de tenir compte de sa spécificité à tous les niveaux de la conception. C'est à cette seule condition que les véhicules électriques ont une chance d'aboutir.

A cet égard, le moteur-roue, qui correspond à l'intégration d'un moteur électrique dans une roue, paraît intéressant dans la mesure où il apporte réellement de nouvelles possibilités. En effet, il est possible de supprimer toutes les parties mécaniques liées à la transmission et en même temps de commander indépendamment toutes les roues. Cette grande liberté doit pouvoir permettre une très bonne tenue de route, si on a su maîtriser les masses non suspendues.

Dans ce mémoire, nous nous intéressons à la conception d'un tel système. Dans la première partie, nous commençons par situer le moteur-roue dans le cadre global de la traction électrique et des diverses solutions possibles. Nous essayons ainsi de dégager les contraintes de conception liées à cette application. Puis, partant de ces contraintes, nous recherchons une méthode de conception adaptée aux moteurs-roues. Nous montrons en particulier la nécessité de procéder en deux étapes : choisir d'abord la structure la mieux adaptée et ensuite procéder à son dimensionnement par optimisation. Nous montrons ainsi que le moteur synchrone sans balais à structure inversée est un bon choix de moteur-roue.

Dans la seconde partie, nous développons une modélisation analytique et numérique très détaillée du moteur-roue synchrone sans balais à structure inversée. Nous nous appliquons à tenir compte d'un maximum de phénomènes qui interviennent d'un point de vue quantitatif dans le fonctionnement du système. Ainsi, nous modélisons à la fois les comportements magnétique, électromécanique et thermique.

Dans la dernière partie, nous validons les modèles établis avant de mettre en œuvre la méthodologie exposée lors de la première partie. Finalement, nous l'appliquons au cas particulier de l'optimisation d'un moteur-roue d'assistance au pédalage.

Dans tout ce mémoire, nous nous attachons à dégager des principes généraux qui dépassent l'application particulière du moteur-roue, notamment autour de la conception et de la modélisation de systèmes électromagnétiques.

- PARTIE A -

CONCEPTION D'UN MOTEUR-ROUE POUR VÉHICULE ELECTRIQUE : PROBLÉMATIQUE, MÉTHODOLOGIE DE CONCEPTION ET CHOIX D'UNE STRUCTURE

Dans cette partie, nous faisons une présentation générale du véhicule électrique et de sa structure, puis nous décrivons plus particulièrement le moteur-roue électrique. Nous posons ensuite le problème de la conception d'un moteur-roue, en recherchant les différentes contraintes qui doivent être prises en compte. Nous recherchons alors une méthodologie de conception capable de pouvoir résoudre le plus efficacement ce problème. Nous montrons que cette méthodologie doit se dérouler en deux temps : premièrement il faut rechercher la meilleure structure parmi les systèmes capables qui répondent correctement au cahier des charges, et deuxièmement, il faut dimensionner le système choisi afin de définir toutes les grandeurs nécessaires à sa réalisation. Nous montrons que l'efficacité de la seconde étape peut être accrue en combinant une phase d'optimisation sur la base d'un modèle analytique du système et une phase de validation par des méthodes numériques. Nous finissons cette partie en expliquant pourquoi le moteur synchrone à aimants, à structure inversée, à fém trapézoïdale et alimenté par des créneaux de courant possède des qualités de nature à faire de lui un bon moteur-roue. Nous détaillons alors le principe de fonctionnement de ce système et quelques problèmes généraux liés à sa conception.

Chapitre 1. Le véhicule électrique et le moteur-roue

1. Introduction.

CE chapitre commence par des généralités sur le véhicule électrique, afin d'introduire le concept de moteur-roue (ou roue électrique) dont on détaille ensuite les contraintes de conception. Remarquons que nous entendons par *véhicule électrique* un système permettant de se déplacer en utilisant uniquement ou en partie de l'énergie électrique ; ainsi le véhicule comprend au moins un moteur électrique. Il s'agit donc de voitures, de camions, de bus, de scooters, de vélos,... Nous décrivons différents types de véhicules, puis nous détaillons les implantations possibles de moteur électrique et nous présentons enfin le moteur-roue et ses contraintes de dimensionnement.

2. Pourquoi le véhicule électrique ?

2.1. Le véhicule électrique : une idée ancienne.

L'idée de la propulsion électrique n'est pas neuve. Au milieu du 19^{ème} siècle des prototypes de véhicules ferroviaires et des bateaux propulsés par des moteurs électriques alimentés par des piles avaient été réalisés. En 1899, "La Jamais Contente", à l'allure d'un cigare propulsé par un moteur électrique, fut la première voiture à dépasser la vitesse de 100 km/h. En 1918, A. Soulier écrivait dans la Revue Générale d'Électricité [1] : « *Il semble donc que, si l'on veut s'abstenir de faire du tourisme, il y a place dès maintenant dans les grandes villes françaises, pour les véhicules électromobiles, camions et voitures ; on y gagnerait en propreté et en commodité* ».

2.2. Le frein au développement du véhicule électrique : le stockage de l'énergie.

Cependant, le problème majeur du véhicule électrique était et *est toujours* le transport et la recharge de l'énergie électrique [2] [3]. Pour comprendre ce problème, rappelons qu'un litre d'essence contient théoriquement environ 12,5 kW.h/kg alors qu'une batterie au plomb de 12 V classique contient, toujours théoriquement, 175 W.h/kg. Le tableau 1 développe ce qui vient d'être énoncé et montre que les carburants sont 50 à 100 fois plus performants que les batteries en terme de stockage d'énergie. Notons que l'énergie massique disponible pour les carburants a été calculée en tenant compte du rendement énergétique d'un moteur thermique pris arbitrairement à 0,25 et que celle concernant les

batteries inclut le rendement électrochimique de la batterie¹ et un rendement de la chaîne électrique (ensemble convertisseur et moteur) égal à 0,8.

tableau 1 : tableau comparatif entre les énergies massiques de différentes sources d'énergie

types de support énergétique	nature de l'énergie	énergie massique théorique (W.h/kg)	énergie massique disponible (W.h/kg)
super	calorifique	12500	3125
gasoil	calorifique	13000	3250
gaz de pétrole liquéfié	calorifique	10260	2565
batterie Pb	électrochimique	175	32
batterie Ni-Cd	électrochimique	208	52
batterie Ni-MH	électrochimique	380	120

Remarquons ensuite que le plein d'énergie est aussi un point faible des véhicules utilisant une batterie. En effet, considérons l'exemple d'un scooter. Le plein en essence d'un réservoir de 5 litres prend environ 30 secondes, ce qui correspond à une puissance de recharge de 7,5 MW. La pleine charge de la batterie d'un scooter électrique² ayant des performances voisines d'un scooter thermique nécessite 5 heures, ce qui correspond à une puissance de recharge de 360 W. Mais notons que le débit d'énergie n'est pas constant durant la charge. En effet une charge de 95 % est obtenue en 2h, ce qui correspond alors à une puissance de recharge de 855 W.

Enfin, la durée de vie d'un réservoir de carburant n'est évidemment pas limitative alors qu'une batterie nécessite un entretien et que son nombre de cycles charge - décharge est limité (1500 pour les batteries Ni-Cd par exemple).

Ainsi il apparaît clairement que le véhicule électrique, qui nécessite a priori une source d'énergie électrochimique est désavantagé par ses performances et son coût. Ces paramètres étaient d'autant plus vrais au début du siècle, et comme aucun élément extérieur ne le favorisait, le développement du véhicule électrique autonome s'arrêta et le train fut l'un des rares véhicules à fonctionner en utilisant l'électricité. Il restait en outre quelques véhicules (chariots de manutention par exemple) pour réaliser des déplacements courts dans des lieux fermés où le bruit et/ou les dégagements gazeux n'étaient pas acceptables.

2.3. Le renouveau du véhicule électrique.

Durant ces vingt dernières années, le véhicule électrique est (re)devenu un thème scientifique, technologique, industriel, économique et médiatique important. Les raisons en sont multiples.

Elles sont d'abord d'ordre symbolique [1], [2], [4]. En effet, considérons l'exemple de la voiture électrique : elle associe la voiture qui est vecteur de libertés individuelles et l'électricité qui est une source d'énergie moderne et à l'origine du confort domestique. De plus, l'électricité garde une image d'énergie propre, même si en France elle est en grande partie produite dans des centrales nucléaires dont l'impact écologique est encore mal évalué.

¹ Ce rendement est égal au rapport entre la tension disponible aux bornes d'une batterie sur la force électromotrice théorique du couple électrochimique en jeu ; il est en général faible, de l'ordre de 0,2 ou 0,3.

² Les données utilisées sont celles du scooter électrique de Peugeot MTC : 3 monoblocs NiCd de 6 V et 100 Ah, soit 2,16 MJ d'énergie disponible.

Ensuite, elles sont d'ordre écologique voire sociologique [1], [4], [5]. En effet, le véhicule électrique (voiture, bus, scooter, vélo,...) pourrait bien changer la vie de nos cités en même temps que nos comportements. Il s'agit d'un véhicule qui, de par ses qualités (pas d'émissions gazeuses, peu de bruit, conduite plus souple, absence de consommation énergétique à l'arrêt, entretien simplifié) mais aussi ses défauts (puissance et autonomie relativement faibles) est parfaitement adapté aux déplacements urbains, qui représentent plus de 80 % des déplacements selon des études de l'INRETS³.

Elles sont enfin d'ordre technologique. La gestion de l'énergie électrique est relativement aisée, surtout depuis les progrès de l'électronique de puissance et du contrôle/commande. On peut ainsi envisager de nouvelles possibilités : freinage électrique avec récupération d'énergie, limitation automatique de vitesse, suppression des boîtes de vitesse... Par ailleurs le véhicule hybride, fonctionnant à la fois avec de l'énergie électrique et de l'énergie calorifique, permet une meilleure utilisation des moteurs thermiques : ils tournent à vitesse constante, ce qui permet d'avoir constamment un bon rendement et de diminuer leur émission de gaz polluants.

Le renouveau du véhicule électrique est maintenant très visible. Des expériences en grandeur nature comme à La Rochelle sont en cours. D'autre part, l'ensemble des constructeurs automobiles (et en particulier les constructeurs français) font des efforts de recherche et de développement. Ainsi, l'attitude du groupe Peugeot Société Anonyme est intéressante. Il équipe actuellement en série des voitures thermiques de moteurs électriques. A court terme, le constructeur lancera un véhicule urbain (dénommé l'ION) spécifiquement conçu pour la propulsion électrique. A moyen terme, il travaille sur un véhicule hybride (dénommé TULIP) reposant sur un nouveau concept de mobilité urbaine : voitures électriques en libre-service.

Ceci montre que le véhicule électrique n'est pas LE véhicule de demain par excellence, mais l'exploitation de ses qualités propres (et pas seulement ses qualités écologiques mais aussi ses qualités technologiques) autour de concepts adaptés à la traction purement électrique ou hybride devrait permettre un développement important dans les années à venir. Notons à ce sujet l'incroyable explosion du marché du vélo électrique au Japon : 300 000 exemplaires ont été vendus en 1996 [6].

3. Les différentes structures de véhicules électriques.

Après avoir étudié les raisons du renouveau du véhicule électrique, nous abordons maintenant une description plus précise. Nous avons vu qu'un problème majeur du véhicule électrique était le transport de son énergie de propulsion. On distingue ainsi couramment le *véhicule tout électrique* du *véhicule hybride*, selon qu'il utilise ou non une source d'énergie différente de la source électrochimique (i.e. la batterie).

3.1. Le véhicule tout électrique (VTE).

Il s'agit d'un véhicule qui possède uniquement un accumulateur comme source d'énergie. La structure est donnée par le schéma de la figure 1.

Les avantages du VTE sont :

- l'absence totale d'émission gazeuse, ce qui rend localement le véhicule très écologique⁴ ;

³ 94 % des trajets sont inférieurs à 30 km et 80 % sont des déplacements de proximité.

⁴ Localement, car il ne faut pas oublier le problème de la production primaire d'énergie électrique et celui du recyclage des batteries.

- le très faible niveau sonore du véhicule, uniquement provoqué par le roulement de ses roues et éventuellement le "sifflement" de l'alimentation à basse vitesse.

Les inconvénients du VTE sont essentiellement liés à la batterie :

- une puissance massique limitée par les batteries ;
- une autonomie faible ; notons à ce sujet que le volume de batterie doit être correctement choisi, car une augmentation de celui-ci peut a priori permettre d'améliorer l'autonomie en augmentant l'énergie disponible, mais elle rajoute une masse supplémentaire au véhicule et par conséquent l'énergie nécessaire à la traction augmente ; en résumé il existe une masse optimale de batterie qui permet de maximiser l'autonomie.

Ainsi, le VTE semble bien adapté pour les petits véhicules urbains [7]. En effet, ceux-ci ne sont pas trop pénalisés par la limitation de la puissance et de l'autonomie et le problème des pollutions gazeuse et sonore est essentiel pour eux.

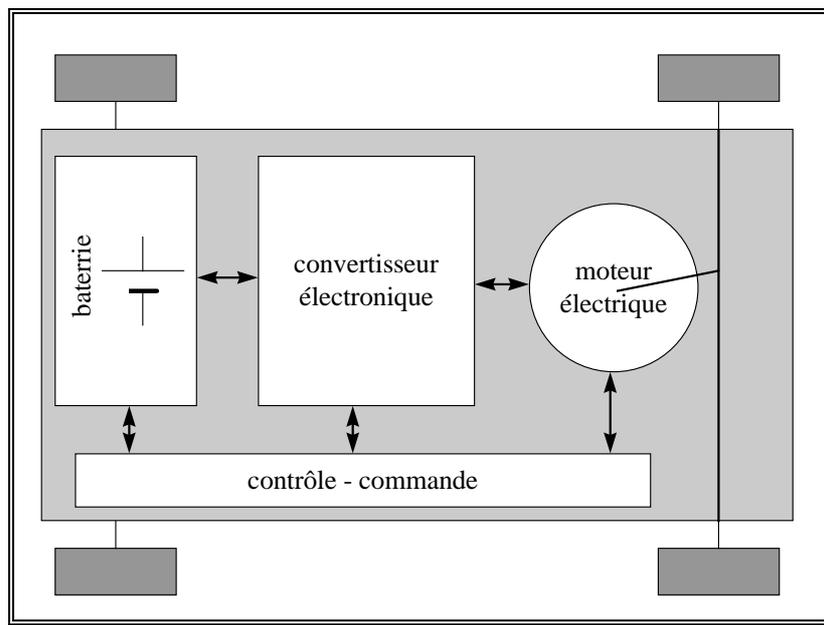


figure 1 : schéma de principe d'un véhicule tout électrique.

3.2. Le véhicule hybride (VH).

Un VH [8], [9], [10], [11], [12] est un véhicule qui utilise à la fois une source d'énergie électrochimique et une source d'énergie thermique. Deux types de VH existent selon l'association des sources d'énergie.

3.2.1. Le véhicule hybride parallèle (VHP).

La première idée est de faire deux véhicules en un, en bénéficiant des avantages de chacun. Le VHP possède ainsi deux moteurs fonctionnant en parallèle (d'où le nom) : un électrique et un thermique. Les deux moteurs sont utilisés séparément et on résout alors le problème écologique du moteur thermique en ville, en fonctionnant en mode électrique et celui de l'autonomie du véhicule électrique pour les grands déplacements hors des agglomérations en fonctionnant en mode thermique. Le schéma de principe d'un tel véhicule est donné sur la figure 2.

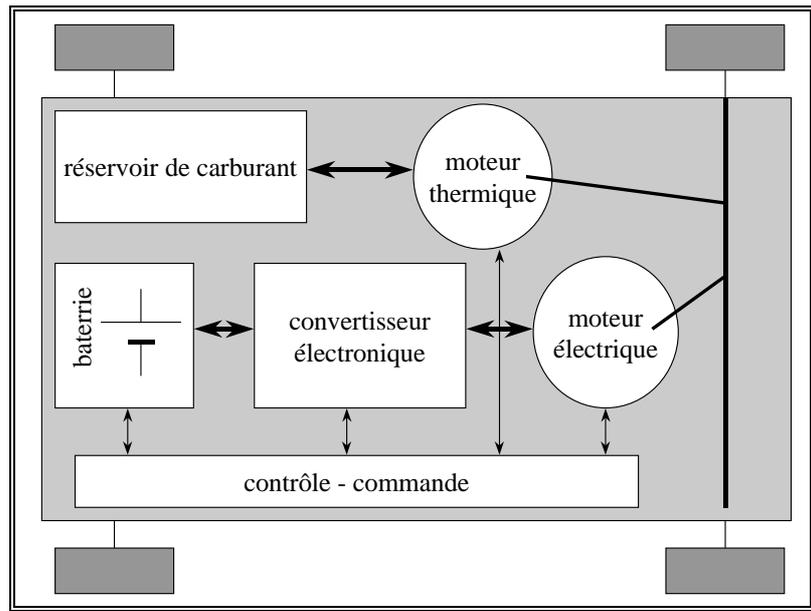


figure 2 : schéma de principe d'un véhicule "hybride" parallèle.

Les avantages du VHP sont :

- des performances et une autonomie comparables à celles d'un véhicule thermique ;
- l'émission zéro en mode électrique.

Les inconvénients du VHP sont :

- l'importance du système de motorisation lourd et volumineux, ce qui augmente la masse du véhicule et limite la place disponible tout en augmentant le coût du véhicule ;
- une utilisation peu rationnelle de l'énergie disponible avec une redondance de fonctionnalité entre les deux moteurs.

3.2.2. Le véhicule hybride série (VHS).

Dans ce cas, le principe repose sur le fait que l'énergie électrique utilisée par le moteur électrique peut être produite par un alternateur entraîné par un moteur thermique fonctionnant à vitesse de rotation constante. Les deux moteurs sont donc en série, d'où l'appellation. On peut alors choisir la vitesse de rotation du moteur thermique de manière à obtenir un rendement maximum et par conséquent augmenter la quantité de carburant brûlée dans un cycle moteur, ce qui implique une diminution des rejets gazeux. Par ailleurs, la signature acoustique du moteur thermique peut être améliorée pour la vitesse de rotation fixe choisie. Le schéma de principe d'un tel véhicule est donné sur la figure 3. La plus grande partie de l'énergie électrique nécessaire au fonctionnement du moteur électrique est fournie par la génératrice. La batterie est là uniquement en tampon pour fournir des pointes d'énergie ou pour fonctionner en mode tout électrique.

Les avantages du VHS sont :

- une autonomie et une puissance disponible comparable à un véhicule thermique ;
- une gestion globale de l'énergie présente dans le système (thermique et électrique) ;
- un sous-dimensionnement de la batterie qui ne devient plus limitative d'un point de vue énergétique ;
- possibilité (réduite) de mode zéro émission (aucune émission gazeuse).

L'inconvénient majeur du VHS est l'importance du système de motorisation de même que pour le VHP, avec les mêmes conséquences d'augmentation de la masse, du coût et la diminution de la place disponible.

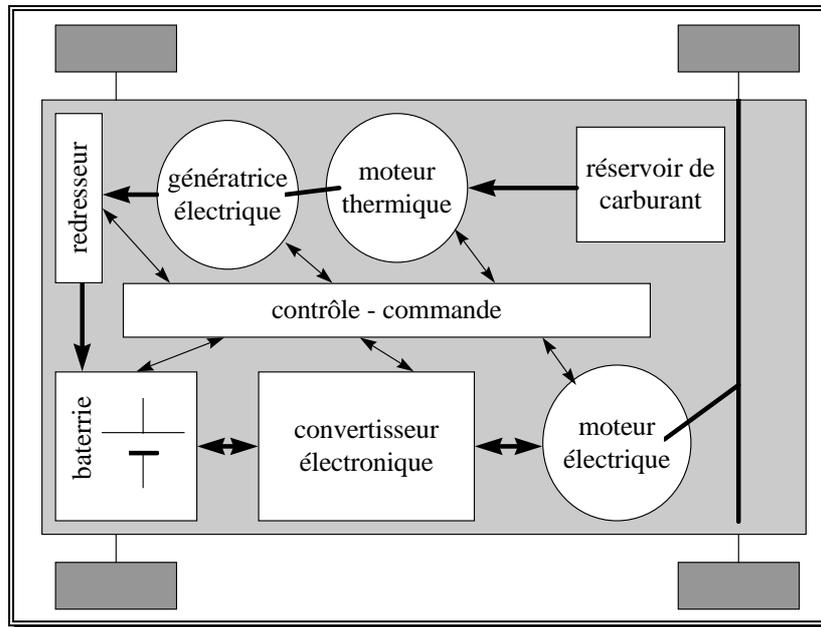


figure 3 : schéma de principe d'un véhicule hybride série

Les applications des VHP et VHS sont sensiblement les mêmes. Il s'agit de gros véhicules pour lesquels la place et la masse du système de motorisation ne sont pas un problème alors que la puissance et l'autonomie doivent être importantes. On pense à des camions de transport de marchandises, à des bus ou des véhicules militaires pour lesquels l'option tout électrique est surtout intéressante du fait de la diminution des signatures acoustiques et thermiques.

4. L'implantation du moteur électrique dans le véhicule.

L'objet de ce paragraphe [3], [13] est d'explorer les différentes possibilités d'implantation d'un moteur électrique dans un véhicule. On passe en revue les solutions avec l'adjonction ou non d'un réducteur, avec un ou plusieurs moteurs, avec un moteur central ou des moteurs dans les roues. En introduction de cette étude, on fait quelques rappels sur le fonctionnement des moteurs électromagnétiques.

4.1. Rappels des principes de fonctionnement et de dimensionnement des moteurs électriques.

La fonction de tous les moteurs est de transformer une énergie (thermique ou électromagnétique pour les moteurs usuels) en énergie mécanique. Ils doivent fournir une force ou un couple en même temps qu'ils se déplacent en translation ou en rotation. Au total, ils fournissent une certaine puissance mécanique pour l'entraînement d'une charge à vitesse constante ou variable.

Tous les moteurs électriques reposent sur le même principe général de production de couple ou de force [14], [15] : il s'agit de la variation de l'énergie électromagnétique échangée entre une partie statique (le stator) et une partie dynamique (le rotor) dans un entrefer. Pour établir des expressions simples du couple, des pertes et du rendement d'un moteur électrique, nous considérerons le cas d'une

machine synchrone. Nous faisons l'hypothèse que les relations établies dans les paragraphes qui suivent sont sensiblement valables pour les autres machines électriques (à courant continu, à réluctance variable et asynchrones) même si le fonctionnement est différent. Cela permet d'établir des règles simples de dimensionnement des machines électriques

4.1.1. Calcul simplifié du couple d'une machine synchrone.

Dans une machine synchrone (hors machine à réluctance variable), le couple est simplement dû à l'interaction d'un moment magnétique \mathbf{M}_r et un champ magnétique \mathbf{H}_s . Au rotor, le moment \mathbf{M}_r est créé par des électroaimants alimentés en courant continu ou par des aimants permanents. Le champ \mathbf{H}_s est créé par des bobinages placés au stator. La figure 4 montre la coupe d'une machine synchrone cylindrique possédant deux pôles.

Le moment \mathbf{M}_r crée dans l'entrefer de la machine une induction radiale $B_e(\theta)$. Les courants statoriques qui créent le champs \mathbf{H}_s sont représentés par des courants surfaciques de densité $j_s(\theta)$ parcourant un cylindre (Cyl) de rayon R et de longueur L (cf. fig). Les allures idéalisées de $B_e(\theta)$ et $j_s(\theta)$ sont représentées sur la figure 4.

L'induction dans l'entrefer $B_e(\theta)$ interagit avec un élément de surface dS du cylindre (Cyl) parcouru par le courant $j_s(\theta).L.R.d\theta$ pour créer l'élément de force de Laplace dF qui, par réaction, provoque la rotation du rotor (cf. figure 4) :

$$dF = B_e(\theta).(j_s(\theta).L.R.d\theta).L = L^2 .R.B_e(\theta).j_s(\theta).d\theta \quad (1)$$

On en déduit l'expression de la force totale par pôle :

$$F_p = \int_{\text{Cyl}} dF = L^2 .R. \int_0^{\pi/p} B_e(\theta).j_s(\theta).d\theta \quad (2)$$

Et par suite la force totale F et le couple total C de la machine valent respectivement :

$$F = 2.p.F_p = 2.p.L^2 .R. \int_0^{\pi/p} B_e(\theta).j_s(\theta).d\theta \quad (3)$$

$$C = RF = 2pL^2 R^2 \int_0^{\pi/p} B_e(\theta).j_s(\theta).d\theta \quad (4)$$

Dans le cas idéalisé présenté sur la figure 4, la densité de courant sous un pôle est supposée constante

et vaut $J_s = \frac{At_p}{\frac{\pi}{p}.R.L}$, où At_p sont les ampères-tours totaux sous un pôle. Si on introduit la densité de

courant linéique au stator $A = \frac{At_p}{\frac{\pi}{p}.R} = L.J_s$, le volume V_e du cylindre (Cyl) et l'induction moyenne

dans l'entrefer sous un pôle $\langle B_e \rangle_p$ le couple a alors l'expression suivante :

$$C = 2.p.L^2 .R^2 .\frac{A}{L} . \int_0^{\pi/p} B_e(\theta).d\theta = 2.p.L.R^2 .A. \left(\frac{\pi}{p} . \langle B_e \rangle_p \right) = 2.V_e . \langle B_e \rangle_p .A \quad (5)$$

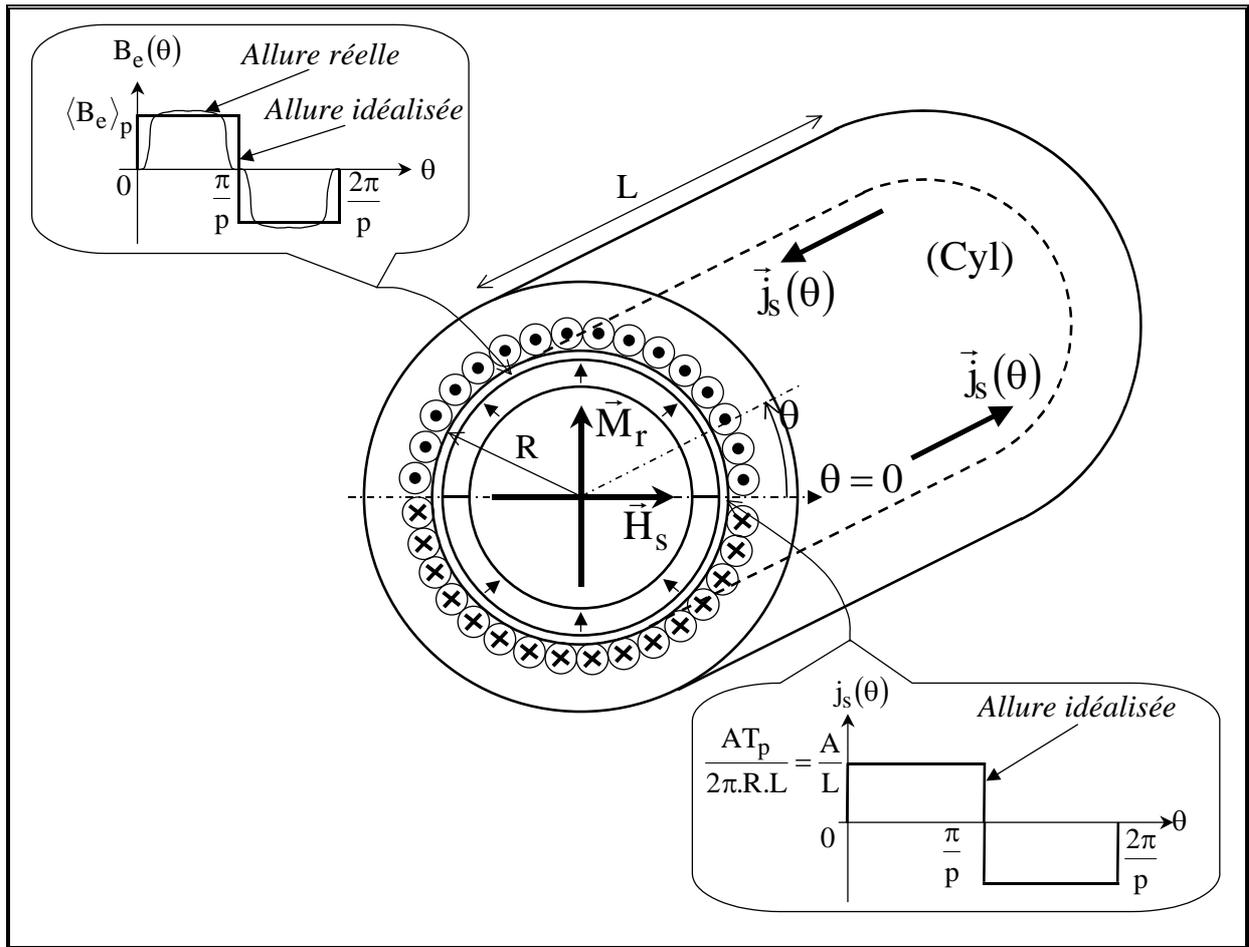


figure 4 : représentation simplifiée d'une machine synchrone et allures idéalisées de l'induction dans l'entrefer et de la densité surfacique de courant statorique.

Dans le cas plus général où la densité de courant n'est pas constante sous un pôle, on montre qu'en introduisant un coefficient k_b lié au bobinage du stator, on retrouve une expression du même type :

$$C = 2 \cdot k_b \cdot V_e \cdot \langle B_e \rangle_p \cdot A \quad (6)$$

L'équation 6 montre clairement que le couple d'une machine électrique dépend de trois paramètres :

- l'induction moyenne dans l'entrefer ; elle dépend du type de moteur et on obtient grossièrement des inductions allant de 0,3 T pour les petites machines asynchrones à 1 T pour des machines à aimants permanents de bonne qualité (Sm-Co ou Nd-Fe-B) avec un flux éventuellement concentré ;
- la densité linéique de courant qui est limitée par la saturation magnétique de la machine et par les échauffements admissibles ; en effet, nous montrons au paragraphe 4.1.2 que les pertes Joule sont environ proportionnelles au produit de la densité surfacique de courant efficace dans les conducteurs statoriques par la densité linéique efficace de courant ; on retient que A peut varier de quelques 100 A/cm à quelques 1000A/cm ;
- la cylindrée, i.e. le volume du cylindre qui entoure l'entrefer ; nous retenons donc que c'est le couple maximal que doit fournir un moteur qui fixe son volume et par conséquent sa masse et dans une moindre mesure son prix (qui dépend aussi de la nature des matériaux et de leur augmentation de volume propre).

4.1.2. Calcul simplifié des pertes Joule d'une machine synchrone.

On ne tient compte que des pertes Joule statoriques. Les pertes Joule d'un moteur synchrone s'expriment alors simplement en fonction de la densité de courant efficace et de la résistivité des conducteurs du stator par la formule suivante :

$$P_J = \iiint_{\text{volume des conducteurs}} \rho_{\text{cu}} \cdot \delta_{\text{eff}}^2 \cdot dV \quad (7)$$

Si on considère que la densité de courant est constante dans tout le bobinage et que l'on introduit un coefficient k_{tb} caractéristique des têtes de bobines⁵ nous pouvons alors écrire :

$$P_J = \rho_{\text{cu}} \cdot (V_{\text{enc}} + V_{\text{tb}}) \cdot \delta_{\text{eff}}^2 \cong k_{\text{tb}} \cdot \rho_{\text{cu}} \cdot V_{\text{enc}} \cdot \delta_{\text{eff}}^2 \quad (8)$$

En utilisant la relation liant la charge linéique efficace au stator et la densité surfacique efficace de courant dans les conducteurs $A_{\text{eff}} \cdot L = \delta_{\text{eff}} \cdot S_{\text{enc}}$, nous obtenons une nouvelle expression des pertes Joule :

$$P_J = k_{\text{tb}} \cdot \rho_{\text{cu}} \cdot L \cdot S_{\text{enc}} \cdot \delta_{\text{eff}}^2 = k_{\text{tb}} \cdot \rho_{\text{cu}} \cdot \delta_{\text{eff}} \cdot A_{\text{eff}} \quad (9)$$

En remarquant que la charge linéique efficace au stator A_{eff} est proportionnelle à la charge linéique A , nous pouvons donner l'expression générale suivante des pertes Joule :

$$P_J = k_J \delta_{\text{eff}} \cdot A_{\text{eff}} \quad (10)$$

Le produit $\delta_{\text{eff}} \cdot A_{\text{eff}}$ caractérise donc les échauffements d'une machine électrique et il doit être limité à une valeur maximale qui dépend beaucoup du type de refroidissement utilisé. On retiendra les valeurs de $3 \cdot 10^{10} \text{ A}^2/\text{m}^3$ en convection naturelle et de $30 \cdot 10^{10} \text{ A}^2/\text{m}^3$ en convection forcée par liquide caloporteur.

4.1.3. Calcul simplifié des pertes fer d'une machine synchrone.

On peut montrer que les pertes fer au stator⁶ prennent grossièrement la forme suivante :

$$P_F = \left(k_{\text{hyst}} \cdot \langle B_{\text{fer}}^n \rangle \cdot \omega + k_{\text{Fouc}} \cdot \langle B_{\text{fer}}^2 \rangle \cdot \omega^2 \right) m_{\text{fer}} \quad (11)$$

B_{fer} , m_{fer} , ω étant respectivement l'induction dans le stator, la masse totale des parties ferromagnétiques du stator, la pulsation électrique de la machine et k_{hyst} et k_{Fouc} les coefficients caractéristiques du matériau magnétique utilisé et de l'allure de la variation de l'induction (sinusoïdale carré, trapézoïdale,...). Les pertes fer dépendent donc essentiellement de trois paramètres :

- l'induction moyenne dans le fer : cette valeur doit être la plus faible possible pour minimiser les pertes fer, mais elle devra être compatible avec une induction dans l'entrefer suffisante et une masse raisonnable. En effet, à induction constante dans l'entrefer, la diminution de l'induction dans le fer ne peut être réalisée qu'en augmentant les sections de conduction du flux magnétique, soit les largeurs des dents et des culasses ; on atteint couramment 1,7 à 1,8 T dans les dents et 1,4 à 1,6 T dans les culasses ;

⁵ Le coefficient k_{tb} est difficile à calculer car il dépend du type de bobinage et des caractéristiques géométriques de la machine (notamment le nombre de pôles) mais aussi de l'art du technicien ou de la machine réalisant le bobinage.

⁶ A priori le stator seul canalise un flux magnétique variable dans le temps, susceptible de créer des pertes fer.

- la qualité du matériau magnétique utilisé : selon la nuance de tôle, on peut avoir des pertes massiques (en induction sinusoïdale de fréquence 50 Hz et d'amplitude 1,5 T) qui évoluent de quelques 0,1 W/kg à 10 W/kg ;
- la pulsation électrique : la plage de vitesse d'un moteur étant imposée, on peut la modifier en jouant sur le nombre de pôles de la machine ; ainsi la polarité des machines rapides est faible et celles des machines lentes est forte.

4.1.4. Calcul simplifié du rendement d'une machine synchrone.

La puissance mécanique $P_{\text{méca}}$ disponible sur l'arbre vaut :

$$P_{\text{méca}} = C \cdot \Omega \quad (12)$$

où Ω est la vitesse de rotation du rotor.

En négligeant les pertes dues aux frottements mécaniques, la puissance électrique $P_{\text{élec}}$ absorbée par la machine vaut alors :

$$P_{\text{élec}} = P_{\text{méca}} + P_J + P_F \quad (13)$$

Par définition le rendement du moteur est :

$$\eta = \frac{P_{\text{méca}}}{P_{\text{élec}}} = \frac{P_{\text{méca}}}{P_{\text{méca}} + P_J + P_F} \quad (14)$$

En substituant dans l'équation 14 les expressions du couple de l'équation 6, des pertes Joule de l'équation 10 et des pertes fer de l'équation 11, on obtient l'expression suivante du rendement :

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{k_J \cdot k_A}{k_b} \cdot \frac{\delta_{\text{eff}}}{V_e \cdot \langle B_e \rangle_p} \cdot \Omega + \frac{1}{2} \cdot \frac{m_{\text{fer}}}{V_e} \cdot \left(\frac{k_{\text{hyst}}}{k_b} \cdot \frac{\langle B_{\text{fer}}^n \rangle}{\langle B_e \rangle_p \cdot A} + \frac{k_{\text{Fouc}}}{k_b} \cdot \frac{\langle B_{\text{fer}}^2 \rangle}{\langle B_e \rangle_p \cdot A} \cdot \Omega \right)} \quad (15)$$

Au vue de l'expression ci-dessus, nous pouvons faire les remarques suivantes :

- pour un couple donné, il existe toujours un maximum du rendement en fonction de la vitesse ; cet optimum est obtenu soit pour la vitesse qui réalise l'égalité des pertes Joules et des pertes par courants de Foucault ou, si cette vitesse est hors de la plage de fonctionnement, pour la vitesse maximum de fonctionnement ;
- pour augmenter le rendement, on a toujours intérêt à atteindre la meilleure induction dans l'entrefer, car cela permet de créer un couple et une puissance plus élevés sans augmenter le volume ou les ampères-tours de la machine ;
- l'augmentation de la cylindrée permet d'améliorer le rendement en gardant la même induction dans l'entrefer.

4.1.5. Conclusions : rappels des règles élémentaires de dimensionnement d'un moteur électrique.

A partir de ce que nous venons de dire précédemment, nous pouvons résumer les règles élémentaires de dimensionnement d'un moteur sous la forme des contraintes qui agissent sur les paramètres « naturels » de fonctionnement que sont le couple et la vitesse :

- *le couple* : il est limité par le volume disponible et la charge linéique que l'on peut obtenir dans la machine, qui est elle-même limitée par les échauffements tolérables maximaux et les phénomènes de saturation magnétique ; les contraintes sont donc volumiques, thermiques et magnétiques.

- *la vitesse* : elle est limitée par les pertes fer qui détériorent le rendement pour les vitesses élevées et par le comportement mécanique de la machine⁷ ; les contraintes sont donc mécaniques et énergétiques.

4.2. Motorisation avec transmission mécanique.

La voie la plus simple pour réaliser un véhicule électrique est de remplacer le moteur thermique par un moteur électrique. L'architecture mécanique du véhicule est alors totalement conservée et les contraintes de dimensionnement en couple et en vitesse sont les mêmes que celles du moteur thermique. Notamment, on peut conserver la boîte de vitesse et l'embrayage. Nous allons discuter de l'intérêt d'un tel système quant au dimensionnement du moteur électrique de traction. Pour cela, supposons que l'on ait à réaliser un système moteur pouvant atteindre un couple maximal C_{\max} (correspondant par exemple au couple nécessaire au démarrage du véhicule) et une vitesse maximale Ω_{\max} (correspondant par exemple à la vitesse maximale que doit pouvoir atteindre le véhicule). Si on n'utilise pas de réducteur, le couple maximal $C_{\text{mot}_{\max}}$ et la vitesse maximale $\Omega_{\text{mot}_{\max}}$ que doit atteindre le moteur valent respectivement C_{\max} et Ω_{\max} ; on utilise le moteur en attaque directe. Si celui-ci est capable de fournir le couple maximum sur toute la plage de vitesse, sa puissance maximale vaut : $P_{\text{mot}_{\max}} = C_{\text{mot}_{\max}} \cdot \Omega_{\text{mot}_{\max}} = C_{\max} \cdot \Omega_{\max}$. Pour cette grandeur, on parle aussi de *puissance de coin*.

4.2.1. Utilisation d'un réducteur de rapport fixe.

En supposant que l'on associe un moteur fournissant un couple maximum égal à $C_{\text{mot}_{\max}}$ et une vitesse maximale $\Omega_{\text{mot}_{\max}}$ à un réducteur de rapport r_1 , le couple disponible grâce à l'ensemble machine/réducteur vaut $r_1 \cdot C_{\text{mot}_{\max}}$ et la vitesse $\frac{\Omega_{\text{mot}_{\max}}}{r_1}$. Il faut que l'on vérifie les deux relations

$$\text{suivantes : } \begin{cases} r_1 \cdot C_{\text{mot}_{\max}} = C_{\max} \\ \frac{\Omega_{\text{mot}_{\max}}}{r_1} = \Omega_{\max} \end{cases} \quad \text{pour que l'ensemble moteur et réducteur satisfasse au cahier des}$$

charges énoncé au paragraphe précédent. Le moteur doit donc être dimensionné pour un couple maximal $\frac{C_{\max}}{r_1}$ et une vitesse maximale $r_1 \cdot \Omega_{\max}$.

Les figures 5 et 6 montrent respectivement les zones des points de fonctionnement accessibles dans le plan couple - vitesse et dans le plan puissance - vitesse. En supposant toujours que le moteur est capable de fournir le couple maximal sur toute la plage de vitesse, la puissance fournie par le moteur associé au réducteur est inchangée. Mais le moteur sera a priori moins volumineux, car le couple demandé est plus faible (dans le rapport de réduction r_1) avec le réducteur (cf. §4.1.5). On a donc intérêt à utiliser un réducteur pour diminuer la masse et le coût du moteur. Cependant, le rapport de réduction va être limité d'une part par les limites en vitesse du moteur (thermiques et mécaniques)

⁷ Les vitesses périphériques maximales varient de 50 m/s pour les machines à courant continu à collecteurs jusqu'à 300 m/s pour des machines asynchrones à rotor massif.

mais aussi par le réducteur lui-même dont la réalisation se complique en même temps que son rendement diminue lorsque le rapport de réduction augmente.

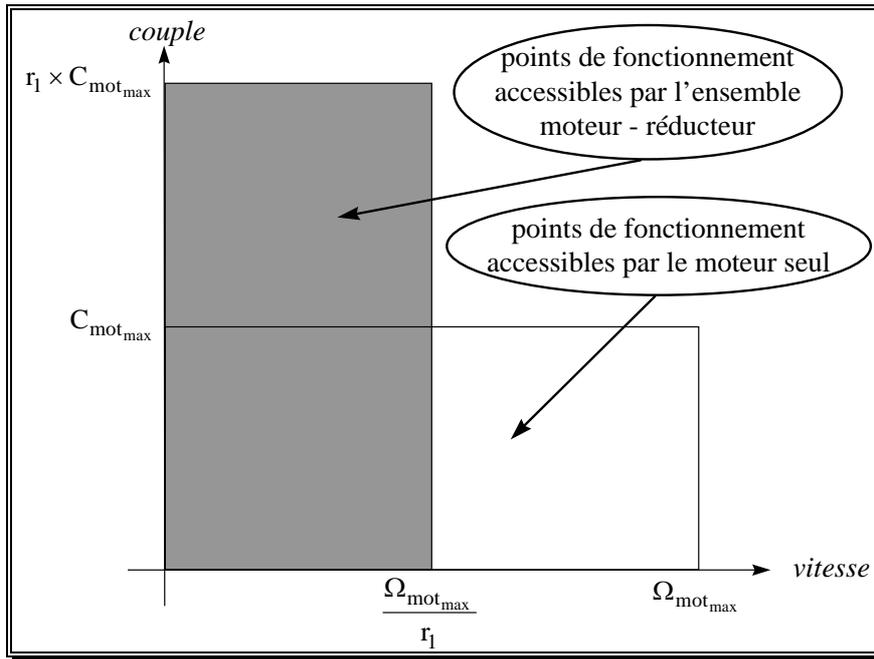


figure 5 : zones des points de fonctionnement accessibles à un moteur associé avec un réducteur unique.

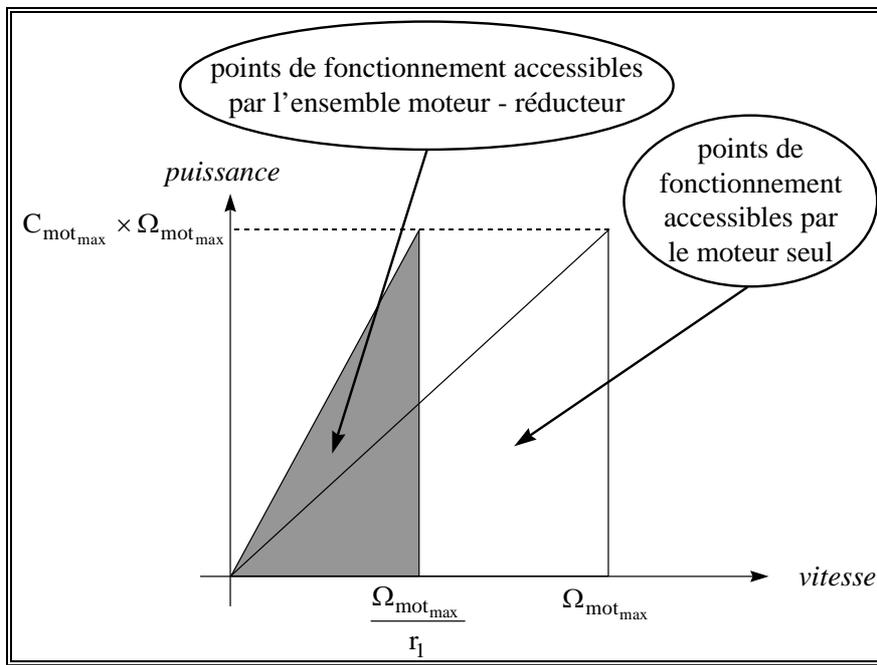


figure 6 : zones des points de fonctionnement accessibles à un moteur associé avec un réducteur unique.

4.2.2. Utilisation d'une boîte de vitesse.

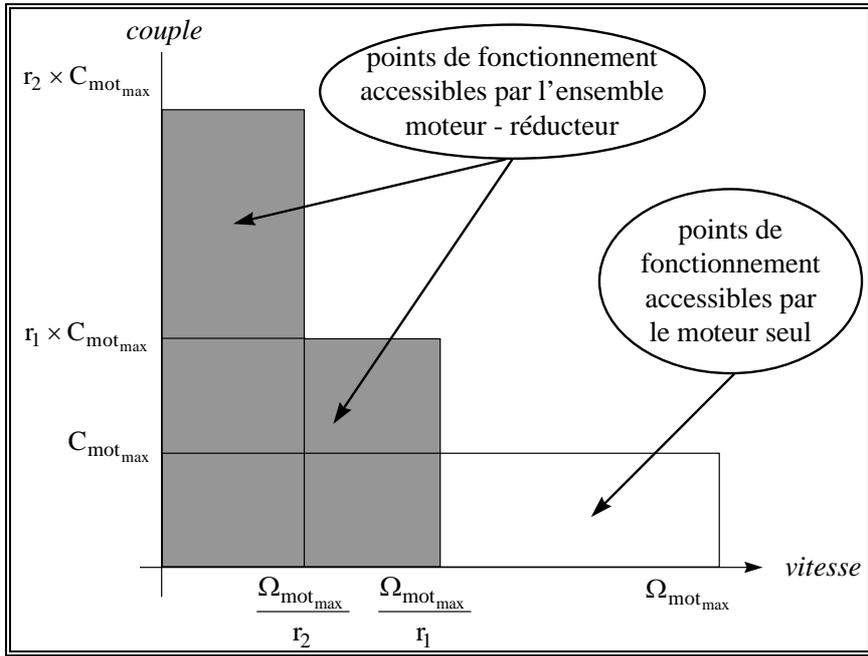


figure 7 : zones des points de fonctionnement accessibles à un moteur associé avec deux réducteurs dans le plan couple - vitesse

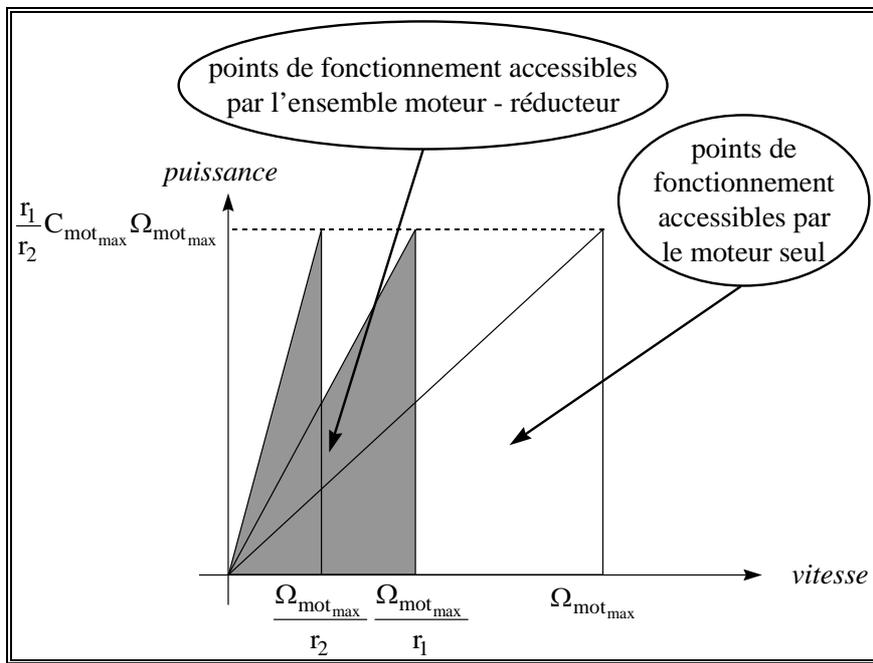


figure 8 : zones des points de fonctionnement accessibles à un moteur associé avec deux réducteurs dans le plan puissance – vitesse

La boîte de vitesse est équivalente à un réducteur à plusieurs rapports de réduction. Considérons pour simplifier une boîte de vitesse à deux rapports r_1 et r_2 , avec $r_1 < r_2$. Si l'on utilise celle-ci avec

un moteur capable de fournir un couple $C_{\text{mot}_{\text{max}}}$ et d'atteindre la vitesse $\Omega_{\text{mot}_{\text{max}}}$, l'ensemble boîte et moteur sera capable de fournir le couple $r_1 \cdot C_{\text{mot}_{\text{max}}}$ et la vitesse $\frac{\Omega_{\text{mot}_{\text{max}}}}{r_1}$ sur le premier rapport r_1 et le couple $r_2 \cdot C_{\text{mot}_{\text{max}}}$ et la vitesse $\frac{\Omega_{\text{mot}_{\text{max}}}}{r_2}$ sur le second rapport r_2 . Au total le couple maximal disponible sur l'ensemble moteur boîte de vitesse sera $r_2 \cdot C_{\text{mot}_{\text{max}}}$ et la vitesse maximale $\frac{\Omega_{\text{mot}_{\text{max}}}}{r_1}$.

Par conséquent, le moteur devra être dimensionné pour les valeurs maximales du couple $\frac{C_{\text{max}}}{r_2}$ et de la vitesse $r_1 \cdot \Omega_{\text{max}}$ pour qu'il satisfasse au cahier des charges énoncé au paragraphe 4.2. Associé à deux réducteurs, le volume du moteur sera donc plus petit qu'avec un seul, car la contrainte en couple sera plus faible ($r_1 < r_2$) et la vitesse maximum qu'il pourra atteindre sera la même qu'avec un seul réducteur. En revanche, la puissance maximum de l'ensemble moteur - réducteur ne vaudra plus que :

$$P_{\text{mot}_{\text{max}}} = C_{\text{mot}_{\text{max}}} \cdot \Omega_{\text{mot}_{\text{max}}} = \frac{r_1}{r_2} \cdot C_{\text{max}} \cdot \Omega_{\text{max}} < C_{\text{max}} \cdot \Omega_{\text{max}} \text{ car } r_1 < r_2.$$

D'une manière plus générale, si on utilise N réducteurs de rapport r_1, r_2, \dots, r_N , l'ensemble moteur - réducteur pourra atteindre le couple $\max(r_1, r_2, \dots, r_N) \cdot C_{\text{mot}_{\text{max}}}$ et la vitesse $\frac{\Omega_{\text{mot}_{\text{max}}}}{\min(r_1, r_2, \dots, r_N)}$. On pourra donc obtenir des vitesses élevées et des couples élevés avec un petit volume de moteur. Evidemment le système moteur + N réducteurs développera une puissance maximale plus faible que le moteur sans réducteur ayant les mêmes performances en couple et en vitesse. Mais, il faut considérer le fait que le moteur sans réducteur ne peut pas en général développer le couple C_{max} jusqu'à la vitesse Ω_{max} à cause des échauffements de la machine au couple C_{max} .

Par ailleurs la solution moteur + réducteur(s) pose plusieurs problèmes. Il y a d'abord la réalisation de la boîte de vitesse associant plusieurs réducteurs et la nécessité d'un système de changement de vitesse qui sous-entend l'utilisation d'un embrayage. De plus, il se pose un problème de puissance disponible. La puissance maximale est plus faible et la figure 8 montre l'existence de « trous » de puissance au niveau du changement de rapport. Ce problème peut être résolu par l'utilisation d'un réducteur continûment variable avec la vitesse. Mais ce type de réducteur ou de variateur utilisé par exemple sur les vélomoteurs ou les scooters n'est pas encore développé pour l'automobile.

4.3. Motorisation sans transmission mécanique.

La motorisation sans transmission mécanique correspond à une situation où le moteur est proche de la roue. Dans ce cas chaque roue ou au moins chaque roue d'un essieu est équipée de son propre moteur. Il s'agit donc d'une solution multi-moteurs. Nous allons décrire les deux cas possibles, puis nous discuterons des intérêts et inconvénients d'une solution utilisant plusieurs moteurs.

4.3.1. Moteur à proximité de la roue.

Dans ce cas, il s'agit d'un système où le moteur est contre la roue. L'axe est relié à la jante directement ou à travers un réducteur.

4.3.2. Moteur dans la roue ou moteur-roue.

C'est a priori la solution la plus élégante et la plus compacte. On intègre directement le moteur dans la roue. On parle aussi de moteur jante ou de roue électrique. Le moteur possède une structure inversée où le rotor est extérieur et le stator intérieur et on dispose la jante sur le rotor. La figure 9 montre l'intégration d'un moteur synchrone sans balais dans la jante d'un petit véhicule blindé [16].

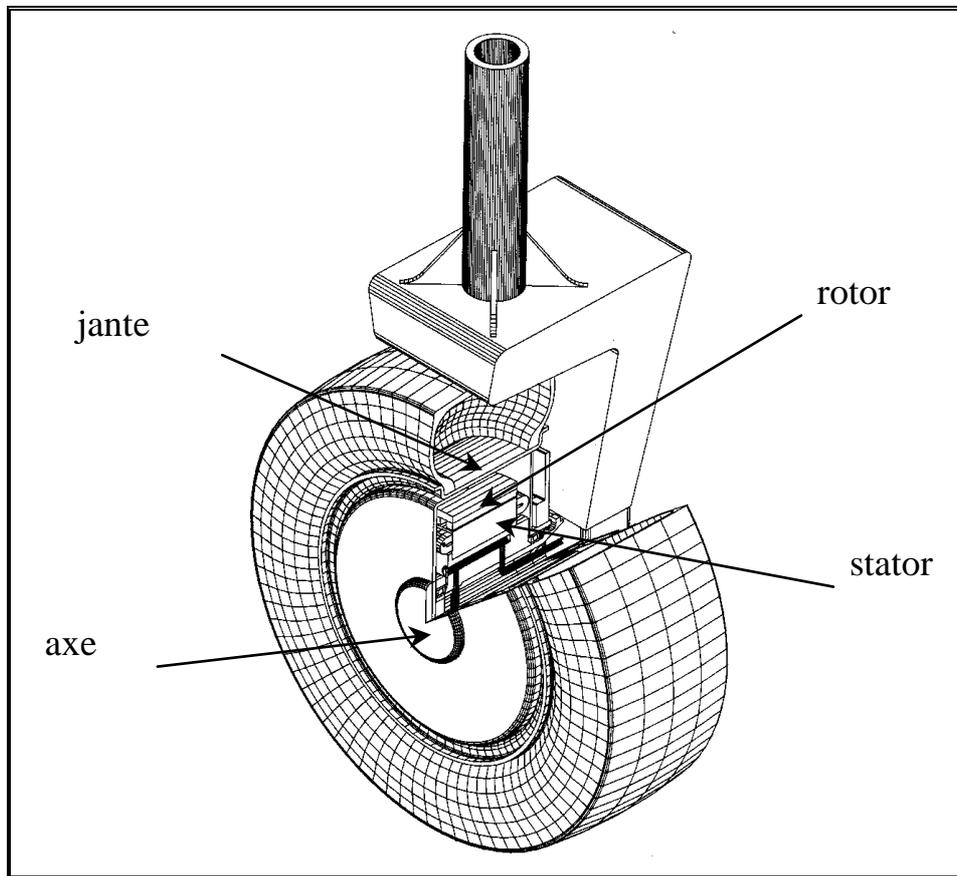


figure 9 : prototype de moteur-roue 18 kW - 750 tr/mn IGE/TECHNICREA.

Commençons par les inconvénients d'une telle structure. Dans ce type de configuration, il est très difficile d'intégrer un réducteur. Par conséquent, le moteur est a priori à attaque directe et il doit fournir un couple élevé, notamment dans les phases de démarrage en pente. Conformément à ce qui a été énoncé au paragraphe 4.1.5, le volume du moteur donc la masse et le coût sont élevés. Il est nécessaire de minimiser au mieux la masse totale des parties actives conformément au cahier des charges imposé. Remarquons aussi que le comportement routier d'un véhicule est lié au rapport des masses non suspendues sur celles suspendues. Ainsi, l'introduction d'un moteur fort couple dans la roue peut avoir tendance à déstabiliser le véhicule. Enfin, il se pose aussi le problème du freinage ; d'une part il faut intégrer au moteur-roue le disque de frein et d'autre part il faut tenir compte des échauffements supplémentaires dus à la dissipation d'énergie calorifique lors des phases de freinage. En revanche, le principal avantage du moteur-roue est sa grande compacité. Toute la fonction motricité (en dehors de l'alimentation⁸) est regroupée dans la roue qui devient un organe de traction à

⁸ On peut songer à étudier l'intégration de l'alimentation à l'intérieur du moteur électrique (qui est généralement vide dans le cas d'un moteur à fort couple) pour des petits moteurs équipant un vélo électrique.

part entière. En supprimant le moteur et la transmission mécanique sous le capot, cela libère de l'espace dans le véhicule électrique, notamment utilisable par les batteries.

Nous y reviendrons plus en détail dans la partie portant sur les contraintes de dimensionnement propre au moteur-roue.

4.3.3. Remarques sur la solution multi-moteurs.

Les solutions n'utilisant pas de transmission mécanique nécessitent souvent l'utilisation de plusieurs moteurs [3]. Nous allons donc essayer de comparer la motorisation mono-moteur avec celle multi-moteurs.

4.3.3.1 Sécurité de fonctionnement.

Il est important de soigner la commande des moteurs afin d'assurer la sécurité du fonctionnement du système. Citons trois exemples de problèmes à prendre en compte. Il faut recréer artificiellement un système équivalent au différentiel afin d'éviter une usure prématurée des pneumatiques. D'autre part, il ne faut en aucun cas que le moteur se bloque, notamment sous l'effet d'un problème électrique (court-circuit par exemple). Enfin, si le moteur utilise une excitation par aimants permanents, il se comporte en générateur dès qu'il tourne. Cela implique par exemple qu'il faut protéger son alimentation en cas de traction de dépannage.

4.3.3.2 Comparaison des masses et des performances des solutions mono-moteur et multi-moteurs.

Dans ce paragraphe, nous comparons la masse et les performances d'un moteur M_1 unique avec celles de n moteurs identiques M_n tournant à la même vitesse et fournissant le même couple total. Nous effectuons cette comparaison en considérant successivement trois critères.

Dans le premier cas, nous supposons que les rendements des deux types de motorisation sont identiques et nous comparons leurs masses totales et leurs échauffements.

Dans le second cas, nous supposons que les échauffements d'un moteur M_n sont les mêmes que ceux du moteur M_1 et nous comparons les masses totales et les pertes.

Dans le troisième cas, nous supposons que c'est le produit des pertes par la masse totale qui est la même pour les deux moteurs et nous comparons le rendement, les échauffements et la masse totale des deux solutions. Notons que conserver le produit pertes par masse totale revient sensiblement à conserver l'autonomie du véhicule. En effet, celle-ci décroît lorsque les pertes augmentent. Ainsi, pour l'améliorer, il faut limiter le plus possible les pertes (à couple et vitesse fixés). Cela s'accompagne d'une augmentation de la masse des moteurs, entraînant une augmentation de la consommation d'énergie lorsque la route est en pente ou dans les phases d'accélération. L'optimisation globale de la consommation d'énergie passe donc par un compromis entre les pertes et la masse des moteurs qui, toutes les deux, doivent être minimales. On peut ainsi considérer que l'inverse du produit des pertes par la masse totale est une bonne image de l'autonomie du véhicule. Nous l'appellerons facteur d'autonomie f_a :

$$f_a = \frac{1}{(P_J + P_F) \cdot m_{\text{tot}}} \quad (16)$$

Dans l'étude qui suit, nous primons les grandeurs concernant les moteurs M_n et nous faisons les hypothèses suivantes :

- nous négligeons les pertes fer ; l'étude sera donc essentiellement valable aux faibles vitesses ;

- les masses totales m_{tot} et m_{tot_n} des moteurs M_1 et M_n sont proportionnelles à leurs cylindrées V_e et V_e' de telle sorte que :

$$\frac{m_{tot_n}}{m_{tot}} = \frac{V_e'}{V_e} \quad (17)$$

- un moteur M_n est obtenu par une homothétie de rapport k_h sur toutes les dimensions du moteur M_1 ; ainsi, les cylindrées V_e et V_e' des moteurs M_1 et M_n vérifient :

$$V_e' = k_h^3 \cdot V_e \quad (18)$$

- les échauffements ΔT d'un moteur sont proportionnels au rapport des pertes sur la surface d'échange thermique du moteur avec l'extérieur $S_{éch}$; en négligeant les pertes fer, nous pouvons alors écrire que :

$$\frac{\Delta T'}{\Delta T} = \frac{P_J'}{P_J} \cdot \frac{S_{éch}}{S_{éch}'} \quad (19)$$

a) Equations caractérisant l'identité du couple global des deux solutions.

En préliminaire, nous établissons une relation entre les ampères-tours par pôle At_p du moteur M_1 et At_p' d'un moteur M_n , sachant que les deux types de motorisation fournissent le même couple global :

$$C = n \cdot C' \quad (20)$$

D'après l'équation 6, les couples C et C' sont donnés par :

$$C = 2 \cdot k_b \cdot V_e \cdot \langle B_e \rangle_p \cdot A \quad (21)$$

$$C' = 2 \cdot k_b \cdot V_e' \cdot \langle B_e \rangle_p' \cdot A' \quad (22)$$

Lorsqu'on peut appliquer le même rapport d'homothétie à l'entrefer qu'aux autres dimensions, sans atteindre les limites de faisabilité mécanique, l'induction moyenne dans l'entrefer reste constante. Les relations 18 et 20 permettent alors d'établir le rapport entre les deux charges linéiques A et A' :

$$\frac{A'}{A} = \frac{1}{n \cdot k_h^3} \quad (23)$$

Or les charges linéiques des moteurs M_1 et M_n valent respectivement $A = \frac{At_p}{\frac{\pi}{p} \cdot R}$ et $A' = \frac{At_p'}{\frac{\pi}{p} \cdot R'}$. Et

comme $R' = k_h R$, les ampères-tours par pôle des deux moteurs vérifient la relation :

$$\frac{At_p'}{At_p} = \frac{1}{n \cdot k_h^2} \quad (24)$$

b) Comparaison à rendement constant.

Si le rendement η' des n moteurs M_n est égal à celui η du moteur M_1 , nous pouvons alors écrire que :

$$\eta' = \eta \rightarrow \frac{C' \cdot \Omega'}{C' \cdot \Omega' + P_J'} = \frac{C \cdot \Omega}{C \cdot \Omega + P_J} \quad (25)$$

Les moteurs M_n tournent tous à la même vitesse Ω que M_1 , donc, en utilisant l'équation 20, nous établissons que :

$$P_J = n.P_J' \quad (26)$$

D'après l'équation 10, les pertes Joule de M_1 valent $P_J = k_J.\delta_{eff}.A_{eff}$ et celles de M_n $P_J' = k_J.\delta_{eff}'.A_{eff}'$. En remarquant que le rapport des charges linéiques efficaces A_{eff} sur A_{eff}' et des densités de courant efficace δ_{eff} sur δ_{eff}' évoluent par homothétie respectivement comme le rapport des charges linéiques A sur A' et des densités de courant δ sur δ' et en utilisant les identités 23 et 26, on obtient le rapport entre les densités de courant des moteurs M_1 et M_n :

$$\frac{\delta'}{\delta} = k_h^3 \quad (27)$$

Or ces densités de courant valent respectivement $\delta = \frac{At_p}{S_{enc_p}}$ et $\delta' = \frac{At_p'}{S_{enc_p}'}$, où S_{enc_p} et S_{enc_p}' sont les

surfaces d'encoche par pôle des moteurs M_1 et M_n . Comme $S_{enc_p}' = k_h^2.S_{enc_p}$, les ampères-tours par pôle des deux moteurs vérifient donc :

$$\frac{At_p'}{At_p} = k_h^5 \quad (28)$$

Les deux relations 24 et 28 doivent être vérifiées pour que le moteur M_1 et les moteurs M_n fournissent le même couple total avec le même rendement global. On en déduit la valeur du rapport d'homothétie :

$$k_h = n^{-1/7} \quad (29)$$

Or, nous avons supposé que la masse totale d'un moteur est proportionnelle à sa cylindrée. D'après les équations 17, 18 et 29, nous pouvons donner l'expression du rapport $\rho_{m_{tot}}(n)$ entre la masse d'une solution mono-moteur et celle d'une solution multi-moteurs à n machines ayant les mêmes performances (couple, vitesse et rendement) :

$$\rho_{m_{tot}}(n) = n^{4/7} \quad (30)$$

La figure 10 représente l'évolution de l'augmentation relative de masse entre les deux solutions en fonction du nombre de moteurs de la solution multi-moteurs. Elle met en évidence une augmentation de 50 % de la masse totale pour deux moteurs et une masse plus de deux fois supérieure pour quatre moteurs. Réciproquement, cela signifie aussi qu'il faut admettre une diminution du rendement si l'on veut conserver la masse totale des moteurs.

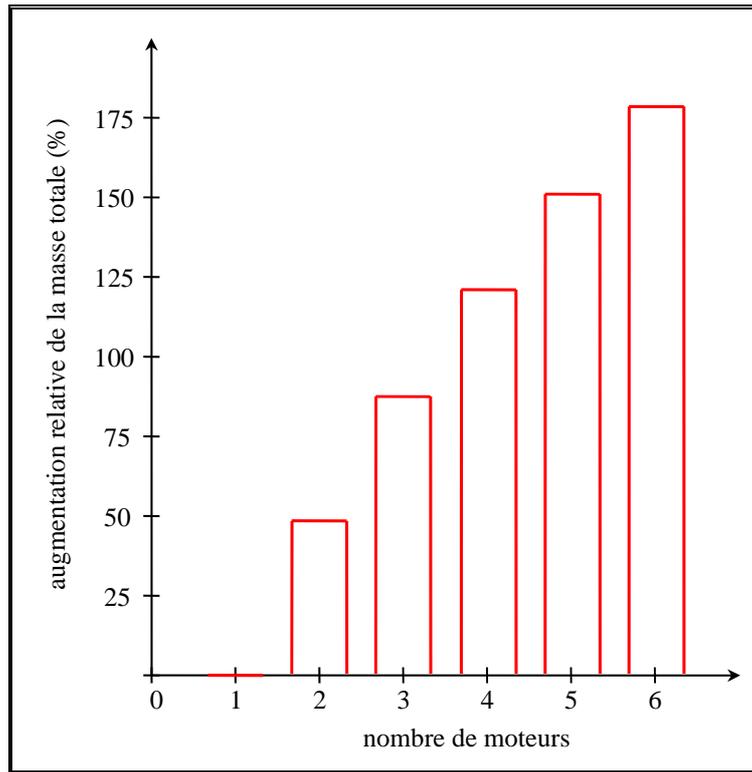


figure 10 : augmentation de la masse globale de la solution multi-moteurs relativement à celle de la solution mono-moteur, à rendement constant.

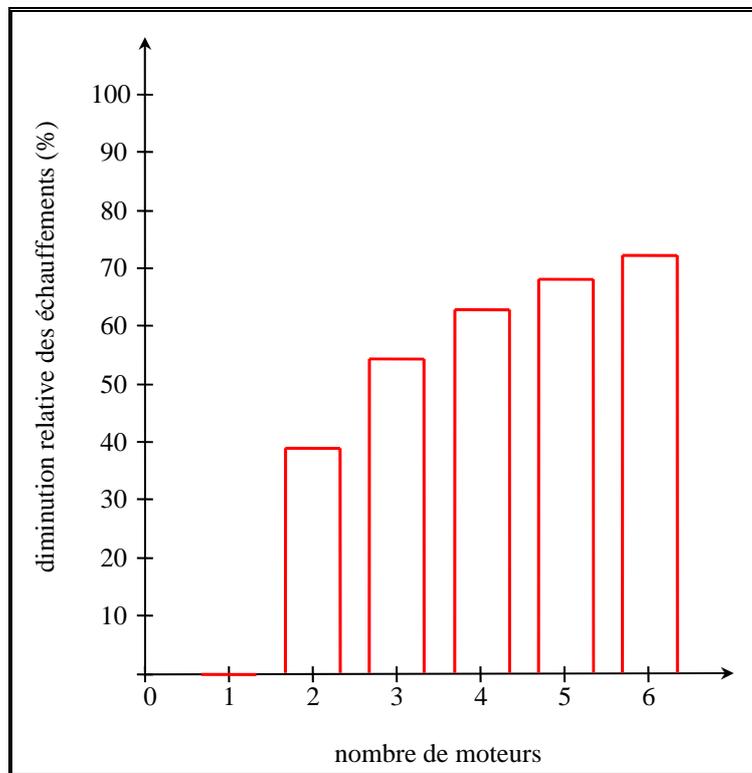


figure 11 : diminution des échauffement de la solution multi-moteurs relativement à ceux de la solution mono-moteur, à rendement constant.

Pour ce qui est des échauffements, remarquons que les surfaces d'échanges thermiques vérifient $S_{\text{éch}}' = k_h^2 \cdot S_{\text{éch}}$. En utilisant les relations 19, 26 et 29, nous établissons l'expression du rapport $\rho_{\Delta T}$ entre les échauffements des deux motorisations :

$$\rho_{\Delta T}(n) = n^{-5/7} \quad (31)$$

Les échauffements diminuent avec le nombre de moteurs, comme le montre la figure 11. Nous pouvons très simplement interpréter ce phénomène en remarquant que les mêmes pertes globales sont réparties sur plusieurs machines dont les surfaces d'échanges ne sont pas diminuées autant que les pertes par machine.

En utilisant les relations 26 et 30, nous établissons que le rapport ρ_{f_a} entre les facteurs d'autonomie de chaque solution vaut :

$$\rho_{f_a} = n^{-4/7} \quad (32)$$

L'autonomie du véhicule diminue donc en multipliant les moteurs. En effet, les pertes Joule totales restent constantes, mais, dans le même temps, la masse totale augmente.

c) Comparaison à échauffements constants.

Maintenir les échauffements constants implique la relation suivante :

$$\frac{P_J'}{P_J} \cdot \frac{S_{\text{éch}}}{S_{\text{éch}}'} = 1 \quad (33)$$

Or, par homothétie de rapport k_h , la surface d'échange évolue en k_h^2 . Par conséquent, les pertes Joule évoluent comme suit :

$$\frac{P_J'}{P_J} = k_h^2 \quad (34)$$

En utilisant l'expression des pertes Joule donnée par l'équation 10 et la relation 23 liant les charges linéiques, on obtient l'évolution de la densité de courant :

$$\frac{\delta'}{\delta} = n \cdot k_h^5 \quad (35)$$

On en déduit la relation suivante entre les ampères-tours :

$$\frac{At_p'}{At_p} = n \cdot k_h^7 \quad (36)$$

En comparant les équations 24 et 36, on obtient l'expression de k_h en fonction de n dans le cas présent :

$$k_h = n^{-2/9} \quad (37)$$

Nous pouvons alors calculer le nouveau rapport $\rho_{m_{\text{tot}}}(n)$ entre la masse d'une solution mono-moteur et celle d'une solution multi-moteurs à n machines produisant le même couple à la même vitesse et dont les machines M_n ont des échauffements similaires à la machine M_1 :

$$\rho_{m_{\text{tot}}}(n) = n^{1/3} \quad (38)$$

Les équations 34 et 37 permettent d'exprimer l'évolution du rapport ρ_{P_J} entre les pertes Joules globales des deux solutions :

$$\rho_{P_J} = \frac{n.P_J'}{P_J} = n^{5/9} \quad (39)$$

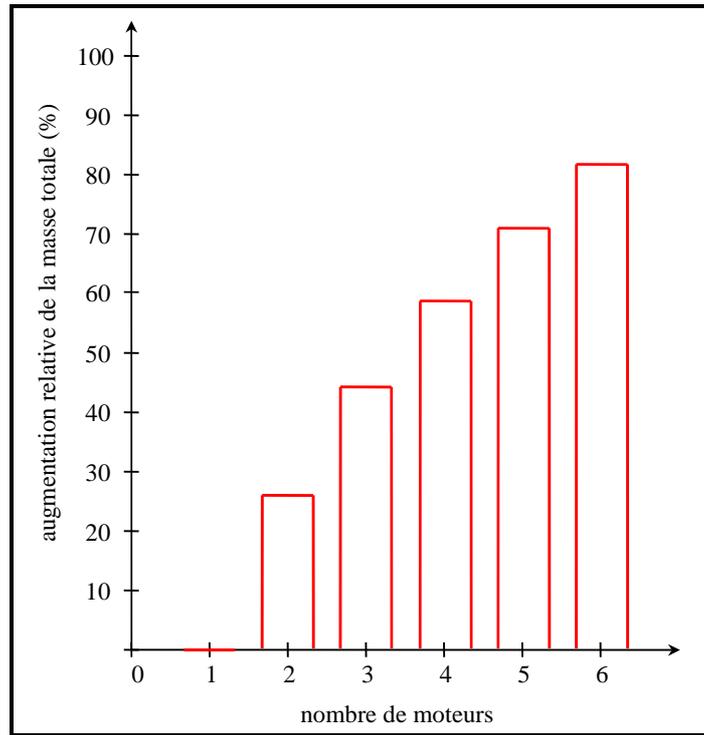


figure 12 : augmentation de la masse globale de la solution multi-moteurs relativement à celle de la solution mono-moteur, à échauffements constants.

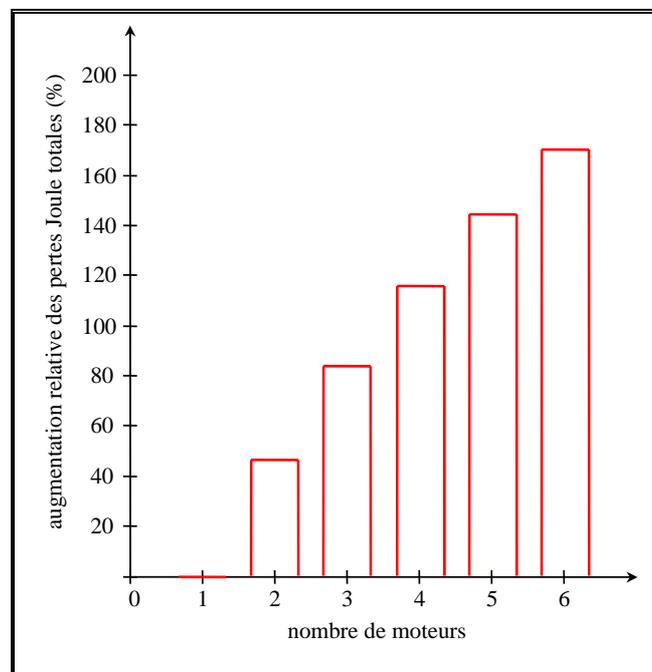


figure 13 : augmentation des pertes Joules globales de la solution multi-moteurs relativement à celles de la solution mono-moteur, à échauffements constants.

d) Comparaison à autonomie constante.

Dans les deux cas précédents, nous avons vu que l'autonomie des solutions multi-moteurs étaient détériorées. Considérons maintenant le cas où on conserve le facteur d'autonomie. Cela implique la relation suivante :

$$\frac{P_J' \cdot n \cdot m_{\text{tot}}'}{P_J \cdot m_{\text{tot}}} = 1 \quad (40)$$

En utilisant les relations 10, 17 et 18, nous pouvons réécrire la relation ci-dessus :

$$\frac{\delta' \cdot A' \cdot n \cdot k_h^3}{\delta \cdot A} = 1 \quad (41)$$

Comme les deux types de motorisation fournissent le même couple global, on peut utiliser la relation 23 donnant le rapport des charges linéiques. Nous obtenons alors le rapport des densités de courant :

$$\frac{\delta'}{\delta} = 1 \quad (42)$$

Et nous en déduisons la relation entre les ampères-tours par pôle :

$$\frac{At_p'}{At_p} = k_h^2 \quad (43)$$

Les deux relations 24 et 43 doivent être vérifiées pour que le moteur M_1 et les moteurs M_n fournissent le même couple total avec le même facteur d'autonomie. D'où la valeur de k_h :

$$k_h = n^{-1/4} \quad (44)$$

Le rapport entre les masses totales des deux motorisations vaut alors :

$$\rho_{m_{\text{tot}}}(n) = n^{1/4} \quad (45)$$

En utilisant les équations 40 et 45, nous pouvons aussi calculer le rapport entre les pertes Joules :

$$\rho_{P_J} = \frac{n \cdot P_J'}{P_J} = n^{-1/4} \quad (46)$$

La surface d'échange évoluant en k_h^2 , nous donnons enfin le rapport entre les échauffements :

$$\rho_{\Delta T}(n) = n^{1/4} \quad (47)$$

Nous avons représenté l'évolution de ces trois rapports en fonction du nombre de moteurs sur les trois figures suivantes.

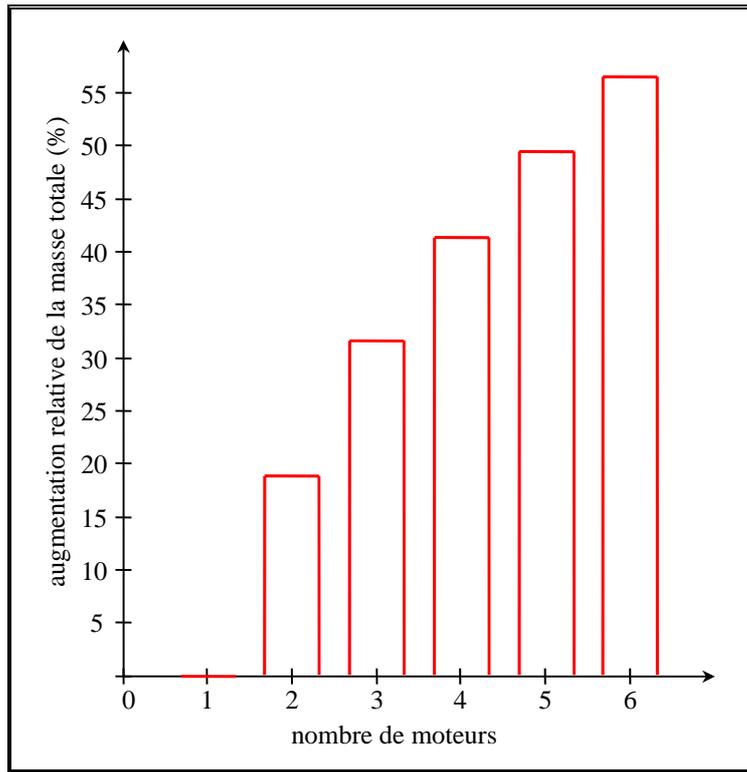


figure 14 : augmentation de la masse globale de la solution multi-moteurs relativement à celle de la solution mono-moteur, à autonomie constante.

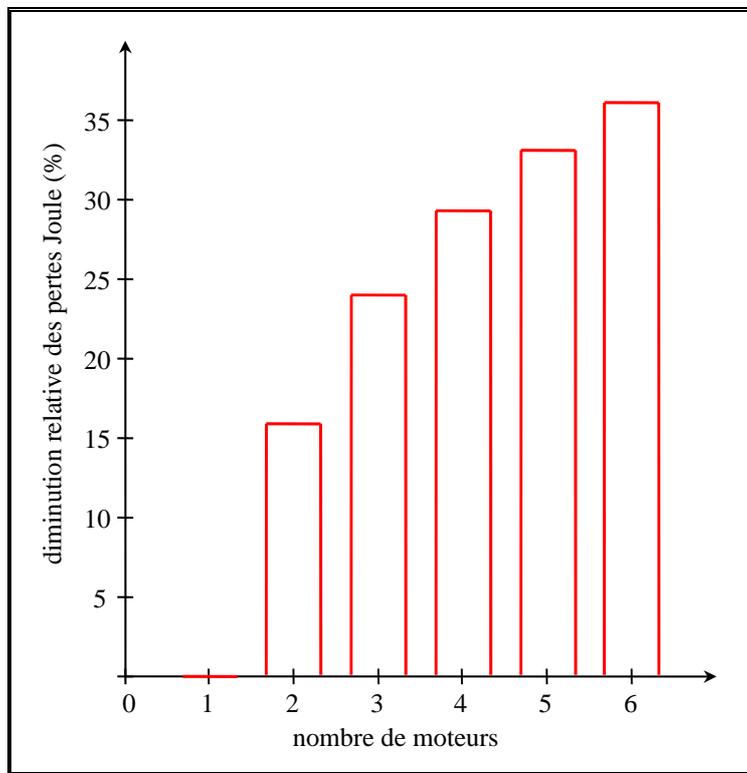


figure 15 : diminution des pertes Joule de la solution multi-moteurs relativement à celles de la solution mono-moteur, à autonomie constante.

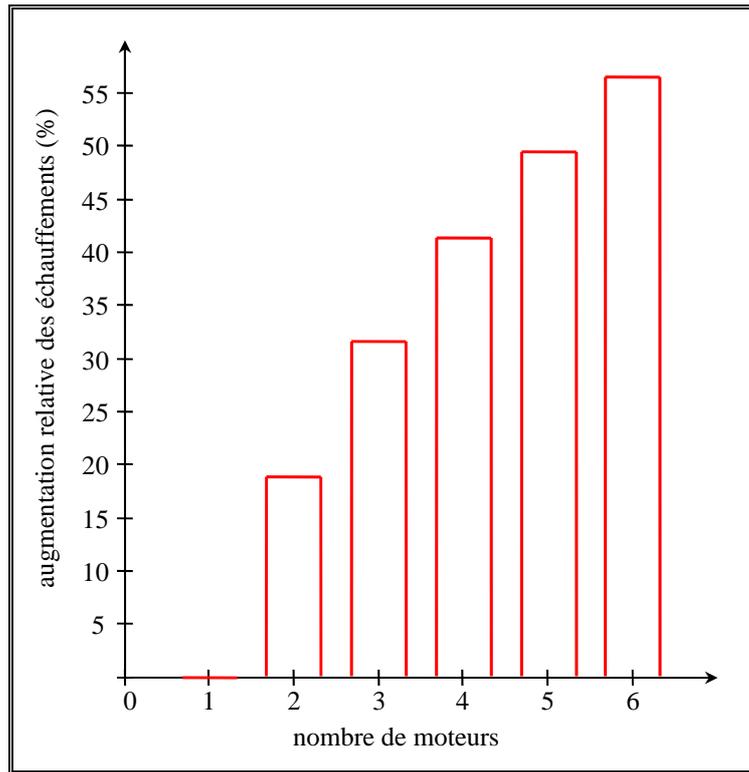


figure 16 : augmentation des échauffements de la solution multi-moteurs relativement à ceux de la solution mono-moteur, à autonomie constante.

e) Conclusions et remarques sur la comparaison entre les solutions mono-moteur et multi-moteurs.

Cette étude a montré que la solution multi-moteurs avait tendance à augmenter la masse totale des moteurs ou à détériorer le rendement et les échauffements. Pour que cette solution soit vraiment intéressante, il convient de réaliser des moteurs en optimisant le facteur d'autonomie, c'est-à-dire l'inverse du produit des pertes par la masse totale. Dans ce cas, l'augmentation de la masse par rapport à un moteur unique fournissant le même couple à la même vitesse reste modérée (environ 40 % pour quatre moteurs) et on peut raisonnablement penser que cette masse supplémentaire est compensée par la suppression de la transmission mécanique. De même l'augmentation des échauffements reste limitée et ne semble pas a priori compliquer le système de refroidissement.

A ces conclusions, nous ajoutons plusieurs remarques.

Ce calcul ne tient pas compte des pertes fer. On peut montrer [3] qu'alors, à masse constante, le rendement de la solution multi-moteurs ne se détériore pas autant que ce qui a été vu ici. Cela signifie que c'est surtout à faible vitesse que le problème des pertes est le plus important, c'est-à-dire là où le couple demandé est en général le plus important (phase de démarrage).

La solution mono-moteur utilise le plus souvent un réducteur de telle sorte que le rapport entre le couple C est inférieur à $\frac{C}{n}$ ce qui augmente encore l'écart de masse entre les deux solutions.

Pour ce qui est de l'analyse relative à l'autonomie, notons que le facteur d'autonomie n'est qu'une image de l'autonomie du système. Nous pourrions faire un calcul plus exact sur un cycle de fonctionnement donné. Mais ce calcul serait plus compliqué et l'objet de ce paragraphe est seulement d'établir des conclusions générales.

En résumé, nous retiendrons que la solution multi-moteurs impose de réaliser un compromis correct entre la masse et les pertes des moteurs afin de maximiser l'autonomie du véhicule, et ce d'autant plus si les moteurs sont à attaque directe.

5. Evaluation des contraintes de dimensionnement d'un moteur-roue.

Dans cette partie nous essayons de recenser toutes les contraintes liées à la conception d'un moteur-roue.

5.1. Contraintes de couple et de puissance.

Nous avons vu au paragraphe 4.1.1 que le couple d'un moteur électrique était fortement lié à son volume. Ainsi, la première contrainte correspond au couple que l'on demande de fournir au moteur-roue. Nous commencerons donc à énumérer les différents efforts résistants que le véhicule doit vaincre pour avancer.

5.1.1. Efforts résistants à l'avancement d'un véhicule.

Le principe fondamental de la dynamique classique appliqué au solide « véhicule » permet d'écrire l'équation suivante :

$$F_{\text{mot}} = m_{\text{tec}} \cdot \gamma + F_{\text{res}} \quad (48)$$

où m_{tec} , γ , F_{mot} et F_{res} sont respectivement la masse totale en charge du véhicule, son accélération, la force motrice totale délivrée par l'ensemble des moteurs-roues et la résultante des efforts résistants à l'avancement du véhicule considéré.

Ces efforts résultants se décomposent en trois composantes :

- la résistance au roulement R_{roul} qui provient des efforts exercés par le pneumatique au contact du sol ; cette force a la forme suivante :

$$R_{\text{roul}} = k_{\text{roul}} \cdot m_{\text{sup/roue}} \cdot g \quad (49)$$

où k_{roul} est un coefficient qui dépend de la nature du pneumatique, de sa pression de gonflage mais peu de la charge supportée, $m_{\text{sup/roue}}$ est la masse de véhicule supportée par la roue considérée et g l'accélération de la pesanteur terrestre (on prendra $g = 9,81 \text{ m.s}^{-2}$) ;

- la résistance aérodynamique $R_{\text{aéro}}$ de l'air sur la surface extérieure du véhicule ; cette force a la forme suivante :

$$R_{\text{aéro}} = \frac{1}{2} \cdot \rho_{\text{air}} \cdot S_{\text{front}} \cdot C_x \cdot v_{\text{rel}}^2 \quad (50)$$

où ρ_{air} est la masse volumique de l'air extérieur, S_{front} la surface frontale ou maître couple⁹ du véhicule, C_x le coefficient de pénétration dans l'air¹⁰ et v_{rel} la vitesse relative du véhicule par rapport à l'air extérieur¹¹ ;

⁹ Il s'agit de la surface du véhicule projetée perpendiculairement à la direction de déplacement du véhicule.

¹⁰ Ce coefficient est difficilement calculable théoriquement et, le plus souvent, il est mesuré en soufflerie sur le véhicule réel ou sur une maquette.

¹¹ Par la suite on considérera toujours qu'il n'y a pas de vent ; la vitesse relative du véhicule v_{rel} est alors égale à sa vitesse propre v .

– la résistance due à la pente de la route R_{pente} qui a l'expression classique suivante :

$$R_{\text{pente}} = m_{\text{tec}} \cdot \sin \alpha \cdot g \quad (51)$$

où α est l'angle que fait la route avec l'horizontale¹².

On peut réécrire l'équation 48 en donnant la force totale de traction nécessaire pour un fonctionnement du véhicule décrit par son accélération γ , sa vitesse v et la pente P de la route :

$$F_{\text{mot}} = m_{\text{tec}} \cdot \gamma + m_{\text{tec}} \cdot \sin \left(\text{Arc tan} \left(\frac{P}{100} \right) \right) \cdot g + \langle k_{\text{roul}} \rangle \cdot m_{\text{tec}} + \frac{1}{2} \cdot \rho_{\text{air}} \cdot S_{\text{front}} \cdot C_x \cdot v_{\text{rel}}^2 \quad (52)$$

où $\langle k_{\text{roul}} \rangle$ est le coefficient moyen de roulement sur toutes les roues du véhicule.

Nous en déduisons le couple de traction nécessaire par moteur-roue pour le fonctionnement décrit plus haut :

$$C_{\text{mot}} = \frac{F_{\text{mot}} \cdot d_{\text{roue}} / 2}{N_{\text{roue}}} \quad (53)$$

où d_{roue} est le diamètre de roulement des roues et N_{roue} le nombre de roues motrices.

Enfin, la puissance nécessaire par moteur-roue vaut :

$$P_{\text{mot}} = F_{\text{mot}} \cdot v \quad (54)$$

Le tableau 2 fixe des ordres de grandeur pour les différents paramètres mécaniques décrits dans ce paragraphe et pour quatre véhicules typiques.

tableau 2 : ordre de grandeur de quelques caractéristiques mécaniques pour des véhicules typiques

	<i>Bus</i>	<i>Voiture</i>	<i>Scooter</i>	<i>Vélo</i> ¹³
<i>Masse totale en charge (kg)</i>	15000	2000	250	100
<i>Coefficient de roulement estimé (dN/tonne)</i>	10	10	10	2
<i>Maître couple (m²)</i>	5	3	0,7	0,5
<i>Coefficient de pénétration dans l'air</i>	0,7	0,35	0,8	0,8
<i>Nombre de roues motrices (moteurs-roues)</i>	2/4	2/4	1	1
<i>Diamètre de roulement des roues</i>	1000 jante 22''	650 jante 13''	500 jante 10''	700

5.1.2. Caractéristiques limites de fonctionnement couple/vitesse et puissance/vitesse.

Les équations précédentes permettent de calculer le couple, la vitesse de rotation et la puissance d'un moteur-roue pour des points de fonctionnement définis par trois grandeurs : la vitesse, l'accélération du véhicule et la pente de la route. En fait le fonctionnement d'un véhicule est plutôt

¹² On rappelle que cet angle est lié à la pente de la route (exprimée en %) par la relation $P = 100 \cdot \tan \alpha$.

¹³ La motorisation électrique d'un vélo a pour objectif de fournir un aide au pédalage et non d'entraîner complètement le véhicule.

caractérisé par des zones de fonctionnement sur des trajets typiques (trajet en ville, sur route, sur autoroute, ou mixte). Pour une détermination précise de ces zones, on peut réaliser des relevés expérimentaux de couple et de vitesse (ou de puissance et de vitesse) sur le moteur d'un véhicule déjà existant ou on peut éventuellement utiliser des résultats provenant de simulations [13]. Ainsi, on est renseigné sur l'enveloppe limite des points de fonctionnement mais aussi sur leur densité d'apparition. On en déduit des points de fonctionnement statistiquement les plus fréquents, pour lesquels il faudra particulièrement travailler le dimensionnement du moteur, notamment le rendement dans un objectif d'amélioration d'autonomie.

Des caractéristiques limites typiques dans les plans couple/vitesse et puissance/vitesse sont respectivement représentées sur la figure 17 et la figure 18. Elles définissent une enveloppe de points de fonctionnement, c'est-à-dire que tous les points possibles du véhicule seront inclus dans la zone du plan couple/vitesse (ou puissance/vitesse) délimitée par la courbe et les deux axes de coordonnées. Cette courbe limite définit deux fonctionnements classiques. Le premier est à couple maximum constant ; il correspond aux faibles vitesses où l'on cherche à avoir les meilleures accélérations possibles ou à démarrer dans des pentes très élevées. Le second est à puissance maximale constante. Dans cette plage de vitesse, le couple nécessaire au véhicule diminue avec l'augmentation de la vitesse. En effet, lorsque la vitesse croît, la puissance est progressivement utilisée pour lutter contre les frottements de l'air et non plus pour disposer d'accélération et pour la vitesse maximum, le couple ne sert qu'à équilibrer les forces de frottement de l'air sur le véhicule. La caractéristique de la figure 17 montre qu'il n'est pas nécessaire de fournir le couple maximum sur toute la plage de vitesse ; la portion de travail à puissance constante peut être obtenue par défluxage¹⁴ [17], [18] [19]. Les moteurs synchrones ou à courant continu à excitation bobinée sont donc avantageux par rapport aux mêmes moteurs à aimants permanents car on peut facilement régler le flux par action sur le courant d'excitation. Cependant, l'excitation bobinée est source de pertes Joule et nécessite un système de contacts tournants dans le cas de la machine synchrone. Il existe des techniques de défluxage des machines synchrones à aimant en ajustant le déphasage entre les fondamentaux de la force électromotrice et du courant d'une même phase, par la commande électronique.

Si les contraintes de dimensionnement en couple et en vitesse sont définies par des portions du plan couple/vitesse, on peut néanmoins définir deux points de fonctionnement extrêmes qui caractérisent bien les possibilités électromécaniques d'un moteur-roue : si le moteur peut atteindre ces points de fonctionnement, il pourra atteindre tous les autres. Le premier point est celui à couple et à puissance maximaux. La vitesse Ω_{base} de ce point est appelée la *vitesse de base*. Si le moteur peut fournir le couple maximal à la vitesse Ω_{base} , il peut fournir le couple sur toute la plage $[0, \Omega_{base}]$. Le second point est le point à puissance et à vitesse maximales. On l'appelle souvent improprement le point nominal¹⁵. Si le moteur peut fournir la puissance maximale jusqu'à la vitesse Ω_{max} et le couple maximal à la vitesse Ω_{base} , alors, d'un point de vue électromécanique, le moteur est capable d'atteindre tous les points de fonctionnement qu'englobe la caractéristique de la figure 17.

¹⁴ La diminution du flux créé par l'inducteur d'une machine électrique permet d'augmenter sa vitesse de rotation en diminuant son couple et maintenant la puissance constante

¹⁵ En effet, pour un moteur destiné intrinsèquement à fonctionner à vitesse et charge variable sur des cycles de fonctionnement très divers, la notion de point nominal n'a plus vraiment de sens. On peut introduire plutôt les notions de points extrêmes et de points statistiquement les plus fréquents ou points moyens.

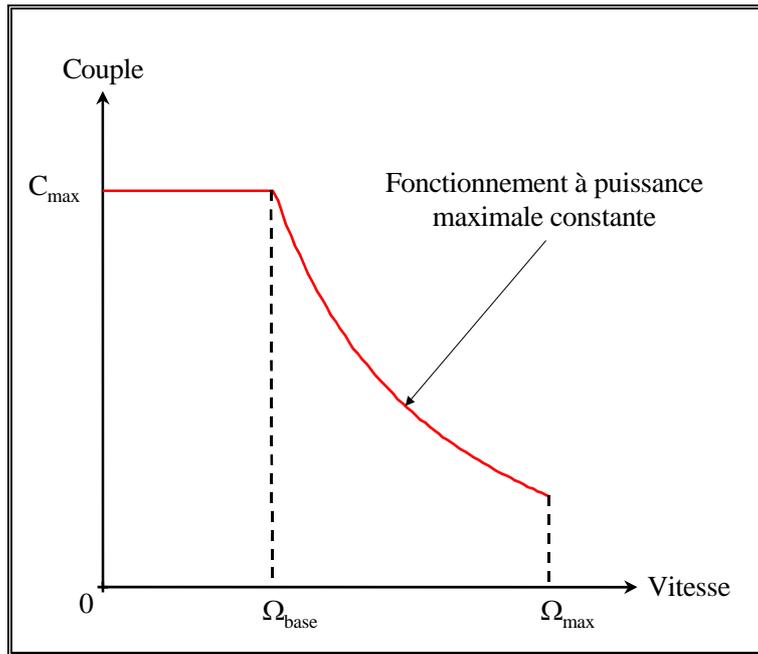


figure 17 : caractéristique classique du couple d'un moteur de traction d'un véhicule en fonction de sa vitesse de rotation.

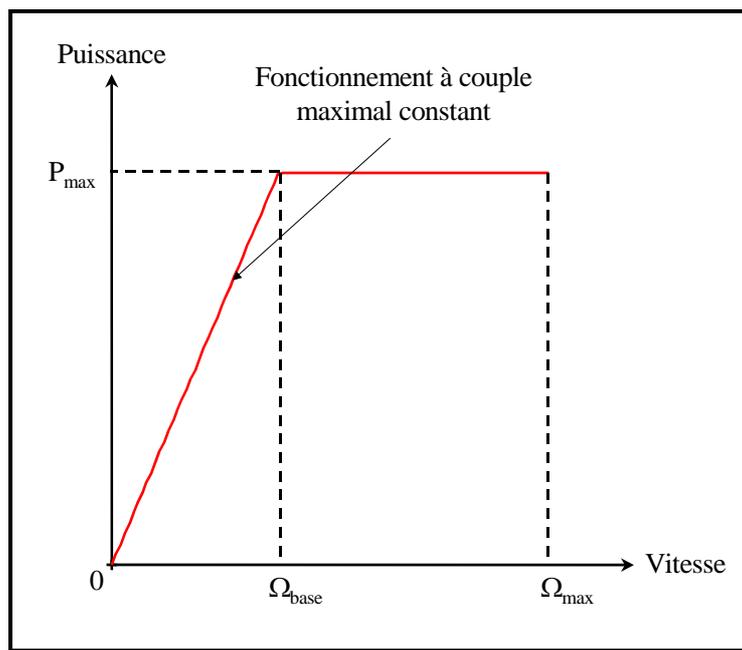


figure 18 : caractéristique classique de la puissance d'un moteur de traction d'un véhicule en fonction de sa vitesse de rotation.

Des ordres de grandeur des caractéristiques des deux points de fonctionnement P_{f1} et P_{f2} sont donnés dans le tableau 3 pour les véhicules typiques du tableau 2.

tableau 3 : ordre de grandeurs du couple maximum, de la vitesse de base, de la vitesse et de la puissance maximums pour des moteurs-roues utilisés dans les véhicules typiques du tableau 2

	<i>Bus</i>	<i>Voiture</i>	<i>Scoter</i>	<i>Vélo (assistance)</i>
<i>Démarrage en côte, véhicule en charge</i>	20% à 0,5 m/s ² de 0 à 5 km/h	20% à 1 m/s ² de 0 à 15 km/h	20% à 1 m/s ² de 0 à 15 km/h	15% à 0,3 m/s ² de 0 à 5 km/h*
<i>Franchissement de pente, véhicule en charge</i>	15% à 15 km/h	20% à 25 km/h	15% à 30 km/h	10% à 10 km/h*
<i>Accélération à pleine charge sur le plat</i>	1 m/s ² de 0 à 30 km/h	2 m/s ² de 0 à 60 km/h	2 m/s ² de 0 à 40 km/h	0.5 m/s ² de 0 à 20 km/h
<i>Vitesse maximale du véhicule (km/h)</i>	70 km/h	130 km/h	55 km/h	30 km/h
<i>Nombre de roues motrices</i>	2	2	1	1
<i>Couple maximal d'un moteur-roue (N.m)</i>	9600	1000	200	30
<i>Vitesse de base d'un moteur-roue (tr/mn)</i>	50	350	200	130
<i>Vitesse maximale d'un moteur-roue (tr/mn)</i>	370	650	600	225
<i>Puissance maximale (kW)</i>	50	35	4	0,4

* Pour ces deux fonctionnements, on considère que le vélo ne fournit que la moitié du couple.

5.2. Notions de cycles de fonctionnement et contraintes thermiques.

Dans la partie précédente nous avons caractérisé un point de fonctionnement par deux variables parmi le couple, la puissance et la vitesse. En fait, une troisième variable est extrêmement importante pour caractériser le fonctionnement des moteurs-roues : il s'agit du temps de fonctionnement pour un point donné, car celui-ci définira directement les contraintes thermiques du moteur. En effet, le moteur ne transforme qu'une partie de la puissance électrique en puissance mécanique ; l'autre partie correspond aux pertes du moteur qui se transforment en chaleur et par conséquent augmentent la température des diverses parties du moteur. Or la température influence les caractéristiques physiques des matériaux (le cuivre et d'éventuels aimants par exemple) et, de plus, elle peut détériorer des parties du moteur (le bobinage ou les tôles). Il faut donc connaître le temps de fonctionnement (régime permanent ou discontinu) à un point donné ainsi que « l'histoire » du moteur pour arriver à ce point. Ainsi, on peut prévoir le refroidissement du moteur.

Trois points seront particulièrement importants et on supposera qu'ils seront suffisants pour caractériser les contraintes thermiques du moteur. Il y a d'abord le point à la vitesse Ω_{base} , qui présente les plus grandes pertes. En effet, les pertes Joule (en général prépondérantes devant les pertes fer) augmentent avec le couple demandé. Elles seront donc maximales pour le couple maximal et, de plus, sur la plage $[0, \Omega_{\text{base}}]$ de travail à couple maximal, les pertes fer (qui augmentent avec la vitesse) sont maximales pour la vitesse Ω_{base} . Ensuite, il y a le point à vitesse nulle et couple maximal (où le véhicule ne bouge pas et la roue ne tourne pas). En effet, ce sont les conditions les plus défavorables de refroidissement (uniquement la convection naturelle). On peut enfin s'intéresser à un point de fonctionnement moyen (statistiquement le plus fréquent) où le moteur travaille en régime permanent.

5.3. Contraintes mécaniques.

La conception des moteurs-roues doit tenir compte de trois contraintes mécaniques. Il y a d'abord une contrainte liée à l'encombrement de la roue. Le moteur doit être intégré dans une roue de diamètre donné et la largeur du moteur ne doit pas dépasser celle du pneumatique pour que celui-ci protège le moteur. Ensuite, nous rappelons que la tenue de route et le confort du véhicule dépendent fortement du rapport des masses non suspendues sur celles suspendues. Par conséquent la masse du moteur (qui n'est pas suspendue lorsqu'il est intégré dans la roue) doit être minimale. La dernière contrainte concerne les harmoniques de couple générés par les moteurs électriques à cause des effets de la denture du stator et/ou du rotor et de l'alimentation électronique du moteur. Ces harmoniques de couple à haute fréquence sont sources de fatigue mécanique et de bruit. C'est pourquoi il faut réduire au maximum les ondulations de couple.

5.4. Contraintes liées à l'alimentation du moteur-roue.

Le moteur-roue est inclus dans un système comprenant une source d'énergie électrique continue (une batterie ou un ensemble moteur thermique/alternateur/redresseur ou les deux) et une alimentation électronique qui adapte la source d'énergie au moteur de traction.

La source de tension continue présente une valeur qui est souvent faible à cause des problèmes de sécurité. Pour une puissance donnée, le courant débité est donc élevé. Cela nécessite un dimensionnement adéquat des interrupteurs de puissance de l'alimentation électronique du moteur. D'une manière générale, une valeur élevée du courant détériore le rendement du moteur et du convertisseur. Dans le cas d'une alimentation par batterie, il faut aussi tenir compte de la résistance interne de celle-ci qui diminue encore la tension continue lorsqu'elle débite des courants élevés. Le point P_{f2} à vitesse maximale sera donc le point le plus contraint par la valeur limite de la tension continue d'alimentation : il faut pouvoir atteindre la vitesse Ω_{\max} pour cette tension.

5.5. Contraintes énergétiques liées à l'autonomie du véhicule.

L'autonomie d'un véhicule électrique est un point important surtout si la source d'énergie est une batterie. Elle correspond à la distance que l'on peut parcourir sans recharger la batterie. Pour une charge donnée, l'autonomie dépend bien entendu du trajet à réaliser (trajet plat, en pente, en ville, sur autoroute, etc.) et de la façon de conduire du conducteur (des accélérations brusques et répétées consommeront inutilement de la puissance), qui sont des paramètres extérieurs sur lesquels le concepteur ne peut agir.

En revanche, le concepteur doit rechercher à optimiser les facteurs qui influencent intrinsèquement l'autonomie du véhicule. On peut réduire l'énergie nécessaire pour atteindre des performances données d'un véhicule¹⁶ et aussi améliorer la conversion d'énergie (i.e. le rendement) du moteur. Nous ne nous sommes pas intéressé à l'optimisation de la batterie même si nous sommes conscient de l'intérêt de cet élément dans un véhicule électrique. En se limitant au moteur-roue, les deux facteurs qui vont principalement agir sur l'autonomie sont le rendement et la masse totale du moteur. Or ces deux facteurs sont contradictoires, car l'accroissement du rendement d'un moteur de technologie

¹⁶ L'amélioration des pneumatiques et du C_x des véhicules ont permis de réduire considérablement la puissance nécessaire pour des performances données ; à titre d'exemple une Citroën AX demande 17 kW pour avancer à la vitesse stabilisée de 120 km/h alors que la « traction » de 1934 en demandait 41 (pour des masses certes différentes).

donnée nécessite un accroissement de sa masse qui va augmenter la consommation d'énergie du moteur. Et inversement, la réduction de la masse du moteur détériore son rendement. Il faudra donc chercher le meilleur compromis sachant que la masse du moteur est aussi contrainte par des considérations mécaniques.

5.6. Conclusions quant à la nature et la diversité des contraintes de conception d'un moteur-roue.

Les quatre paragraphes précédents ont mis en évidence un grand nombre de contraintes qui concernent tous les aspects physiques du système, ce qui impose deux conséquences sur la méthodologie qui devra être mise en œuvre pour la conception des moteurs-roues.

Premièrement, les contraintes englobent tous les phénomènes physiques du problème (magnétiques, électriques, mécaniques et thermiques) ; elles sont non linéaires et les phénomènes sont couplés entre eux. En conséquence la méthodologie de conception des moteurs-roues devra nécessairement inclure une description complète de tous les éléments du système et de tous les phénomènes physiques qui y interviennent : on parle d'une *approche système*. Deuxièmement, nombre de contraintes ont des influences contradictoires. Par exemple, l'obtention d'un bon rendement impose d'augmenter d'une part les sections de cuivre pour diminuer les pertes Joule et d'autre part les hauteurs de culasse qui canalisent un flux variable pour réduire les pertes fer. Ainsi, l'amélioration du rendement passe par l'augmentation de la masse du moteur, ce qui est contradictoire avec le fait que les masses non suspendues d'un véhicule doivent être minimales. La méthodologie de conception des moteurs-roues devra donc gérer ces contradictions en faisant des *compromis* et des *optimisations* de manière à satisfaire au mieux toutes les contraintes de conception.

6. Conclusions.

Dans ce chapitre nous avons montré pourquoi le véhicule électrique était redevenu une problématique d'actualité. Puis nous avons détaillé les différentes structures de véhicule électrique (tout électrique ou hybride) en montrant les intérêts relatifs de chaque solution, notamment la solution hybride série. Ensuite, en s'appuyant sur une étude paramétrique simplifiée des performances d'un moteur électrique (couple, rendement et échauffements), nous avons étudié les différentes possibilités d'implantation de celui-ci dans un véhicule électrique. Nous avons alors décrit le concept de moteur-roue. Le dernier paragraphe a eu pour objet de recenser toutes les contraintes liées à la conception d'un moteur-roue. Nous avons alors montré que le nombre et la diversité de ces contraintes imposaient des caractéristiques particulières à un processus de conception. L'objet du prochain chapitre sera de définir une méthodologie de conception tenant compte de toutes les contraintes développées dans le paragraphe 5. En outre, l'enjeu sera aussi de développer une méthodologie qui soit la plus efficace possible, tant dans la phase de développement des outils d'aide au concepteur, que dans la phase d'utilisation des outils en vue de la recherche de solutions.

Chapitre 2. Méthodologie de conception des moteurs-roues

1. Introduction.

LE chapitre précédent a permis d'évaluer les contraintes de conception d'un moteur-roue. Nous cherchons maintenant à établir une méthodologie de conception la plus efficace possible pour les moteurs-roues. De plus, nous nous efforçons de montrer que la méthodologie mise en œuvre a une portée plus générale, notamment dans le cadre du génie électrique. Nous commençons par décomposer la conception en deux étapes élémentaires que nous décrivons en détail, puis nous faisons un bilan ordonné des différents outils d'aide à la conception et nous finissons enfin par exposer notre approche en vue d'une conception efficace des moteurs-roues.

2. La conception en génie électrique.

A partir d'une définition de conception, nous montrons que tout processus de conception nécessite deux étapes. Nous décrivons ces deux étapes en recherchant comment améliorer l'efficacité de chacune d'elle.

2.1. Définition de la conception.

On peut proposer la définition très générale suivante. *La conception correspond à la définition d'un objet ou d'un système (ensemble d'objets) répondant à un besoin défini dans un cahier des charges.*

Nous retiendrons l'importance du cahier des charges qui doit nécessairement être clairement posé. Dans le cadre du génie électrique, le cahier des charges doit contenir la ou les fonctions à réaliser (conversion d'énergie électromécanique, conversion d'énergie électrique, traitement de signaux, etc.) et les contraintes qui reposent sur ces fonctions (caractéristiques techniques, performances, encombrement, mais aussi caractéristiques économiques ou écologiques, etc.).

Par exemple un entraînement à vitesse variable sera défini par :

- sa *fonction* : entraîner une charge (un véhicule, un ascenseur, un ventilateur, une pompe,..) à vitesse variable ;
- les *contraintes* sur cette fonction : la plage de vitesse à couvrir, le couple ou la puissance devant être fourni par le système sur cette plage de vitesse, les cycles de fonctionnement, les limites thermiques, la consommation d'énergie, la source d'énergie disponible, le prix objectif, les limites de pollution auditive, etc.

2.2. Les deux étapes de la conception.

Nous proposons le schéma de la figure 19 comme méthodologie générale de conception. Nous y distinguons deux grandes étapes que nous allons maintenant détailler.

2.2.1. Choix de la structure du système à concevoir.

La première étape consiste en la définition de la structure répondant à la fonction décrite dans le cahier des charges. Il s'agit de choisir, parmi des éléments existants, celui ou l'ensemble de ceux qui permet de réaliser la fonction. Dans cette étape, il s'agit de rassembler des connaissances pour construire plusieurs solutions possibles existantes ou nouvelles et ensuite de faire un choix parmi elles. Cette étape repose aussi sur des notions plus abstraites et plus difficiles à formaliser telles que la créativité ou l'expérience. Le plus souvent, on fait appel à son expérience et à son savoir-faire ou on agit par similitude avec d'autres applications (plus ou moins proches) déjà traitées. En pratique, une revue de toutes les solutions possibles doit être réalisée et un premier choix doit être fait, a priori, en fonction de la satisfaction plus ou moins complète du cahier des charges. Le choix définitif ne peut être fait qu'après la fin de la deuxième étape.

Pour reprendre l'exemple de l'entraînement à vitesse variable, il faut choisir un actionneur électromécanique, un convertisseur électronique et une stratégie de commande de l'ensemble pour satisfaire la fonction désirée.

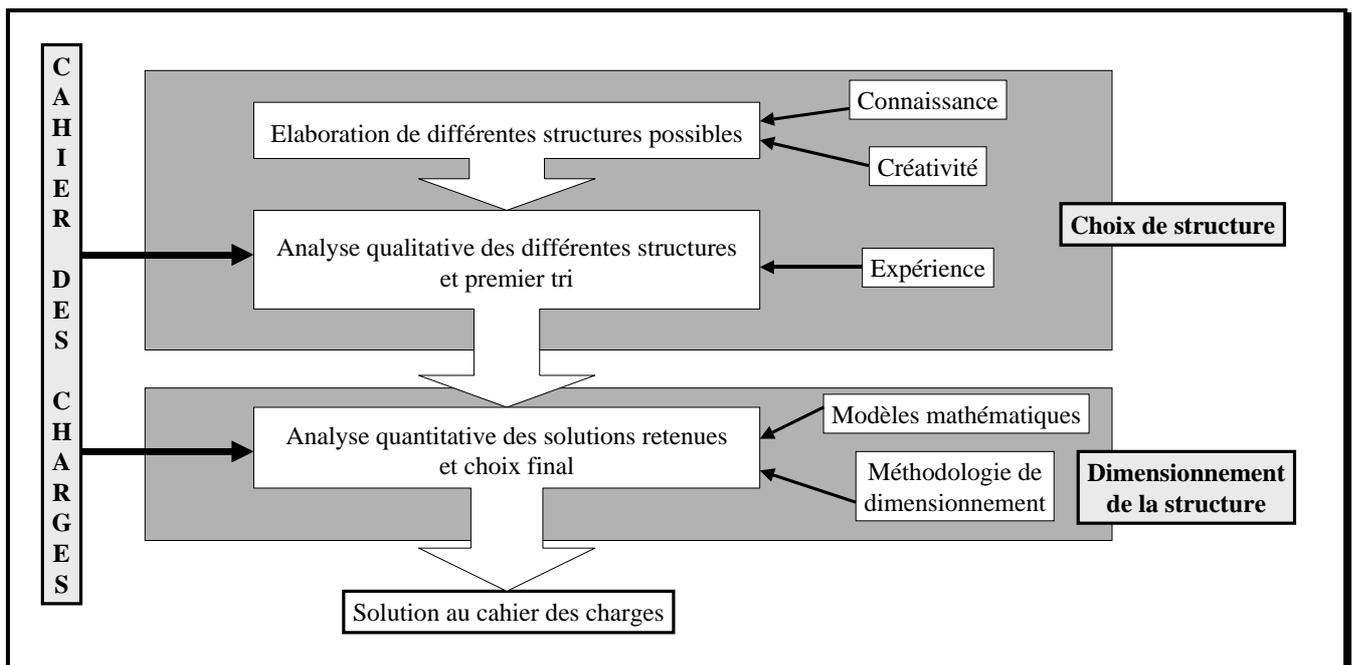


figure 19 : organigramme général de conception.

2.2.2. Dimensionnement de la structure choisie.

Une fois le choix de la structure fait, il faut déterminer les grandeurs géométriques, physiques et de commande du système en respectant les contraintes décrites dans le cahier des charges. Ces contraintes sont issues des impératifs liés au coût et aux performances imposées au système.

Dans cette étape, le concepteur manipule des équations mathématiques liant des paramètres. Il existe deux types de paramètres : les paramètres Pe descriptifs d'un système (grandeurs géométriques par

exemple) et les paramètres P_s caractérisant le fonctionnement du système (par exemple le rendement d'un moteur). Il faut donc pouvoir évaluer *quantitativement* l'expression de toutes les variables qui caractérisent le fonctionnement et les qualités du système, et en particulier celles qui apparaissent dans le cahier des charges, en fonction des grandeurs descriptives du système. Ceci est l'opération de **modélisation** : étant donné un système décrit par ses grandeurs géométriques, physiques et de commande (paramètres P_e), on est capable de donner son fonctionnement par un modèle mathématique. Le **dimensionnement** correspond en fait à l'opération inverse : le cahier des charges définit un fonctionnement à réaliser et le concepteur doit déterminer les grandeurs descriptives du système. On parle ainsi de *problème direct* pour la modélisation et de *problème inverse* pour le dimensionnement [20].

Nous pouvons développer un peu plus cette idée. Le modèle de la structure à dimensionner (modèle structural) correspond en fait à un système (S) de N_e équations mathématiques liant les N_p paramètres descriptifs et fonctionnels du système. Le cahier des charges impose N_c contraintes qui peuvent être traduites mathématiquement par N_{ce} contraintes d'égalité et N_{ci} contraintes d'inégalité ($N_{ce} + N_{ci} = N_c$). Ainsi on doit résoudre un système (S') de $N_{ce} + N_e$ équations et de N_{ci} inéquations à N_p inconnues. Deux cas sont à envisager.

Premièrement, le système mathématique (S') n'a pas de solutions, cela correspond à un cahier des charges trop contraignant ou irréaliste. Deuxièmement, le système (S') a une ou plusieurs solutions (voire une infinité), ce qui correspond à un cahier des charges réalisable. Alors il faut au moins trouver une solution, au mieux trouver la meilleure solution au regard d'un ou plusieurs critères que l'on se fixe arbitrairement ou qui découle naturellement du cahier des charges. Par exemple, on cherchera plutôt à minimiser le coût d'un moto-ventilateur de voiture alors que l'on cherchera à minimiser la consommation d'énergie d'un moteur installé sur un satellite.

On retiendra donc que, s'il est nécessaire de disposer d'un modèle de la structure, l'opération de dimensionnement nécessite de mettre au point une méthodologie et une stratégie pour réaliser l'inversion du modèle et disposer ainsi d'une méthode de dimensionnement. En cela, on notera que la plupart des outils de Conception Assisté par Ordinateur en génie électrique (par exemple Flux2d, Flux3d, Saber, Spice) sont plutôt des outils de « Modélisation Assisté par Ordinateur ». Cela a déjà été plusieurs fois souligné et il existe maintenant des outils offrant de réelles possibilités d'aide à la conception, surtout dans la phase de dimensionnement [20], [21].

A la fin de cette deuxième étape, un choix définitif pourra être réalisé à partir des résultats de dimensionnement des différentes structures.

2.3. Efficacité de la conception.

L'organigramme de la figure 19 montre clairement l'importance du travail à réaliser pour concevoir un objet. Il faut manipuler des connaissances, des équations mathématiques, faire des choix, élaborer des stratégies,... On comprend donc aisément qu'il faille chercher des outils aidant le concepteur (qui est souvent un ingénieur de bureau d'études) dans les deux étapes en automatisant la plus grande partie possible du travail. En même temps que cet objectif de gain de temps, on recherche constamment une amélioration des solutions proposées (augmentation du rendement, diminution des masses, diminution du coût, etc.). Ainsi on cherche très exactement à augmenter l'*efficacité* [22] de la conception.

Il est indéniable que les ordinateurs, à travers les outils mathématiques et de traitement de la connaissance contribuent à augmenter l'efficacité de la conception sur les deux plans : ils peuvent aboutir à de meilleures solutions en mettant en œuvre divers algorithmes de recherche des solutions

que l'on ne peut pas gérer « manuellement » et ils permettent d'effectuer des manipulations de données (mathématiques entre autres) avec une rapidité indiscutable.

Nous allons maintenant voir quels sont les outils qui peuvent améliorer l'efficacité de la conception dans ces deux étapes : le choix de la structure et le dimensionnement de la structure.

3. Outils d'aide à la conception en vue de l'amélioration de son efficacité.

3.1. Outils d'aide au choix de la structure du système à concevoir.

Cette étape est difficile à automatiser car nous rappelons qu'il s'agit de manipuler des connaissances et d'intégrer de l'expérience voire de la créativité, soit globalement de manipuler de l'intelligence.

On peut simplement mettre en place des bases de données regroupant diverses solutions et leurs qualités respectives. Une comparaison des qualités requises par le cahier des charges avec celles de la base de données permet de retenir une structure [10].

Des outils plus évolués et naturellement plus adaptés sont ceux utilisant l'intelligence artificielle, par exemple les systèmes experts. On reproduit le raisonnement d'un véritable expert lorsqu'il a à choisir une structure parmi plusieurs possibilités. On représente les éléments du système à concevoir (par exemple les convertisseurs statiques et les machines électriques pour un entraînement à vitesse variable) par des objets (au sens informatique) et on applique à ces objets des règles permettant de les assembler et de faire des choix.

Nous ne nous attarderons pas plus sur cet aspect de la conception encore peu développé et dont le concepteur lui-même n'a pas forcément la charge. Souvent, le choix de la structure est clairement imposé dans le cahier des charges et le travail le plus important reste le dimensionnement. D'autre part, à ce niveau de la conception, il n'est pas toujours possible de trancher entre plusieurs structures et seul le dimensionnement permet un choix objectif et définitif [23].

3.2. Outils d'aide au dimensionnement.

Une analyse des différentes solutions existantes amène à distinguer trois types d'outils. Ils partent tous de la connaissance de base qui est un modèle mathématique de la structure représentée mais ils diffèrent dans l'approche qu'ils ont pour « inverser » le modèle (cf. § 2.2.2).

3.2.1. Dimensionnement par approche « procédurale ».

La première idée, intellectuellement la plus immédiate, est de définir une procédure qui traite les équations dans un ordre logique et ramène ponctuellement le dimensionnement à une suite de problèmes mathématiques simples ne demandant pas d'algorithmes numériques lourds (résolutions d'équations du premier ou du second degré à une ou deux inconnues). Pour cela, on simplifie le modèle mathématique et on fixe a priori certains paramètres ; ensuite de proche en proche on trouve les autres paramètres en faisant éventuellement des retours en arrière (des itérations) pour corriger un ou plusieurs paramètres en vue d'améliorer ou tout simplement de trouver une solution. Ces procédures, très classiques, sont abondamment décrites dans les ouvrages habituels de dimensionnement des machines électriques [24], [25] et dans de très nombreux articles ([26] ou [27] entre autres).

Souvent ces procédures reposent sur une grande finesse de synthèse et beaucoup d'expérience. De plus une de leurs qualités non négligeable est qu'elles ne nécessitent généralement pas de point initial,

c'est-à-dire que l'on peut dimensionner une structure sans avoir une idée a priori de ses grandeurs descriptives. Cependant, elles manquent clairement d'efficacité pour deux raisons.

Premièrement, la qualité de la solution trouvée reste souvent médiocre à cause des simplifications intervenues dans le modèle et des variables qui ont été fixées initialement. Ainsi ces procédures permettent de trouver une solution satisfaisant le cahier des charges, mais la solution est rarement optimale.

Deuxièmement, si le temps mis pour trouver une solution, une fois la procédure programmée, est généralement court, il reste que cette approche n'a rien de générique et qu'il faut donc déterminer et programmer une procédure pour chaque structure à dimensionner. Par ailleurs, la solution dimensionnée par cette approche nécessite souvent d'être validée par un outil numérique plus précis que le modèle analytique sur lequel repose la procédure précédente. L'approche « procédurale » s'avère finalement relativement coûteuse en temps, même si elle ne fait pas forcément appel à des techniques mathématiques élaborées.

3.2.2. Dimensionnement à l'aide de systèmes experts.

Le dimensionnement utilisant des systèmes experts [28], [29] repose sur les techniques de l'intelligence artificielle. L'objectif est de reproduire le raisonnement d'un expert vis à vis d'un problème de conception donné. Une grande partie du travail consiste donc à recueillir la connaissance de l'expert. Il faut ensuite la modéliser, c'est-à-dire la représenter par des règles élémentaires applicables à l'objet à concevoir. Le système expert sera d'autant plus efficace que le nombre de règles sera important. Mais la limite vient souvent du fait que ces règles finissent par se contredire et donc à bloquer le système. Ainsi, même si les logiciels obtenus avec les systèmes experts sont conviviaux et peuvent traiter les deux phases de la conception d'une structure, ils restent en général long de par l'utilisation d'un langage symbolique de haut niveau.

3.2.3. Dimensionnement à l'aide d'algorithmes d'optimisation.

Nous rappelons que, dans le cas où le cahier des charges est réalisable, il existe le plus souvent une infinité de solutions à un problème de dimensionnement donné. Donc, au delà de la simple recherche d'une solution, l'idéal est de trouver la meilleure solution au regard d'un critère qui est en fait un paramètre ou une combinaison de paramètres du modèle structural (par exemple la masse totale d'un moteur, le coût total d'un convertisseur, le rendement du système, etc.). On parle pour ce paramètre particulier de *fonction objectif*. Dans l'espace des solutions, on recherche alors une *solution optimale*, c'est-à-dire qui rend minimale ou maximale la fonction objectif. En génie électrique, plusieurs auteurs [20], [21], [30], [31] ont ainsi montré l'équivalence entre un problème de dimensionnement de structure et un problème mathématique d'optimisation sous contraintes : avec les notations du paragraphe 2.2.2 de ce chapitre, il faut donc vérifier les N_e équations du modèle, les N_{ce} contraintes d'égalité du cahier des charges, les N_{ci} contraintes d'inégalité du cahier des charges et optimiser une fonction objectif.

On peut schématiquement résumer cela par le système bouclé de la figure 20. Ce schéma appelle deux remarques. Premièrement, le dimensionnement par optimisation est toujours itératif. Il faut donc partir d'un point initial qui pourra par exemple être obtenu par une approche « procédurale » sommaire [21] et faire des itérations jusqu'à satisfaire un critère qui permet de dire si l'optimum de la fonction objectif a été atteint ou pas. Cette approche convient donc parfaitement au problème de l'amélioration d'une structure déjà existante (par exemple l'optimisation d'une gamme de machines électriques chez un constructeur de grandes séries). Deuxièmement, le système bouclé de la figure 20 est analogue à un

système électronique où l'on cherche à inverser un opérateur en l'insérant dans la chaîne de retour d'un système bouclé ; ici, on inverse l'opérateur « modèle », ce qui correspond à l'opération de dimensionnement comme il a été dit plus haut.

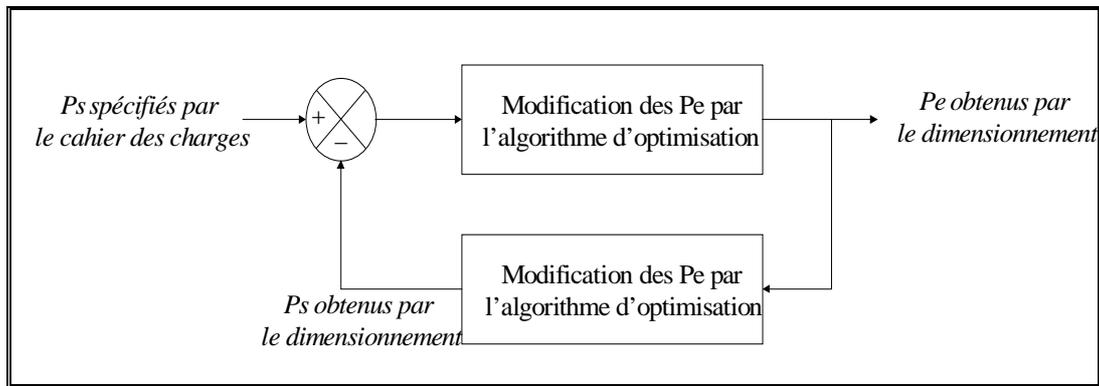


figure 20 : représentation symbolique de l'algorithme de dimensionnement par optimisation à l'aide d'un système bouclé.

4. Dimensionnement par optimisation.

Les deux éléments de base constituant une procédure de dimensionnement par optimisation sont un *modèle* et un *algorithme d'optimisation*. On distingue plusieurs méthodes selon le type de modèle et d'algorithme d'optimisation.

4.1. Les deux familles d'algorithme d'optimisation.

Il existe deux grandes familles d'algorithme d'optimisation :

- les algorithmes *stochastiques* ;
- les algorithmes *non stochastiques* ou *déterministes*.

De nombreux auteurs ont décrit et comparé ces algorithmes. Nous nous proposons d'en faire ici un résumé succinct en comparant essentiellement l'efficacité qu'il peuvent conférer à une procédure de dimensionnement.

4.1.1. Les algorithmes d'optimisation stochastiques.

Ces algorithmes sont basés sur une analyse aléatoire de l'espace des solutions. On peut citer trois exemples :

- la méthode de *Monte-Carlo* : on génère des combinaisons aléatoires de paramètres descriptifs du système ; on analyse chaque combinaison avec le modèle et on choisit celle qui optimise le critère ; éventuellement on affine le tir autour du point optimum ;
- la méthode *génétique* : elle s'appuie sur une analogie entre la recherche d'un optimum et la sélection naturelle ; on crée des « populations » de la structure à dimensionner, puis on leur applique des opérations génétiques telles que la reproduction, le croisement ou la mutation pour créer de nouvelles populations ; le processus s'arrête lorsqu'une solution stable est atteinte ;
- la méthode du *recuit simulé* : elle repose sur une simulation de l'opération de recuit d'un solide ; cette opération consiste dans le chauffage d'un solide jusqu'à la fusion de celui-ci ; puis le solide est refroidi pour arriver à un état optimum d'énergie ; en optimisation, on choisit un paramètre de

contrôle ou de chauffage analogue à la température et la fonction objectif sera l'analogie de l'énergie du solide ; le but est de minimiser la fonction objectif (l'énergie) en faisant décroître le paramètre de contrôle (la température).

En terme d'efficacité, les algorithmes d'optimisation stochastiques présentent donc les deux avantages incontestables suivants. Le premier est la validité de la solution trouvée tandis que le second concerne la rapidité d'obtention d'un logiciel s'appuyant sur ces méthodes :

- les procédés mathématiques sur lesquels reposent ces algorithmes ne nécessitent pas de point de départ physiquement cohérent, car ils évitent naturellement les optimums locaux ; en pratique, cela veut dire pour le dimensionnement que l'on peut se passer d'une procédure d'initialisation élaborée et reposant sur la physique du problème ; un simple (et rapide) tirage aléatoire des paramètres initiaux peut éventuellement convenir, sans compromettre la convergence de l'algorithme ou buter sur un optimum local ;
- ces méthodes sont directes ; aucun calcul supplémentaire et aucune hypothèse particulière sur la nature mathématique du modèle ne sont nécessaires (en dehors des évaluations des différentes combinaisons de paramètres descriptifs de la structure) ; ainsi l'élaboration d'un logiciel reposant sur ces techniques d'optimisation n'impose que la programmation du modèle et de l'algorithme, ce qui rend cette élaboration a priori assez rapide.

Cependant, le principal inconvénient qui limite l'efficacité des algorithmes d'optimisation stochastiques concerne leur rapidité d'obtention d'une solution. En effet, ces méthodes convergent lentement et nécessitent un grand nombre d'itérations pour aboutir à une solution. Cela signifie qu'une fois le logiciel programmé, les méthodes de dimensionnement utilisant ces algorithmes sont plutôt lentes dans l'obtention d'une solution, surtout si elles sont liées à des modèles numériques, eux-mêmes coûteux en temps de calcul. De plus, comme ces méthodes n'utilisent pas de critère rigoureux de convergence, il est très difficile de savoir avec quelle précision *relative* l'optimum est atteint.

4.1.2. Les algorithmes déterministes.

Ces algorithmes orientent leur recherche de l'optimum à l'aide d'une information mathématique : la valeur de la dérivée partielle de la fonction objectif. Ainsi, l'algorithme « plonge » rapidement vers l'optimum le plus proche. Ces algorithmes portent aussi le nom de méthodes du gradient. Il en existe plusieurs, plus ou moins élaborées, convergeant plus ou moins rapidement et tenant compte ou non des contraintes. On trouve dans [30] une présentation détaillée de ces méthodes. D'une manière générale elles possèdent les trois inconvénients suivants, qui sont à mettre en parallèle avec les avantages des méthodes stochastiques :

- ces algorithmes nécessitent le calcul de toutes les dérivées partielles de la fonction objectif en fonction de tous les paramètres dont elle dépend ; ils imposent donc un temps de calcul analytique et de développement important pour chaque problème ;
- ces algorithmes peuvent converger vers des optimums locaux, ce qui impose de bien choisir le point initial et donc de développer une procédure dédiée à ce travail ; pour confirmer le résultat, il est nécessaire de réaliser plusieurs optimisations avec plusieurs points initiaux pour trouver l'optimum global ;
- ces algorithmes sont applicables dans des espaces continus ; ils ne permettent donc pas de tenir compte directement d'éventuels paramètres discrets tels que le nombre de paires de pôles d'une machine.

Les méthodes du gradient présentent en outre les deux avantages très intéressants qui suivent :

- elles convergent rapidement et ce d'autant plus que l'on dispose d'une expression symbolique exacte des dérivées partielles¹⁷, ce qui, théoriquement, est toujours possible ; ainsi, une fois le logiciel programmé, elles sont extrêmement rapides dans la recherche d'une solution ;
- elles possèdent des critères de convergence exacts et on peut donc dire avec quelle précision un optimum est atteint ; ceci permet d'obtenir de bonnes solutions en ajustant la précision de convergence.

Le tableau 4 résume les avantages et les inconvénients en terme d'efficacité de dimensionnement.

tableau 4 : tableau comparatif des mérites des deux familles d'algorithmes d'optimisation en terme d'efficacité de dimensionnement

	<i>Rapidité de développement d'un outil de dimensionnement</i>	<i>Rapidité d'obtention d'une solution une fois l'outil de dimensionnement réalisé</i>	<i>Qualité de la solution obtenue</i>
<i>Algorithmes stochastiques</i>	+	--	+
<i>Algorithmes déterministes</i>	-	++	+ (si on ne converge pas vers un optimum local)

4.2. Les deux familles de modèles.

On distingue deux types de modèles que l'on va décrire et dont on va discuter l'intérêt toujours dans la même problématique d'efficacité de dimensionnement [22].

4.2.1. Les modèles analytiques.

Il s'agit des solutions symboliques exactes des équations physiques d'un système, en faisant des hypothèses simplificatrices sur la structure et les propriétés physiques de celui-ci.

Nous citons les deux exemples suivants dans le cadre des machines électriques :

- on peut établir l'expression exacte du potentiel vecteur dans l'entrefer d'une machine électrique synchrone à aimants en supposant que le stator n'est pas denté et que la perméabilité des matériaux ferromagnétiques est infinie ; de ce potentiel vecteur, on peut déduire toutes les grandeurs électromagnétiques de la machine (force électromotrice, couple, etc.) ;
- à partir de schémas équivalents, on peut modéliser le fonctionnement macroscopique électrique, magnétique ou thermique¹⁸ d'un système [32] ; si ces schémas nécessitent des hypothèses fortes, ils permettent néanmoins d'établir symboliquement l'expression de toutes les performances.

Les modèles analytiques présentent les avantages suivants :

- ils sont rapides et permettent d'explorer au maximum l'espace des solutions dans un temps donné ;
- ils permettent une grande variation de tous les paramètres du modèle dans les limites de validité de ses équations ; cela permet par exemple de dimensionner des moteurs de puissances très différentes et dont tous les paramètres varient dans de grandes proportions ;
- leurs équations symboliques contiennent un lien explicite entre tous les paramètres et les phénomènes physiques qui interviennent dans le système ; cela aide le concepteur à comprendre le

¹⁷ On évite alors des problèmes liés à l'évaluation numérique des dérivées partielles qui appauvrissent la convergence de l'algorithme et par conséquent la qualité de la solution.

¹⁸ On parle alors plutôt de schéma nodal équivalent.

fonctionnement intime de la machine et l'interaction entre les différents paramètres, notamment pour réaliser d'éventuels compromis ;

- ils permettent de calculer l'expression symbolique rigoureuse de tous les paramètres de fonctionnement en fonction de tous les paramètres descriptifs du système et de toutes les dérivées partielles de la fonction objectif par rapport à tous les paramètres du système ; nous avons vu que cela s'avère particulièrement utile lorsque le modèle est lié à un algorithme du gradient et cela permet en outre de connaître facilement la sensibilité d'un paramètre fonctionnel à une variation d'un paramètre descriptif.

En revanche, ils présentent les inconvénients suivants :

- ils sont adaptés aux calculs de performances moyennes, mais peu aux calculs de phénomènes locaux ; ainsi, ils ne permettent pas (ou difficilement) de modéliser des phénomènes microscopiques (par exemple une saturation magnétique locale dans l'isthme d'une dent d'un stator de machine électrique ou le couple de détente dans une machine à aimant) ; ainsi ces modèles manquent généralement de précision dans l'évaluation de certains phénomènes locaux ;
- ils ne sont pas génériques ; cela implique qu'un développement complet de toutes les équations doit être réalisé pour chaque nouvelle machine.

4.2.2. Les modèles numériques.

Ces modèles résolvent directement les équations physiques de base du système à dimensionner, avec un faible niveau d'hypothèses et en utilisant des algorithmes mathématiques numériques lourds¹⁹ ; ils fournissent des valeurs de potentiels (magnétiques, électriques ou thermiques) en tous les points de la structure. On déduit du potentiel les valeurs des grandeurs macroscopiques du problème (par exemple couple moyen, puissance ou encore température moyenne du bobinage d'une machine électrique). La méthode des éléments finis [33], [34] et la méthode des différences finies sont des exemples de méthodes numériques très utilisées et permettant la modélisation de phénomènes électriques, magnétiques, mécaniques ou thermiques. Ces méthodes reposent en général sur la décomposition de la structure en petites régions (maillage) sur lesquelles on suppose une évolution donnée du potentiel (évolution linéaire ou quadratique en général) ; en regroupant les équations de toutes les « petites » régions (les mailles) et en utilisant les conditions aux limites du problème, on peut trouver une valeur approchée du potentiel en tous les nœuds et par suite dans toutes les mailles de la structure.

Ces modèles présentent les avantages suivants :

- ils sont précis, car ils peuvent tenir compte de phénomènes locaux et ce d'autant plus que le maillage de la structure est plus fin ;
- ils se présentent le plus souvent sous la forme de logiciels génériques dans lesquels on ne fait que décrire la structure géométrique et ses propriétés physiques ; ainsi le temps de développement est plutôt court.

En revanche, ils présentent les inconvénients suivants :

- ils sont lents à cause de la lourdeur des calculs mis en œuvre et du fait qu'ils nécessitent au départ un maillage de la structure ;
- ils n'offrent pas de lien explicite entre les paramètres car ils se présentent comme une boîte noire abstraite ; aussi ces modèles ne donnent-ils que peu d'informations explicites sur la physique du problème ;

¹⁹ Il s'agit le plus souvent de l'inversion de grandes matrices.

- ils ne permettent pas un couplage facile des différents phénomènes physiques ; en pratique on dispose actuellement au mieux de couplages forts ou faibles entre deux phénomènes physiques (magnétiques et thermiques ou magnétiques et électriques par exemple) ; il ne s’agit pas nécessairement d’une limite théorique, mais dans tous les cas, les couplages ont tendance à allonger encore plus les temps de calcul, ce qui rend *l’approche système* difficile à mettre en œuvre avec de tels modèles.

Le tableau 5 résume ce qui vient d’être dit quant aux mérites comparés des modèles analytiques et numériques dans une procédure de dimensionnement.

tableau 5 : comparaison des modèles analytiques et numériques en terme d’efficacité dans une procédure de dimensionnement

	<i>Modèles analytiques</i>	<i>Modèles numériques</i>
<i>Facilité et rapidité de mise en œuvre</i>	-	+
<i>Niveau d’hypothèses</i>	-- (élevé)	++ (faible)
<i>Possibilité d’analyse de tout le système (couplages)</i>	++	-
<i>Finesse de l’analyse et précision de la solution</i>	-	++
<i>Rapidité de l’analyse</i>	++	-

4.3. Conclusions sur le dimensionnement par optimisation.

D’après de ce qui a été dit précédemment, on retrouve quatre types de procédures qui ont toutes déjà été mises en œuvre. Nous allons les décrire et essayer de déterminer laquelle est la plus efficace.

4.3.1. Optimisation d’une structure par modèle numérique et algorithme du gradient.

Ce genre d’approche [35] est très lourd car il faut évaluer les dérivées partielles numériquement ; l’approche est très coûteuse en calcul et la convergence n’est pas toujours facile surtout si l’on veut prendre en compte beaucoup de paramètres. De plus, le temps de développement est long car il n’existe pas à notre connaissance d’outils génériques qui formalisent cette approche. La méthode semble donc assez peu efficace, car :

- elle demande beaucoup d’investissement en temps de développement (et de plus il faut recommencer le travail pour chaque nouvelle structure) : il faut développer une procédure pour trouver un point initial et programmer le logiciel qui lie un algorithme du gradient à un modèle numérique ;
- le temps d’obtention de la solution est long du fait du nombre de calculs numériques à effectuer et ce d’autant plus que l’on on veut obtenir une solution plus précise ;
- la qualité de la solution n’est pas toujours satisfaisante car le modèle ne tient pas compte de tous les phénomènes physiques, donc toutes les contraintes n’interagissent pas ensemble ; par exemple on peut trouver une machine électrique optimale pour la création de couple mais dont les échauffements ne sont pas admissibles si la modélisation thermique n’intervient pas.

4.3.2. Optimisation d’une structure par modèles numériques et algorithmes stochastiques.

Cette approche [21] est moins lourde que la précédente, car il n’est pas nécessaire de calculer des dérivées partielles. Ainsi, on peut utiliser facilement un outil générique déjà existant pour la modélisation numérique et le lier à un algorithme d’optimisation disponible dans des bibliothèques de

procédures déjà programmées, ce qui permet de réduire les temps de développement. Ceci étant, il reste les inconvénients suivants :

le temps de calcul reste toujours long à cause du nombre important d'analyses par le modèle numérique surtout si l'on considère beaucoup de paramètres²⁰ ;

la précision de la solution est incertaine à cause de la méthode d'optimisation et il est difficile de prendre en compte la diversité physique des contraintes.

4.3.3. Optimisation d'une structure par modèles analytiques et algorithmes stochastiques.

Cette approche [20] permet d'utiliser un modèle décrivant le système dans sa globalité ce qui permet de tenir compte de toutes les contraintes du cahier des charges simultanément. Les temps de développement sont essentiellement limités par l'obtention d'un modèle analytique complet du système à dimensionner, tâche qui doit être répétée pour chaque nouvelle structure. De plus l'utilisation des algorithmes stochastiques demande beaucoup d'analyses par le modèle dans la recherche d'une solution ; la convergence reste donc longue même si elle est plus courte qu'avec les modèles numériques, ce qui autorise à tenir compte de plus de paramètres. L'efficacité est donc améliorée à la fois en temps de calcul et au niveau de la cohérence de la solution avec les contraintes du cahier des charges.

4.3.4. Optimisation d'une structure par modèles analytiques et algorithmes du gradient.

Dans cette approche, le temps de développement concerne surtout, outre l'obtention du modèle, le calcul de toutes les dérivées partielles. Lorsque le problème est grand (ce qui est nécessairement le cas si on veut modéliser tous les phénomènes physiques d'un système), le nombre de dérivées partielles devient extrêmement important. Deux solutions s'offrent à nous :

renoncer à l'expression symbolique des dérivées partielles et les calculer numériquement, mais cela limite la rapidité d'obtention des solutions et surtout crée des problèmes numériques qui empêchent parfois la convergence ; au total la méthode serait plutôt lente et imprécise [36] ;

automatiser le calcul des dérivées partielles à l'aide d'un logiciel de calcul symbolique [37] ; c'est le cœur de la méthodologie PASCOSMA [20] développée expérimentalement au LEG ; on dispose alors des dérivées partielles exactes, ce qui permet d'utiliser toute la puissance des algorithmes de gradient (i.e. la rapidité et la précision de convergence) ; de plus ces opérations mathématiques ne dépendent pas de la nature physique des équations et elles ont donc un caractère générique qui a été utilisé dans la méthodologie PASCOSMA ; au total tout le travail de calcul des dérivées partielles, de programmation de ces dérivées et de liaison avec un algorithme d'optimisation (déjà programmé et extrait d'une bibliothèque [38]) est automatisé selon le schéma de la figure 21.

4.3.5. Conclusions.

Avec la méthodologie PASCOSMA, c'est l'approche regroupant les modèles analytiques et les méthodes du gradient qui se montre la plus efficace car :

le temps de développement est limité à l'obtention d'un modèle analytique de la structure, le reste des développements informatiques étant pris en charge automatiquement²¹ par PASCOSMA;

²⁰ [21] annonce 48 heures de calcul sur un PC équipé d'un PENTIUM cadencé à 200 MHz pour l'optimisation d'une machine synchrone à aimants sur trois paramètres.

²¹ On remarque au passage que l'automatisation de la programmation évite les phases de déverminage, ce qui accroît encore l'efficacité de la méthode.

le temps d'obtention d'une solution est rapide car la disposition des dérivées partielles exactes permet de converger en quelques itérations (quelques dizaines au plus) ;
la qualité dépend essentiellement de celle de la modélisation qui pourra être ici la plus large et la plus précise possible pour tenir compte correctement de tous les phénomènes physiques.

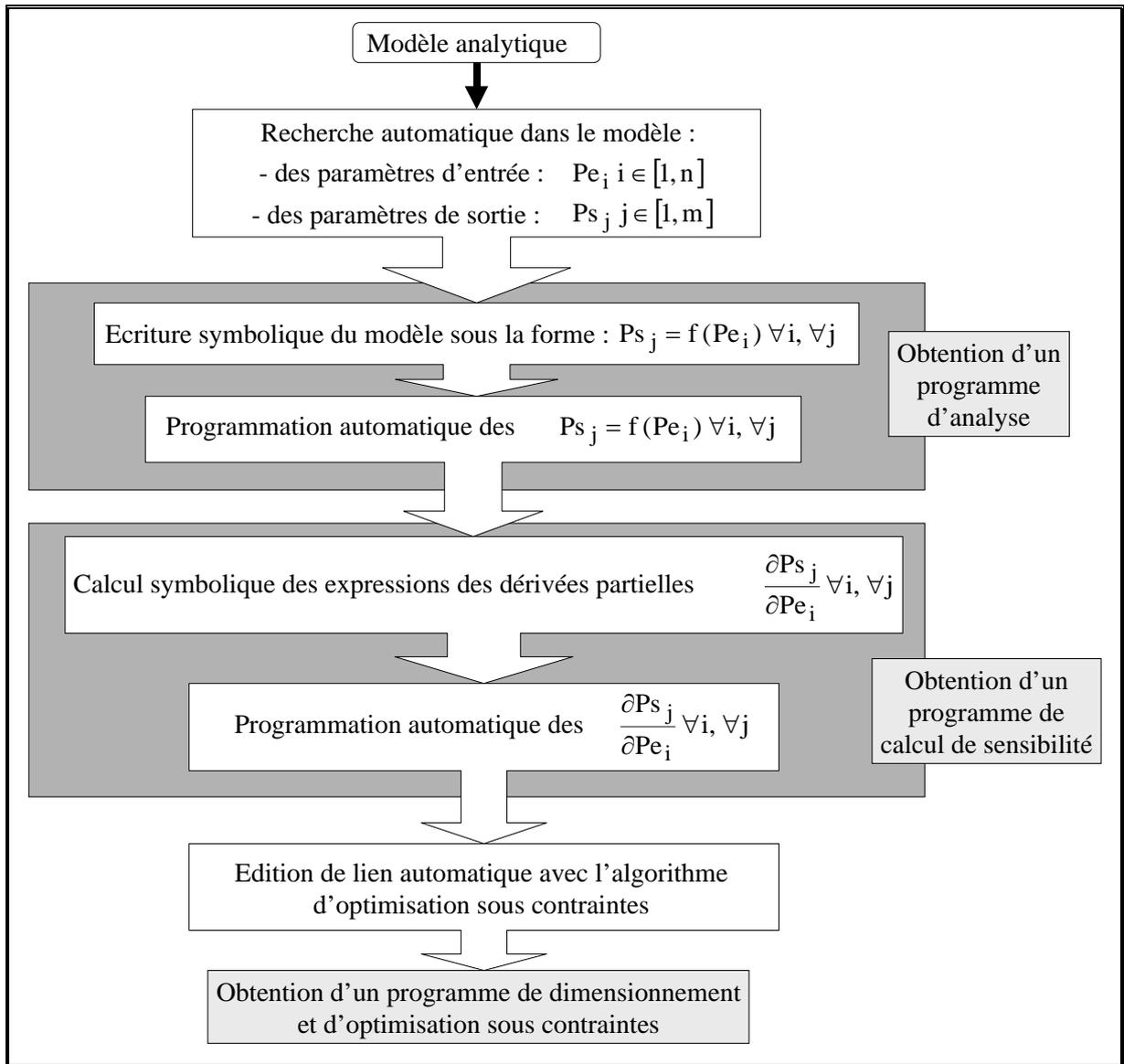


figure 21 : organigramme de génération automatique d'un programme de dimensionnement et d'optimisation sur la base d'un modèle analytique avec la méthodologie PASCOSMA.

Les limites de cette approche sont celles des modèles analytiques et des algorithmes du gradient : il est nécessaire de pouvoir décrire tout le système par un modèle analytique et ceci n'est pas toujours aisé²² ;

il faut posséder un point de départ, ce qui est facilement réalisable en développant une procédure de dimensionnement sommaire ;

l'algorithme peut être berné par un optimum relatif et il ne sait pas gérer les paramètres discrets (on peut par exemple converger vers une solution où le nombre de pôles d'une machine électrique vaut

²² Par exemple il n'est pas facile de décrire le comportement séquentiel de l'électronique de puissance.

7,56) ; là, une solution consiste à commencer l'optimisation avec des méthodes stochastiques qui gèrent les paramètres discrets et évitent les extremums relatifs puis de finir avec une méthode du gradient en fixant les paramètres discrets ; on y perdrait en temps de calcul mais on y gagnerait en précision de la solution.

5. Description de la procédure retenue pour la conception des moteurs-roues.

La procédure que nous avons finalement retenue pour la conception des moteurs-roues est décrite sur l'organigramme de la figure 22. Nous avons entouré d'un trait simple les étapes qui sont réalisées une fois pour toutes et d'un trait double celles qui sont à refaire pour chaque nouveau cahier des charges de moteur-roue.

La première partie concerne la définition de la structure. Elle est faite « à la main », car il n'existe pas encore d'outil disponible pour ce travail. Nous passons en revue les différentes solutions possibles dont on compare qualitativement les mérites respectifs afin de retenir une structure. Ce travail fait l'objet du troisième chapitre de ce mémoire.

La seconde partie de dimensionnement de la structure est la plus coûteuse en temps de développement. Il faut établir les équations d'un modèle analytique complet de moteur-roue en tenant compte des phénomènes magnétiques, électriques et thermiques. C'est l'objet de la deuxième partie de ce mémoire. Le modèle analytique obtenu sert de base à une application de dimensionnement par optimisation générée par le logiciel PASCOSMA. Il faut aussi concevoir une procédure simple de pré-dimensionnement dont l'objectif est d'avoir directement à partir du cahier des charges un premier système sommaire, non optimal mais physiquement cohérent, qui sert de point de départ à l'optimisation.

Nous avons voulu ajouter à cela une validation des performances de la solution obtenue par l'optimisation en utilisant des simulations numériques. En effet, nous pensons que l'emploi des modèles numériques reste nécessaire à ce stade de la conception pour les trois raisons suivantes :

- il faut vérifier que l'on n'est pas sorti des limites de validité du modèle analytique qui ne sont pas toujours faciles à cerner, et ce d'autant plus que l'optimisation va souvent chercher des solutions au voisinage de ces limites ;
- il est bon d'évaluer le comportement microscopique du système (saturations magnétiques locales, démagnétisation d'un aimant, points chauds, etc.) et de déterminer des grandeurs difficiles ou impossibles à modéliser correctement analytiquement (couple de denture, inductances de fuites, etc.) ;
- enfin, il est intéressant d'avoir des valeurs plus exactes des performances du système, donc plus proches de la réalité du premier prototype.

Nous préconisons l'emploi des modèles numériques à la suite d'une optimisation sur la base des modèles analytiques, car le calcul numérique est long. Dans cette approche de validation, un seul calcul est a priori nécessaire. Nous nous fions à l'étape précédente pour la recherche de l'optimum et nous ne cherchons qu'à caractériser plus finement la solution obtenue sans effectuer de nouvelles itérations. De trop grosses erreurs entre les modèles analytiques et numériques nous amèneraient plutôt à revoir le modèle analytique ou les contraintes du cahier des charges pour améliorer la solution analytique. D'autre part, on remarque que la réalisation d'un modèle paramétré, avec lequel on effectue toujours les mêmes simulations, autorise une automatisation de tous les calculs numériques ; cela évite beaucoup de travail au concepteur.

6. Conclusions

Nous avons procédé à une analyse du processus de conception que nous avons décomposé en deux étapes : la définition d'une structure et son dimensionnement. Nous avons passé en revue les principales méthodes permettant d'accroître l'efficacité du dimensionnement. Nous avons alors jeté les bases d'une méthodologie de dimensionnement utilisant une procédure d'optimisation sur la base de modèle analytique et une validation par des modèles numériques. Nous pensons que cette procédure s'avère extrêmement efficace, tant au niveau des développements à réaliser pour la mettre en œuvre, qu'au niveau de la rapidité d'obtention et de la qualité des solutions. Ce chapitre, plutôt abstrait, est guidé par ce seul maître mot : l'*efficacité*. L'objectif est d'éviter au concepteur toutes les démarches longues et rébarbatives pour se concentrer sur la physique du problème et l'analyse critique des résultats. Au total le concepteur passe plus de temps à concevoir qu'à faire des mathématiques. Cette approche sera validée par un exemple pratique au dernier chapitre de ce mémoire.

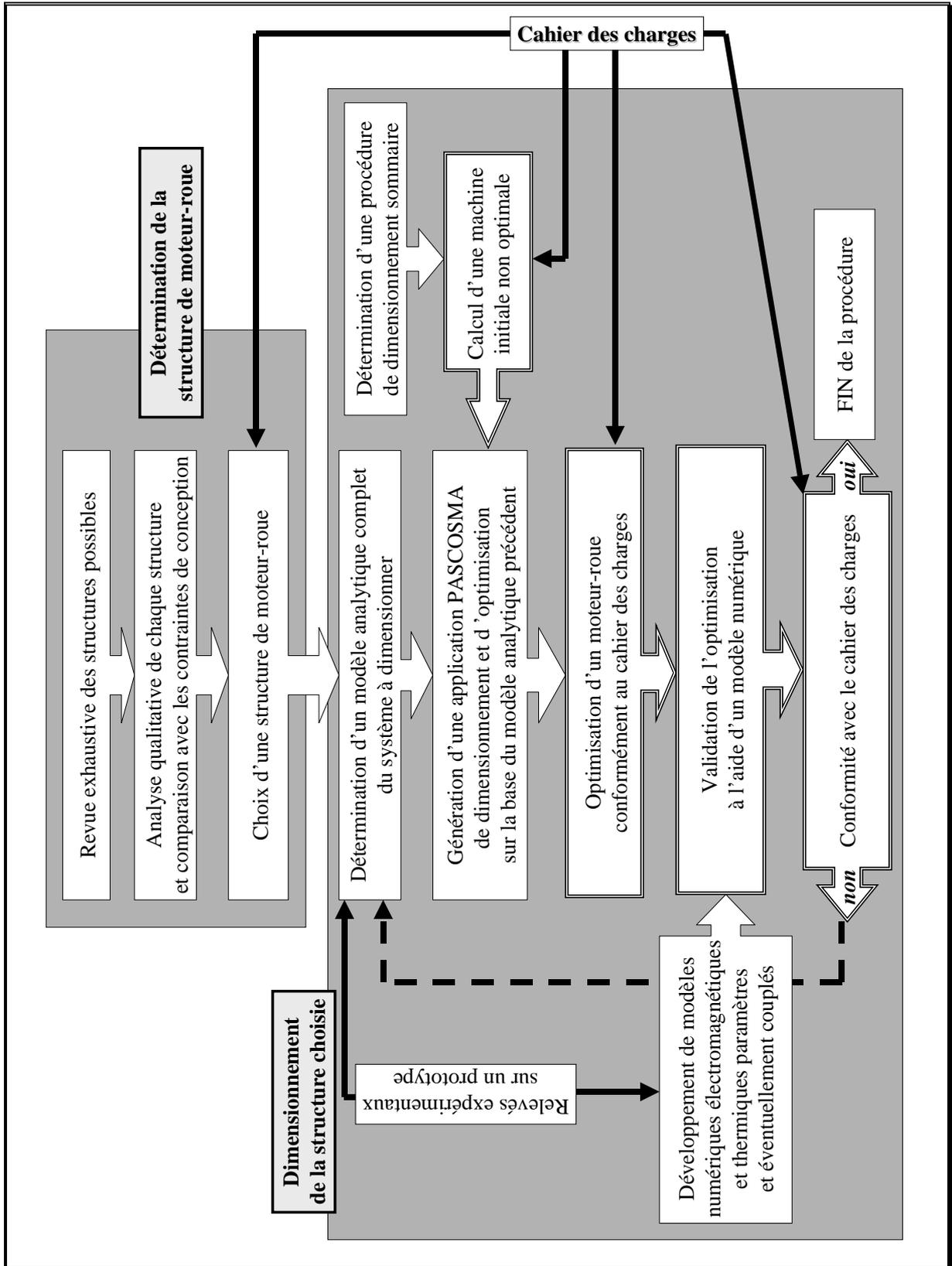


figure 22 : organigramme de la procédure proposée pour la conception de moteurs-roues.

Chapitre 3. Choix de la structure de moteur-roue

1. Introduction.

NOUS avons vu au chapitre 2 que la première étape de la conception correspond au choix d'une structure susceptible de répondre le mieux possible au cahier des charges. Nous allons donc rechercher un système associant un moteur électrique et un convertisseur électronique pouvant être intégré de façon simple dans la roue d'un véhicule électrique, en tenant compte de toutes les contraintes de conception exposées dans le premier chapitre. Pour faire ce choix, nous faisons une analyse critique des principales possibilités et nous comparons celles-ci non seulement au regard des performances à atteindre, mais aussi des contraintes technologiques et économiques liées à un éventuel développement industriel. En effet, notre objectif n'est pas seulement de déterminer un système performant, mais nous voulons que celui-ci puisse aboutir à des applications concrètes sur des véhicules. Nous montrons ainsi que le moteur synchrone sans balais à fém trapézoïdale associé à un onduleur de tension régulé en courant répond correctement à ces conditions. Nous abordons ensuite le fonctionnement du système et quelques problèmes liés à la conception générale du système.

2. Les différentes structures envisageables.

Nous allons passer en revue différentes solutions envisageables. Dans la mesure du possible, nous ferons référence à des réalisations concrètes déjà publiées à ce jour, afin de justifier la vraisemblance des solutions envisagées. Pour autant, il ne s'agit pas d'une étude bibliographique exhaustive ; la production scientifique sur le sujet est actuellement très abondante et notre objet est plutôt d'illustrer différentes solutions techniques. Nous considérons ici à la fois les « vrais » moteurs-roue et les moteurs à proximité de la roue, et nous classons les systèmes en fonction de la nature du moteur utilisé.

2.1. Systèmes utilisant un moteur asynchrone.

Le moteur asynchrone reste aujourd'hui encore le moteur industriel par excellence et c'est celui où la standardisation est la plus avancée (par exemple, les tôles utilisables sont normalisées). Pour fonctionner à vitesse variable à partir d'une batterie, il doit être associé à un onduleur de tension triphasé.

La société GEC Alsthom [12] a développé un moteur-roue pour la traction de bus électriques hybrides. Le moteur est associé à un réducteur et l'ensemble est intégré dans une roue très large pour laquelle un pneumatique spécial a été développé (cf. figure 23). Les caractéristiques techniques du moteur sont les suivantes :

- type : moteur asynchrone triphasé rapide ;
- puissance en régime continu : 60 kW ;
- puissance maximale : 90 kW ;
- vitesse maximale : 9200 tr/min ;
- couple maximal : 500 N.m ;
- refroidissement : par circulation interne d'eau glycolée ;
- masse du moteur : ≈ 130 kg .

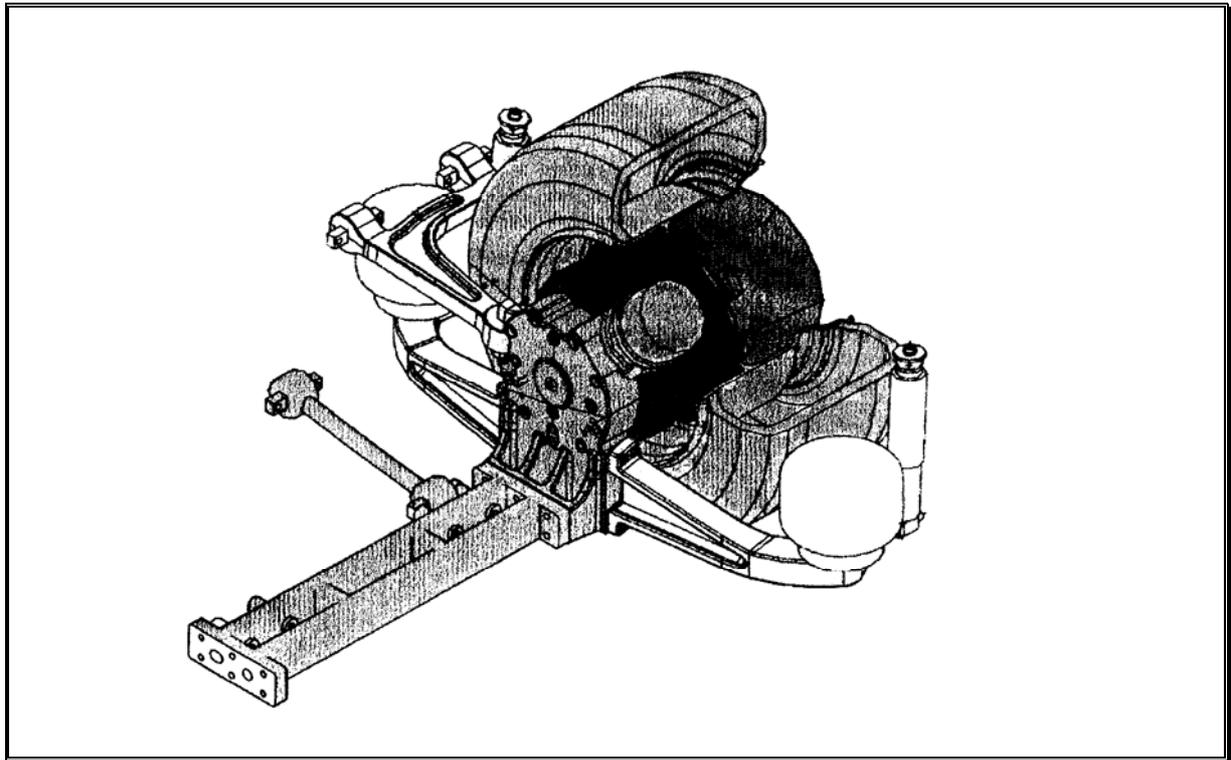


figure 23 : structure du moteur-roue asynchrone développé par GEC Alsthom pour un bus hybride.

Le moteur est alimenté par un convertisseur compact, totalement intégré dans un boîtier. Les caractéristiques techniques de ce convertisseur sont les suivantes :

- type : onduleur de tension triphasé régulé par MLI ;
- fréquence de la MLI : 7,5 kHz ;
- refroidissement : par circulation interne d'eau glycolée ;
- masse du convertisseur : ≈ 10 kg
- volume occupé par le convertisseur : ≈ 9 l.

2.2. Systèmes utilisant un moteur à courant continu.

Le moteur à courant continu est, pour sa part, le plus simple à piloter, car on régule une seule grandeur qui, en plus, est continue. La régulation par un hacheur réversible en courant et en tension est bien maîtrisée et largement décrite dans de nombreuses références bibliographiques. L'électronique est relativement simple et peu coûteuse. Cette solution est la seule utilisée par les constructeurs automobiles réalisant des voitures électriques en série (Peugeot 106 ou Renault CLIO par exemple).

Mais, sur ces véhicules, le moteur n'est pas à proximité des roues. Nous avons trouvé deux exemples de moteurs intégrés.

Le premier date de 1975. Il est décrit par un brevet américain et il concerne un vélo électrique. La structure du moteur est décrite sur la figure 24. Il s'agit d'un moteur inversé. Il n'y avait pas de convertisseur statique et la régulation de la vitesse était réalisée par un rhéostat. On peut noter la disposition intéressante des balais tournants.

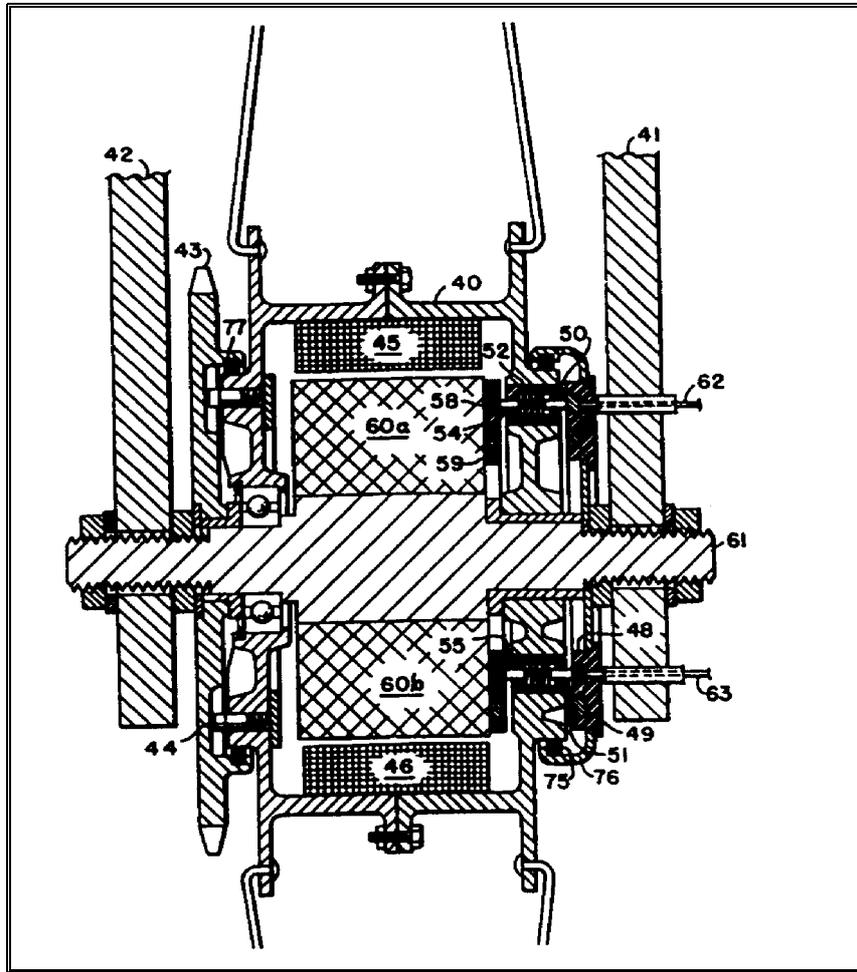


figure 24 : intégration d'un moteur à courant continu inversé dans la roue arrière d'un vélo électrique.

Le second est plus récent. Il concerne un projet de véhicule en self-service développé par l'INRIA [7]. Il s'agit de « voitures » sans permis à quatre roues motrices et directrices. Ces véhicules seraient disponibles dans les zones piétonnières au centre des villes. Chaque moteur est intégré dans un « ensemble de roue » composé d'un moteur de traction à courant continu de 4 kW (associé à un réducteur mécanique), d'un frein motorisé, d'une suspension et de différents capteurs. Le moteur est alimenté par un hacheur dont les caractéristiques techniques ne sont pas plus précisées que celles du moteur. Notons que la version future utilisera un moteur synchrone sans balais.

2.3. Systèmes utilisant un moteur synchrone.

Le moteur synchrone autopiloté à rotor bobiné ou à aimants permanents est de plus en plus utilisé en traction. Le TGV Atlantique l'utilise depuis la fin des années 80. Il permet un fonctionnement à

facteur de puissance proche de l'unité et son contrôle, quoique plus compliqué que celui du moteur à courant continu, paraît plus simple que celui du moteur asynchrone. Nous n'avons pas trouvé d'exemple de moteur à rotor bobiné utilisé dans un système de moteur-roue. A l'inverse, le moteur synchrone à aimants permanents est le moteur le plus utilisé pour ce type (Magnet Motors en Allemagne, Hydroquebec-M4 au Québec, [9], [39]). Par exemple, la société Hydroquébec (l'équivalent québécois d'E.D.F) a dépensé 30 millions de dollars canadiens pour le développement d'un moteur-roue synchrone à aimants. Nous présentons ici trois exemples.

Le premier concerne le véhicule du projet IZA développé dès 1991 par la Compagnie Electrique de Tokyo [39]. Il s'agit d'une voiture de tourisme tout électrique. Les caractéristiques techniques du moteur sont les suivantes :

- type : moteur synchrone à aimant et à rotor inversé à attaque directe ;
- type d'aimants : aimants Sm-Co ;
- puissance continue : 6,8 kW ;
- couple continu : 52 N.m ;
- puissance maximale : 25 kW ;
- vitesse maximale : 1540 tr/min (soit 180km/h pendant 3 min) ;
- couple maximal : 425 N.m (pendant 20 s) ;
- masse du moteur : 33 kg .

Le moteur est alimenté par un onduleur de tension régulé en courant, de masse 22 kg, lui-même alimenté par 24 batteries de type Ni-Cd de 100 A.h connectées de manière à fournir une tension de 288 V. Aucun renseignement supplémentaire n'est communiqué sur l'alimentation du moteur. Notons que l'autonomie mesurée du véhicule, à la vitesse stabilisée de 100 km/h sur un parcours plat, est de 270 km.

Le second système concerne le véhicule solaire AURORA développé par l'Université Technologique de Sydney pour le Challenge Mondial Solaire Darwin – Adélaïde. [40] donne uniquement des précisions sur le moteur, dont les caractéristiques techniques sont les suivantes :

- type : moteur synchrone à aimant Nd-Fe-B, à flux axial et à enroulements statoriques dans l'entrefer²³ ;
- puissance continue : 1,8 kW ;
- puissance maximale : $3 \times 1,8$ kW (pendant 72s) ;
- vitesse moyenne : 1060 tr/min (soit 100 km/h) ;
- vitesse maximale : 1380 tr/min (soit 130km/h) ;
- couple nominal : 16,2 N.m ;
- couple maximal : 30 N.m (limite thermique dont la durée n'est pas précisée) ;
- rendement à la vitesse moyenne : 97,5 % ;
- masse totale du moteur : 8,3 kg.

La figure 25 montre l'intégration du moteur dans la roue, sans réducteur. Les performances de ce moteur sont excellentes, mais celui-ci reste essentiellement adapté à un véhicule solaire. Par exemple, le comportement mécanique du moteur en environnement difficile (routes cahoteuses, chocs contre des obstacles tels que les trottoirs...) n'est pas connu.

²³ Le stator est réalisé sans matériaux ferromagnétiques ; les seules pertes du moteur sont localisées dans le bobinage : les pertes par effet Joule classiques et les pertes supplémentaires par courant induit.

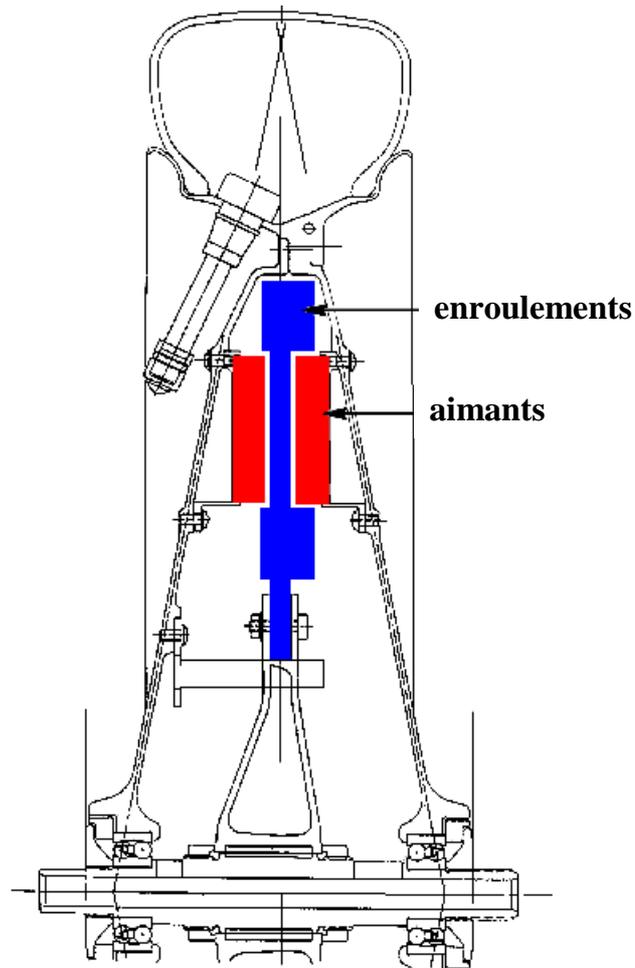


figure 25 : structure schématique du moteur synchrone à aimants, à flux axial et à enroulements dans l'entrefer, développé pour le véhicule AURORA.

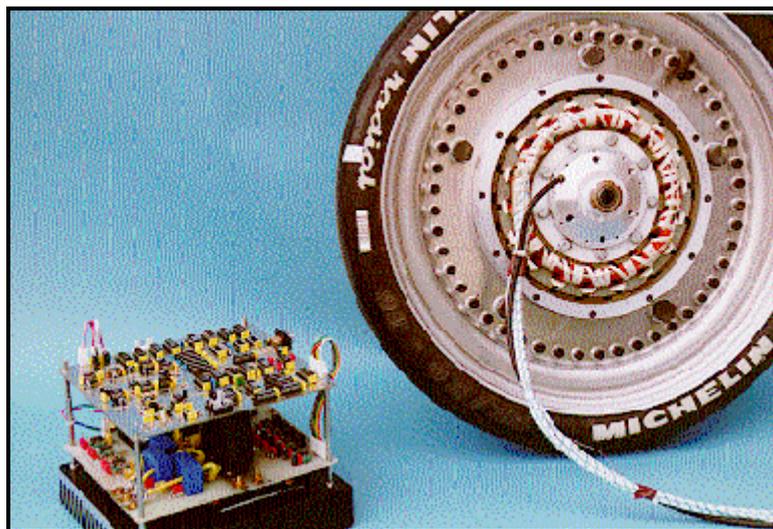


figure 26 : moteur-roue développé par le LEEI pour la traction d'un véhicule solaire.

Pour une application similaire le LEEI à Toulouse (France) a développé un moteur-roue à aimant permanent (cf. figure 26) . Les caractéristiques techniques du moteur sont les suivantes :

- type : moteur triphasé à entrefer radial ;
- nombre de pôles : 22 ;
- nombre d'encoches : 18 ;
- type d'aimants : aimants Nd Fe B frittés ($B_r = 1.25T$) ;
- longueur sur l'axe : 114 mm ;
- diamètre extérieur : 240 mm ;
- poids en ordre de marche : 14 kg ;
- couple nominal : 20 N.m.

Les caractéristiques techniques du convertisseur sont les suivantes :

- type : onduleur de tension fournissant des créneaux de courant de 120° ;
- type d'interrupteurs de puissance : transistors IGBT ;
- fréquence de découpage MLI : 15Khz ;
- rendement : 97% (le point de fonctionnement de ce rendement n'est pas précisé)
- tension alimentation continue : 144 V ;
- courant maximal : 100A.

2.4. Systèmes utilisant un moteur synchrone à réluctance variable.

Il existe de nombreux types de moteurs à réluctance variable. Pour ce qui est des moteurs purement à réluctance, on peut citer les moteurs à bobinages dentaires, que l'on appelle aussi à double saillance [41], et les machines à bobinage globaux. Les moteurs à réluctance peuvent également associer des aimants : ce sont les moteurs à réluctance hybrides [42]. Enfin, ces moteurs, comme les autres peuvent être à flux radial ou axial. Ils sont souvent alimentés comme les moteurs synchrones sauf pour le moteur à double saillance qui est alimenté en courants unidirectionnels par des demi-ponts asymétriques.

Le moteur à réluctance variable a été envisagé par la société Radio Energie pour la traction d'un vélo électrique [43]. Par ailleurs, [41] propose une comparaison entre un moteur synchrone à réluctance variable à double saillance et un moteur synchrone à aimant en prenant comme application un moteur de puissance maximale de 26 kW de 2500 tr/min à 10000 tr/min pour un véhicule léger urbain.

Nous avons trouvé une seule référence concernant un moteur-roue. Il s'agit du travail mené par l'IGE dans le cadre d'un contrat avec la Direction Générale de l'Armement sur un moteur triphasé de type vernier (12/16), hybride et à flux axial. La figure 27 précise la structure du moteur. Les performances prévues par la simulation d'un prototype de faible puissance sont les suivantes :

- puissance continue : 2 kW ;
- couple continu : 32 N.m ;
- vitesse maximale : 600 tr/min ;
- couple maximal : 90 N.m ;
- rendement à la vitesse maximale : 90 %.
- masse des parties actives du moteur : 10,4 kg ;
- masse d'aimants Nd-Fe-B : 0,9 kg.

Le moteur est alimenté par un onduleur de tension triphasé régulé en courant, lui-même alimenté par une batterie de tension 120 V.

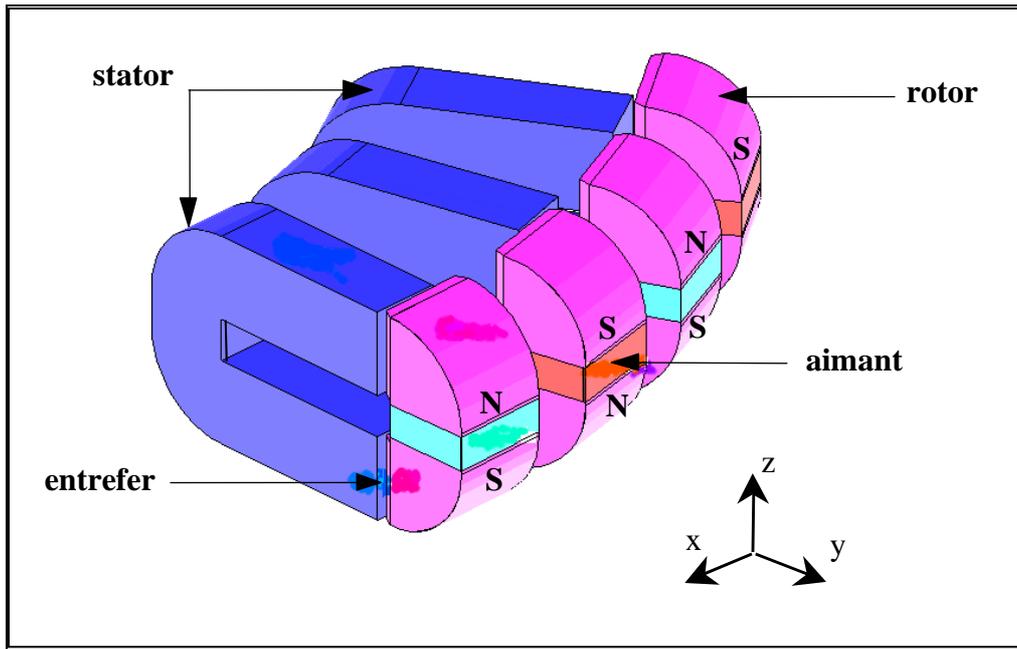


figure 27 : structure d'un moteur-roue hybride et à flux axial.

3. Comparaison des différentes structures possibles.

Pour comparer le plus objectivement possible les différentes structures considérées ci-dessus, nous définissons d'abord des critères représentant le mieux l'aptitude d'une machine électrique et éventuellement de son convertisseur à être intégrés dans un moteur roue.

3.1. Définition de critères de comparaison.

Nous regroupons les différents critères en quatre familles.

3.1.1. Les performances du systèmes.

Les critères concernant les performances du système se déduisent naturellement des contraintes développées au paragraphe 5 du chapitre 1.

Le moteur doit avoir un *couple massique* et une *puissance massique* élevés pour au moins deux raisons. Premièrement, le moteur doit fournir un couple important afin d'assurer les phases de démarrage en pente ou de fortes accélérations, et ce, en évitant d'insérer un réducteur (car il augmente l'encombrement et la masse du système, il complique l'intégration dans une roue et il est source de bruit). Deuxièmement, le système doit être le moins lourd possible afin de ne pas détériorer la tenue de route et l'autonomie du véhicule.

Le moteur et le convertisseur statique doivent posséder un *rendement élevé* sur toute la plage de fonctionnement pour obtenir la meilleure autonomie. Il faut également limiter les pertes Joule du moteur à couple élevé afin de ne pas compliquer le *refroidissement* du moteur ; par exemple, il n'est guère envisageable de refroidir le rotor par circulation de fluide.

La *réversibilité* du système est intéressante dans la mesure où elle autorise un ralentissement récupératif. L'autonomie du système est ainsi accrue et, de plus, le système de freinage peut être sous-dimensionné, ce qui permet de réduire les échauffements au voisinage du moteur.

Les *vibrations mécaniques* du système doivent être maîtrisées afin de réduire les problèmes de nuisances sonores et de fatigue mécanique.

Enfin, le *facteur de puissance* du moteur doit être le plus élevé possible pour éviter un surdimensionnement du convertisseur statique.

3.1.2. L'aptitude du système à être intégré dans une roue.

Les paramètres de cette famille caractérisent la facilité d'intégration mécanique du moteur et éventuellement du convertisseur dans une roue.

D'abord, le moteur doit avoir une *largeur restreinte*, afin d'être totalement couvert par la jante et le pneumatique ; ainsi il est protégé de chocs extérieurs (notamment latéraux). Cela implique par exemple que la longueur des têtes de bobines doit être réduite au maximum.

Même si cela n'est pas obligatoire, il est intéressant d'*inverser* la structure (le rotor est alors extérieur), car cela simplifie grandement le montage du moteur en l'absence de réducteur²⁴ : on monte la jante directement sur le rotor.

Il faut éviter les *contacts tournants* et autres *joints tournants*, dont la maîtrise est rendue plus difficile lorsque le rotor est solidaire de la jante et qu'ils sont susceptibles de subir des mouvements verticaux et horizontaux selon l'état de la route.

Enfin, il est intéressant de disposer d'un *espace libre à l'intérieur du moteur*, permettant ainsi d'intégrer le convertisseur statique si son volume est faible. Les connexions du système sont alors réduites à une alimentation de puissance continue (composée de deux fils) et un bus conduisant les signaux de commande et de contrôle du dispositif.

3.1.3. La sécurité et la fiabilité du système.

La sécurité et la fiabilité du système sont des critères très importants. En effet, ils conditionnent d'une part celles du véhicule complet et ils permettent d'autre part de diminuer les coûts de maintenance.

L'*expérience de fabrication* ainsi que la *maturité de la technologie* diminuent a priori les risques potentiels de problèmes imprévus. Ceux-ci sont liés entre autres à l'utilisation de nouveaux matériaux dont l'évolution des caractéristiques avec le temps n'est pas bien connue ou à la mise au point de nouveaux processus de fabrication.

Il existe aussi des problèmes liés à la *structure* même du système. Par exemple les machines à aimants sont toujours excitées lorsque les aimants sont aimantés. La machine se comporte donc en génératrice dès que le moteur tourne, ce qui implique un risque potentiel au niveau du convertisseur.

Enfin la *maintenance* du système doit être simple. Toute les parties susceptibles d'être détériorées doivent être accessibles et réparées ou changées simplement et rapidement.

3.1.4. Le coût du système.

Le dernier point concerne le prix de revient du moteur. Il faut considérer deux facteurs :

- le *coût des matériaux* qui est incompressible ;
- le *coût du montage* qui peut éventuellement varier selon le mode de production²⁵ et les quantités à produire.

²⁴ Dans les structure inversées, on peut éventuellement intégrer un réducteur planétaire et on obtient alors deux cylindres tournant en sens inverse ; cela nécessite d'enfermer l'espace entre la jante et le rotor afin de ne pas gêner la rotation et de ne pas abîmer ces deux parties.

3.2. Comparaison des structures.

Une fois définis, les critères ci-dessus nous permettent de comparer les systèmes décrits au paragraphe 2 de ce chapitre.

3.2.1. Systèmes utilisant un moteur asynchrone (MAS).

Le principal avantage du MAS est que le milieu industriel possède une expérience et une maîtrise de fabrication inégalée, ce qui plaide en faveur d'une bonne fiabilité. De plus le coût du moteur à cage d'écureuil est faible. Néanmoins, les performances du MAS sont relativement réduites. Il présente un faible couple massique. Le rotor est toujours source de pertes Joule ; ceci complique le refroidissement et détériore le rendement. Pour obtenir un bon couple au démarrage, il faut utiliser une commande vectorielle du flux du moteur ; la commande de l'onduleur est alors plus difficile à mettre en œuvre, surtout si on veut obtenir une bonne fiabilité, et le coût du convertisseur augmente. Souvent, le moteur doit être associé à un réducteur, ce qui diminue le rendement et augmente l'encombrement et le bruit. La réversibilité du système est limitée par la nécessité de fournir en permanence de la puissance réactive.

3.2.2. Systèmes utilisant un moteur à courant continu (MCC).

Le MCC bénéficie lui aussi d'une grande expérience de conception et de fabrication. Son alimentation est simple, fiable et peu coûteuse. La réversibilité du système est très simple à réaliser. Le moteur peut fournir un couple élevé dès le démarrage. Pour autant, les inconvénients de cette solution sont bien connus. Ils proviennent essentiellement du système balai/collecteur. La chute de tension au collecteur détériore le rendement et le contact tournant limite la vitesse de rotation et impose une maintenance régulière. De plus, le collecteur augmente la masse et l'encombrement du moteur (surtout en largeur). Ainsi, la puissance massique reste limitée et l'intégration dans une roue est difficile. Le collecteur représente en outre un surcoût incompressible. La présence d'un enroulement au rotor complique le refroidissement du cuivre et exclut quasiment de placer le rotor à l'extérieur (sauf à mettre des balais tournants comme sur la structure de la figure 24).

3.2.3. Systèmes utilisant un moteur synchrone (MS).

Il existe deux types de MS : les moteurs synchrones à rotors bobinés (MSRB) et les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP). Les conclusions sont très différentes pour les uns et pour les autres.

Un avantage du MSRB est de pouvoir régler très facilement le flux inducteur. Cela permet d'augmenter simplement la plage de vitesse du moteur en diminuant le courant d'excitation, c'est-à-dire en diminuant le flux d'excitation. Malheureusement, ces moteurs nécessitent des contacts tournants, ce qui limite les possibilités d'intégration dans une roue. Comme pour le moteur à courant continu, le refroidissement des bobinages rotoriques est compliqué.

Le MSAP ne possède pas ces inconvénients provenant d'un bobinage tournant. Si les aimants ont une forte densité d'énergie (aimants terre-rare de type Nd-Fe-B ou Sm-Co) et que le moteur est alimenté par des créneaux de courant, il permet de fournir un couple massique élevé. Le rendement lui aussi est élevé, car on obtient une forte induction dans l'entrefer et il n'y a pas de pertes au rotor. Le seul

²⁵ Par exemple, le prix du cuivre bobiné manuellement est beaucoup plus élevé que le prix du cuivre bobiné automatiquement ; mais il faut que le bobinage du moteur soit adapté.

inconvenient de ce type de structure est que l'induction dans le fer ne varie pas sinusoidalement et que cela provoque des pertes fer supplementaires à vitesse élevée. Cependant, en attaque directe, la vitesse de rotation des roues reste relativement basse quelque soit le type de véhicule (< 500 tr/min).

Remarquons enfin que la structure du moteur est simple ce qui signifie que les coûts de fabrication devrait être relativement limités.

3.2.4. Systèmes utilisant un moteur à réluctance variable (MRV).

Nous considérons deux types de MRV : les moteurs à double saillance (MRVDS) et les moteurs hybrides (MRVH).

Les premiers présentent de nombreux avantages. D'abord la structure est très simple : le stator possède un bobinage concentré (très simple à réaliser) et le rotor, homogène, ne supporte ni bobinages ni aimants. La construction (bobinage, équilibrage du rotor...) est facile donc peu onéreuse. D'un point de vue énergétique, les têtes de bobine sont courtes (à cause du bobinage concentré) et le coefficient de remplissage élevé, ce qui limite les pertes par effet Joule souvent plus faible que dans les MSA [41]. En revanche, du fait que les variations de l'induction sont non sinusoidale, les pertes fer sont relativement élevées (comme pour les MAS à fém trapézoïdale). L'alimentation du moteur peut être réalisée par un onduleur en demi-pont asymétrique, car les courants dans le moteur sont unidirectionnels. Cela confère à ces moteurs une bonne sécurité de fonctionnement, car les trois phases sont indépendantes. Le gros problème de ces structures vient du bruit qui est créé, notamment à cause des ondulations de couple. De par le principe même de production du couple, celui-ci est pulsatoire, et il l'est d'autant plus que la vitesse est élevée, car, alors, on ne peut plus réguler le courant pour compenser les ondulations. Par ailleurs le couple maximal reste sensiblement plus faible que celui que l'on peut obtenir avec une MSA utilisant des aimants Nd-Fe-B.

L'insertion des aimants dans les structures hybrides permet d'augmenter le couple en renforçant l'induction dans l'entrefer de la machine. On arrive donc à de bonnes performances de couple et de rendement. Les problèmes viennent des risques important de désaimantation des aimants et aussi de la fabrication du moteur rendue difficile par l'intégration des aimants dans les plots du rotor. De plus comme les MRVDS, elles fournissent un couple assez fortement pulsatoire.

3.2.5. Conclusion.

Le tableau 6 fait la synthèse de l'analyse des quatre paragraphes précédents.

tableau 6 : analyse synthétique des avantages et des inconvénients de chaque structure de moteur-roue au regard des critères définis au § 3.1.

	MAS	MCC	MSRB	MSA	MRVDS	MRVH
Performances	--	-	+	+++	++	++
Intégration	-	--	--	++	+	++
Sécurité et fiabilité	+	-	+	+	+	+
Coût	+	+	-	+	++	-
Appréciation globale	-	---	-	+++++++	+++++++	++++

Il ressort du tableau ci-dessus que les moteurs synchrones à aimant et ceux à réluctance variable à double saillance sont les mieux placés. Nous retiendrons le moteur synchrone à aimants permanents (à haute densité d'énergie) alimenté par des quasi créneaux de courant, car il possède les meilleures performances utiles pour réaliser un moteur-roue : notamment il possède un très bon rendement et peut

atteindre des couples très élevés. Ainsi, il n'est pas utile d'utiliser un réducteur et l'intégration est plus aisée. Le refroidissement du stator, ne pose pas non plus de problème particulier. L'alimentation et la régulation du couple est relativement simple par MLI. Le MSAP présente en plus l'avantage sur le MSRVDS de pouvoir facilement fonctionner en génératrice et de présenter moins de vibrations, ce qui limite le bruit. Enfin, le prix du moteur, plus élevé que pour les MSRVDS est lié aux aimants et au bobinage. Mais les aimants Nd-Fe-B sont maintenant disponibles pour des prix intéressants (600 F/kg en Chine) et les spécialistes du métier admettent que le bobinage du moteur peut être automatisé si la polarité n'est pas trop grande (inférieure à une vingtaine de pôles). Néanmoins, on retiendra qu'une contrainte importante de dimensionnement du moteur sera de minimiser la masse d'aimants permanents.

4. Principe de fonctionnement du moteur synchrone sans balais – Éléments de conception générale.

Dans ce paragraphe, nous décrivons d'abord la constitution du moteur et de son alimentation, ainsi que le principe de production de couple dans le MSSB. Ensuite, nous présentons quelques solutions à des problèmes de conceptions générales : le choix du type de bobinage, le choix des matériaux, la réduction des ondulations de couple, le choix et le positionnement des capteurs de position ou encore le choix des interrupteur de puissance.

4.1. Constitution du système.

Nous allons détailler successivement la constitution du moteur et de son alimentation.

4.1.1. Constitution du moteur.

La figure précise les formes géométriques du rotor et du stator du moteur.

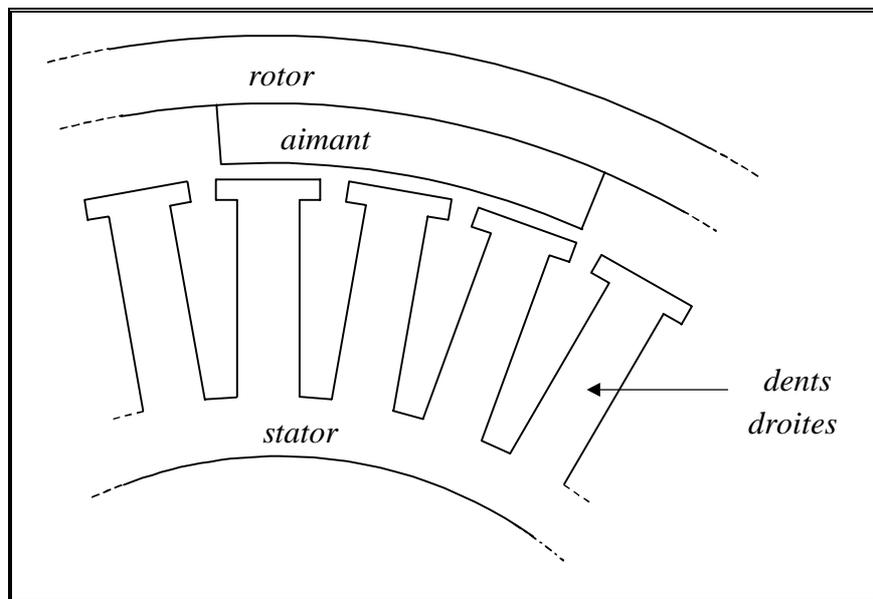


figure 28 : structure géométrique du rotor et du stator d'un moteur synchrone sans balais à structure inversée.

Le rotor extérieur du moteur est constitué d'une culasse en acier ferromagnétique doux, à l'intérieur de laquelle sont collés $2.p$ aimants²⁶ en tuile de type Nd-Fe-B. Etant donné leurs positions, les aimants ne risquent pas d'être décollés par la force centrifuge. Cependant, on peut éventuellement les protéger de la corrosion et maîtriser leur position angulaire en les frettant. La frette doit alors être amagnétique et non conductrice, de façon à éviter de créer un couple asynchrone et des pertes électromagnétiques.

Le stator est constitué de tôles magnétiques isolées entre elles. Le bobinage triphasé est réalisé en fil rond afin de minimiser la taille des têtes de bobines et les dents sont droites. Nous reviendrons plus loin sur le choix du nombre d'encoches par pôle et par phase et sur le type de bobinage. Une imprégnation globale du stator permet de protéger le bobinage.

4.1.2. Alimentation du moteur.

Le moteur est alimenté par un onduleur de tension régulé en courant par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) conformément au schéma de la figure 29. L'onduleur de tension produit des quasi-créneaux de courant tels que ceux représentés sur la figure 30. On remarque qu'il existe six séquences élémentaires de conduction de l'onduleur. Pendant chacune d'elles, deux transistors conduisent le courant I , de telle sorte qu'une phase du moteur est parcourue par le courant $+I$, une seconde par le courant $-I$ et une troisième n'est pas alimentée.

La fréquence de ces courants est directement commandée à partir de l'information de vitesse du rotor qui est donnée par les capteurs de position, de telle sorte que la condition de synchronisme, nécessaire à la production d'un couple moyen non nul dans une machine synchrone, est toujours respectée. Pour cette raison, on dit que le moteur est *autopiloté*.

L'amplitude des courants dans chaque phase est régulée à partir de leurs mesures et d'une consigne qui dépend du couple que l'on demande au moteur de fournir. On peut réduire le nombre de capteurs de courant à deux si le moteur est connecté en étoile. Si on supprime le capteur sur la troisième phase, on dispose toujours de $i_{1\text{mes}}$ et $i_{2\text{mes}}$; on peut en déduire $i_{3\text{mes}}$ par la relation $i_{3\text{mes}} = -(i_{1\text{mes}} + i_{2\text{mes}})$.

A priori, en fonctionnement normal, on peut même utiliser un seul capteur de courant que l'on place soit sur une phase soit sur le bus continu de la batterie. Dans le premier cas, on ne peut pas faire une régulation correcte des courants dans les deux autres phases en cas de défaut car on n'est pas capable de les reconstruire. Dans le second cas, on peut reconstruire les trois courants, mais la logique nécessaire implique un surcoût qui dépasse l'économie du capteur. A ce jour, le bon compromis entre le coût et la simplicité de la commande correspond à l'utilisation de deux capteurs sur deux phases du moteur.

Pendant une séquence élémentaire d'autopilotage (cf. figure 30), la régulation du courant est réalisée en ouvrant et fermant à haute fréquence un des deux transistors de conduction. Les phases du moteur étant inductives, le courant croît faiblement lorsque le transistor conduit et décroît faiblement lorsque le transistor ne conduit plus. Il apparaît donc une ondulation du courant dont l'amplitude est intimement liée à la valeur de l'inductance cyclique par phase et à la fréquence F_{MLI} de hachage²⁷.

L'inductance cyclique des moteurs synchrones à aimants étant a priori faible (à cause de la valeur importante de l'entrefer efficace), cette ondulation peut s'avérer gênante. Deux solutions sont possibles. La première consiste à augmenter au maximum la fréquence F_{MLI} , mais cela risque d'entraîner des pertes par commutation importantes dans l'onduleur. La seconde consiste à augmenter

²⁶ On note p le nombre de paires de pôles.

²⁷ Le calcul analytique de l'amplitude des ondulations de courant dues au hachage est effectué au paragraphe 4.6.1 de ce chapitre.

artificiellement l'inductance du moteur en rajoutant une inductance en série avec chaque phase du moteur. Cependant, cette solution présente l'inconvénient d'augmenter le volume du système et d'en réduire sa dynamique. De plus, la commutation d'une phase sur l'autre, au changement de séquence d'autopilotage, est d'autant plus ralentie que l'inductance cyclique est élevée ; cette situation crée des ondulations de couple supplémentaires [44].

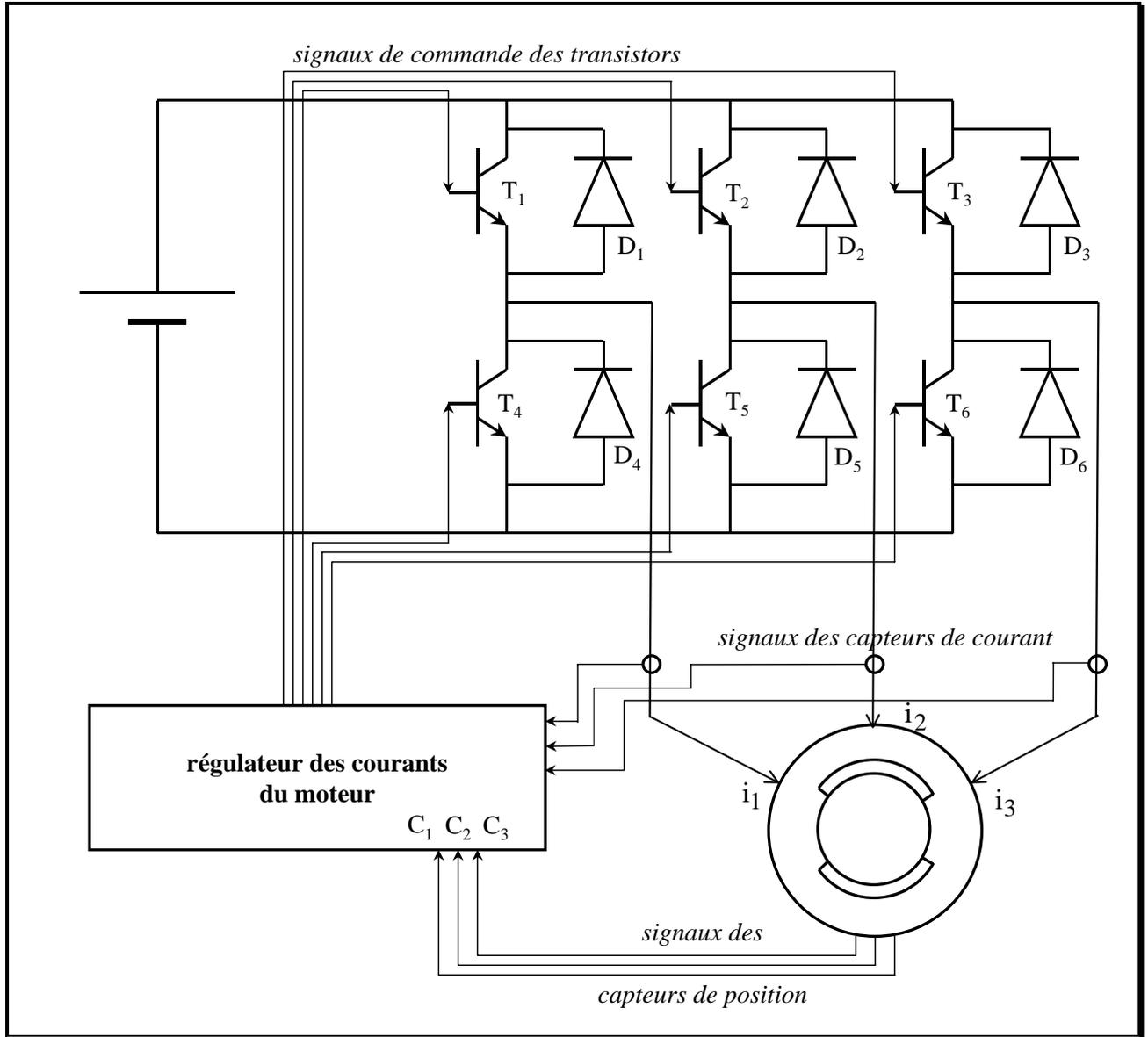


figure 29 : schéma de principe de l'alimentation du moteur synchrone sans balais à fém trapézoïdale.

4.2. Production du couple dans le moteur synchrone à aimant à fém trapézoïdale alimenté par des quasi-crêteaux de courant.

Idéalement, les forces électromotrices du moteur sont trapézoïdales (cf. figure 30). La puissance électromagnétique instantanée du moteur vaut [45] :

$$p_{em}(t) = e_1(t)i_1(t) + e_2(t)i_2(t) + e_3(t)i_3(t) \quad (55)$$

En négligeant les pertes mécaniques et les pertes fer, cette puissance peut aussi s'exprimer par la relation suivante :

$$P_{em}(t) = C_{mot}(t) \cdot \Omega_{mot}(t) \quad (56)$$

où C_{mot} et Ω_{mot} sont respectivement le couple et la vitesse du moteur.

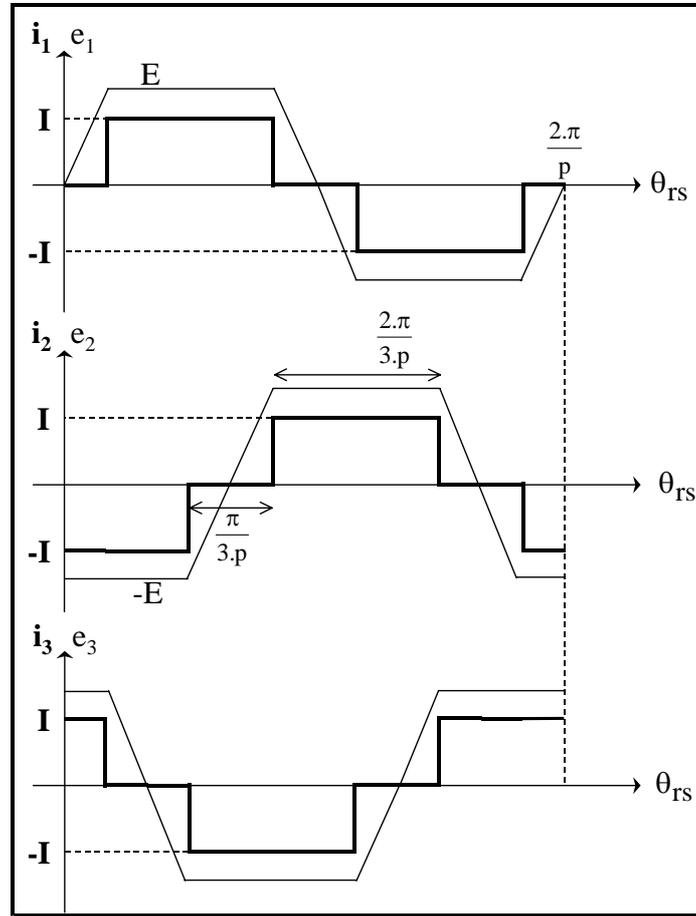


figure 30 : allures des courants fournis par l'onduleur de tension réglé en courant dans les trois phases du moteur.

En régime permanent, on peut supposer que la vitesse est sensiblement constante ; le couple vaut alors :

$$C_{mot}(t) = \frac{P_{em}(t)}{\Omega_{mot}} \quad (57)$$

L'allure du couple fourni par le moteur est donc identique à celle de la puissance électromagnétique.

On peut montrer que la largeur angulaire du plateau de la fém est égale à la largeur angulaire de l'aimant θ_a . Or, si la largeur angulaire du plateau de la fém est supérieure ou égale à celle du plateau

du courant, i.e. $\frac{2.\pi}{3.p}$, et que, de plus, le fondamental du courant $i_1(t)$ est en phase avec le fondamental

de la fém $e_1(t)$, alors les plateaux du courant et de la fém d'une même phase sont en concordance (cf. figure 31) et le couple électromagnétique instantané est constant et vaut :

$$\forall t, C_{mot}(t) = \frac{2.E.I}{\Omega_{mot}} \quad \text{si } \theta_a \geq \frac{2.\pi}{3.p} \text{ et } \theta_{i/e} = 0 \quad (58)$$

en notant $\theta_{i/e}$ le déphasage du fondamental du courant par rapport au fondamental de la fém et E l'amplitude du plateau.

Si ces deux conditions ne sont pas réalisées, alors les plateaux du courant et de la fém d'une même phase ne sont plus en concordance ; cela provoque des ondulations du couple du moteur en même temps qu'une réduction de sa valeur moyenne. La figure 31 montre les deux cas possibles : celui où le plateau de la fém est trop petit, i.e. $\theta_a \leq \frac{2\pi}{3.p}$, et celui où les fondamentaux du courant et de la fém

d'un même enroulement ne sont pas en phase, i.e. $\theta_{i/e} \neq 0$.

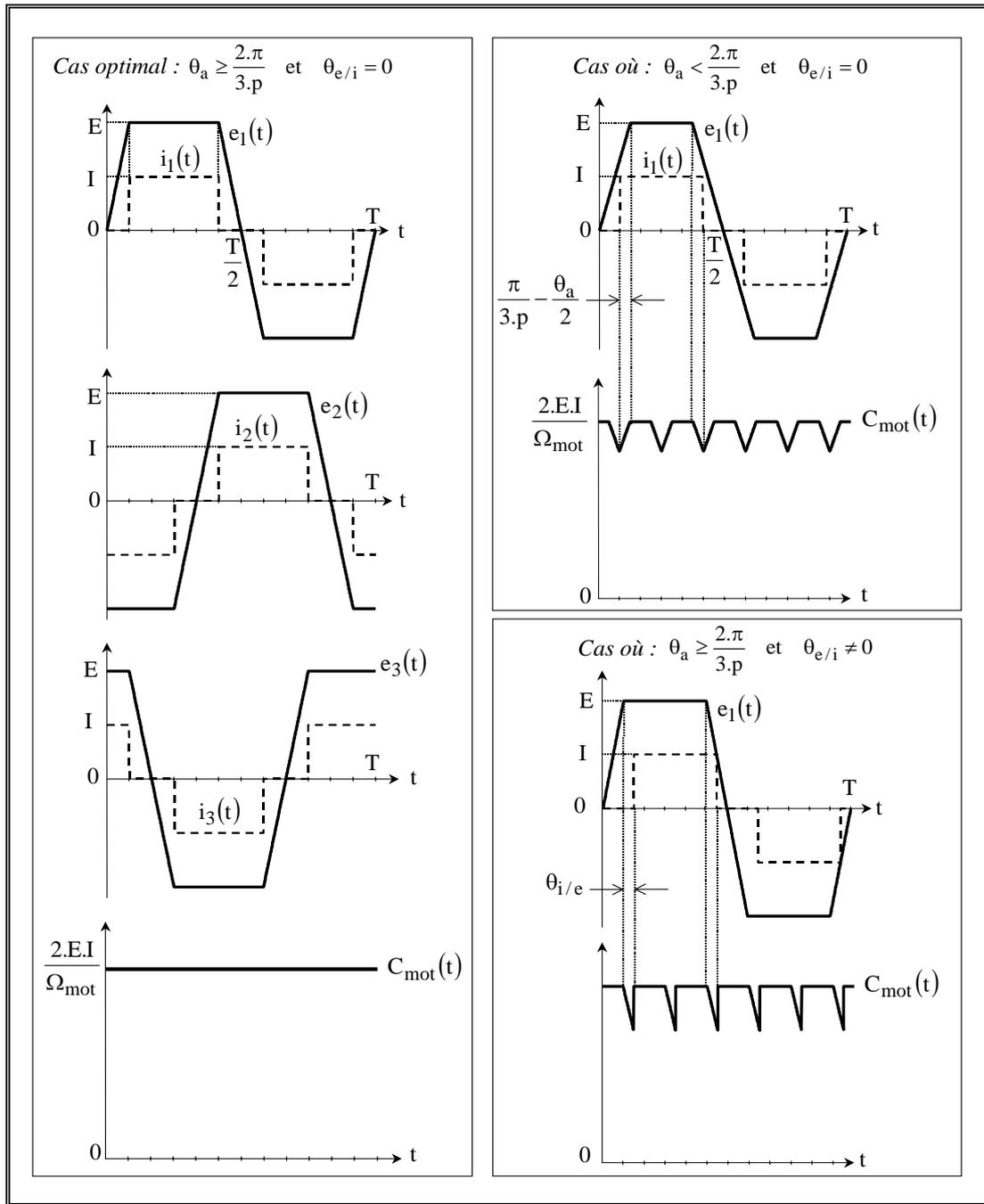


figure 31 : allures idéales des fém, des courants et du couple électromagnétique d'un moteur synchrone à aimants alimenté par des créneaux de courant selon les valeurs de θ_a et $\theta_{e/i}$.

L'angle $\theta_{i/e}$ est donné par les capteurs de position dont les informations commandent la commutation des transistors. Pour cette raison, on parle aussi d'angle d'autopilotage. En modifiant la position des capteurs, on règle cet angle de façon à obtenir un couple moyen maximal et des ondulations de couple minimales. Il faut noter que si l'angle est mal choisi, le moteur peut ne pas démarrer car il est dans une position où le couple instantané est trop faible. Pour les petits moteurs, on peut l'aider à démarrer, mais on remarque que le courant continu absorbé par l'onduleur oscille ; il peut prendre des valeurs maximales instantanées élevées et détériorer les transistors de l'onduleur. On remarque que le réglage de l'angle d'autopilotage est l'analogue du calage des balais pour un moteur à courant continu.

4.3. Ondulations de couple.

Nous avons vu au paragraphe 3.1.1 de ce chapitre qu'il faut limiter les ondulations de couple dans un système de moteur-roue, car elles participent à la création de bruit et provoquent des problèmes mécaniques. Dans les moteurs synchrones à aimants, il existe deux types d'ondulations de couple.

4.3.1. Ondulations de couple dues à l'alimentation du moteur.

L'alimentation du moteur est une première cause d'ondulations du couple moteur. Au paragraphe 4.2 nous avons montré l'influence de l'angle d'autopilotage à ce sujet.

Par ailleurs, la commutation d'une phase sur l'autre entre deux séquences élémentaires d'autopilotage peut aussi provoquer des ondulations. En effet, la commutation du courant I ou $-I$ d'une phase vers une autre affecte le courant dans la troisième phase qui, a priori, n'est pas concernée par la commutation. Par une étude analytique simplifiée, négligeant l'influence de la résistance d'une phase, [44] montre qu'il existe trois régimes de fonctionnement selon les valeurs relatives de la fém E du moteur et de la source d'alimentation U_{bat} . Nous donnons dans chaque cas l'ondulation de couple :

- $E < \frac{U_{bat}}{4}$ - régime des basses vitesses : $\Delta C = \frac{U_{bat} - 4}{E} - \frac{U_{bat} - 2}{E}$;
- $E > \frac{U_{bat}}{4}$ - régime des hautes vitesses : $\Delta C = \frac{U_{bat} - 4}{E} - \frac{1}{2} \left(\frac{U_{bat}}{E} - 1 \right)$;
- $E = \frac{U_{bat}}{4}$ - régime intermédiaire particulier où le courant de la phase qui n'est pas concernée par la commutation n'est pas affectée : $\Delta C = 0$.

4.3.2. Ondulations de couple dues à la structure du moteur.

La structure du moteur affecte évidemment la forme du couple instantané produit par le moteur. Nous avons déjà vu précédemment que l'aimant devait avoir une ouverture angulaire suffisante pour ne pas créer des « creux » de couples.

Un autre facteur extrêmement important est l'influence de la denture du stator. Celle-ci crée un effet de réluctance. Le couple total est alors composé d'un *couple principal*, provenant de l'interaction des conducteurs avec les aimants du rotor, et d'un *couple de réluctance*, provenant de l'interaction des conducteurs et des dents statoriques. Lorsque le moteur est à vide, le couple total se réduit au couple de réluctance ; on parle de *couple de détente*.

4.3.3. Réduction des ondulations due à l'effet de réluctance.

Nous proposons des solutions pour « filtrer » le couple de réluctance. Pour caractériser chacune des méthodes, nous utilisons un calcul numérique reposant sur la méthode des éléments finis [33]. Ainsi nous modélisons correctement l'effet de denture et les non-linéarités des matériaux magnétiques. Le moteur considéré est le « moteur 30 kW », dont les caractéristiques géométriques et physiques sont précisées dans l'annexe 1.

Avant d'aller plus loin, nous présentons la méthode utilisée pour calculer numériquement le couple instantané.

4.3.3.1 Notions de couple statique et de couple dynamique.

Lorsque le moteur est autopiloté, nous avons vu qu'il existe six séquences élémentaires qui sont résumées dans le tableau 7.

tableau 7 : valeurs des courants pour les six séquences élémentaires d'autopilotage d'un moteur synchrone à aimants alimenté par des créneaux de courants.

séquence	n °1	n °2	n °3	n °4	n °5	n °6
i_1	0	+I	+I	0	-I	-I
i_2	-I	-I	0	+I	+I	0
i_3	+I	0	-I	-I	0	+I

D'un point de vue électromagnétique, ces six séquences sont strictement équivalentes. En effet, entre deux séquences successives, les courants statoriques sont décalés d'un angle électrique valant $\frac{\pi}{3}$ et le

rotor tourne d'un angle mécanique valant $\frac{\pi}{3.p}$. Nous pouvons donc calculer le couple instantané sur

une période électrique lorsque le moteur est alimenté conformément à une séquence élémentaire, par

exemple $\begin{cases} i_1 = 0 \\ i_2 = -I \\ i_3 = +I \end{cases}$. Le couple obtenu est appelé *couple statique*. Idéalement, le couple statique

correspondant à la séquence considérée vérifie la relation suivante :

$$C_{\text{stat}_1}(t) = \frac{I[e_3(t) - e_1(t)]}{\Omega_{\text{mot}}} \quad (59)$$

Le couple statique est donc trapézoïdal ; son amplitude vaut $\frac{2.E.I}{\Omega}$ et la largeur de son plateau vaut

$$\frac{\theta_a}{2}.$$

Pour les six séquences élémentaires, on obtient six couples statiques équivalents décalés de $\frac{\pi}{3.p}$. La

figure 32 montre alors l'allure des couples statiques pour les trois cas déjà considérés au paragraphe 4.2.

Lorsque le moteur est autopiloté et que l'on néglige l'influence des commutations d'une phase à l'autre (cf. §4.3.1), le couple instantané, que l'on appelle aussi couple dynamique, peut-être construit à

partir des couples statiques : on passe instantanément de l'un à l'autre lorsque l'on change de séquence d'autopilotage (cf. figure 32).

Nous en déduisons une méthode pour calculer numériquement le couple dynamique du moteur. Nous calculons d'abord le couple statique d'une séquence donnée. Nous choisissons ensuite l'angle d'autopilotage tel que les ondulations du couple dynamique soient minimales et le couple moyen maximal. Enfin nous reproduisons six fois une portion du couple statique de largeur angulaire de $\frac{\pi}{3}$ électrique définie par l'angle d'autopilotage.

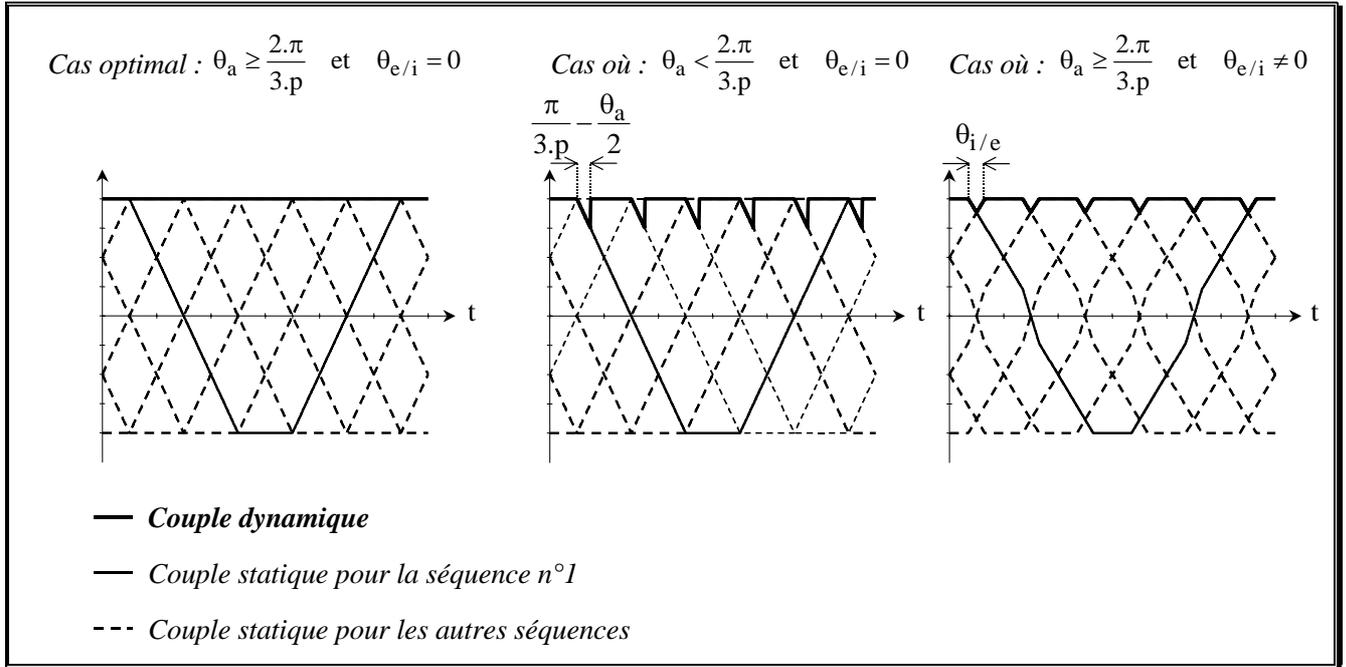


figure 32 : allures idéales des couples statiques et du couple dynamique d'un moteur synchrone à aimants alimenté par des créneaux de courant selon les valeurs de θ_a et $\theta_{e/i}$.

4.3.3.2 Couple statique et couple dynamique calculés numériquement pour un moteur sans modifications du stator et du rotor.

Nous commençons par représenter les couples statique et dynamique du moteur 30kW sur la figure 33. Nous calculons un couple moyen $C_{moy} = 1915$ N.m et des ondulations de couple $\Delta C = 357$ N.m représentant 18,6 % du couple moyen.

4.3.3.3 Influence d'un décalage des aimants sur le couple statique et le couple dynamique.

a) Décalage de deux aimants.

La première idée pour supprimer l'effet de réluctance est de constituer deux demi machines. Chacune d'elle est décalée d'un demi pas dentaire, i.e. $\frac{\pi}{N_d}$ (N_d étant le nombre de dents au stator), de telle sorte que, lorsque le stator de la première demi-machine est attiré par les aimants, celui de la seconde est repoussé. On imagine bien que l'on peut ainsi réduire les ondulations du couple dynamique.

Dans cette configuration, on a calculé que le couple moyen et les ondulations de couple du moteur 30 kW valent respectivement $C_{\text{moy}} = 1861 \text{ N.m}$ et $\Delta C = 300 \text{ N.m}$. Cela correspond à des ondulations relatives de 16,1%. Elles ont donc chuté de 2,5%. En revanche le couple moyen a chuté de 3%. L'efficacité de la méthode semble donc acquise mais dans des proportions relativement faibles. En pratique on réalise ce système en utilisant un stator unique et en plaçant deux rangées d'aimants au rotor d'égales longueurs et décalées de l'angle $\frac{\pi}{N_d}$ (cf. figure 34).

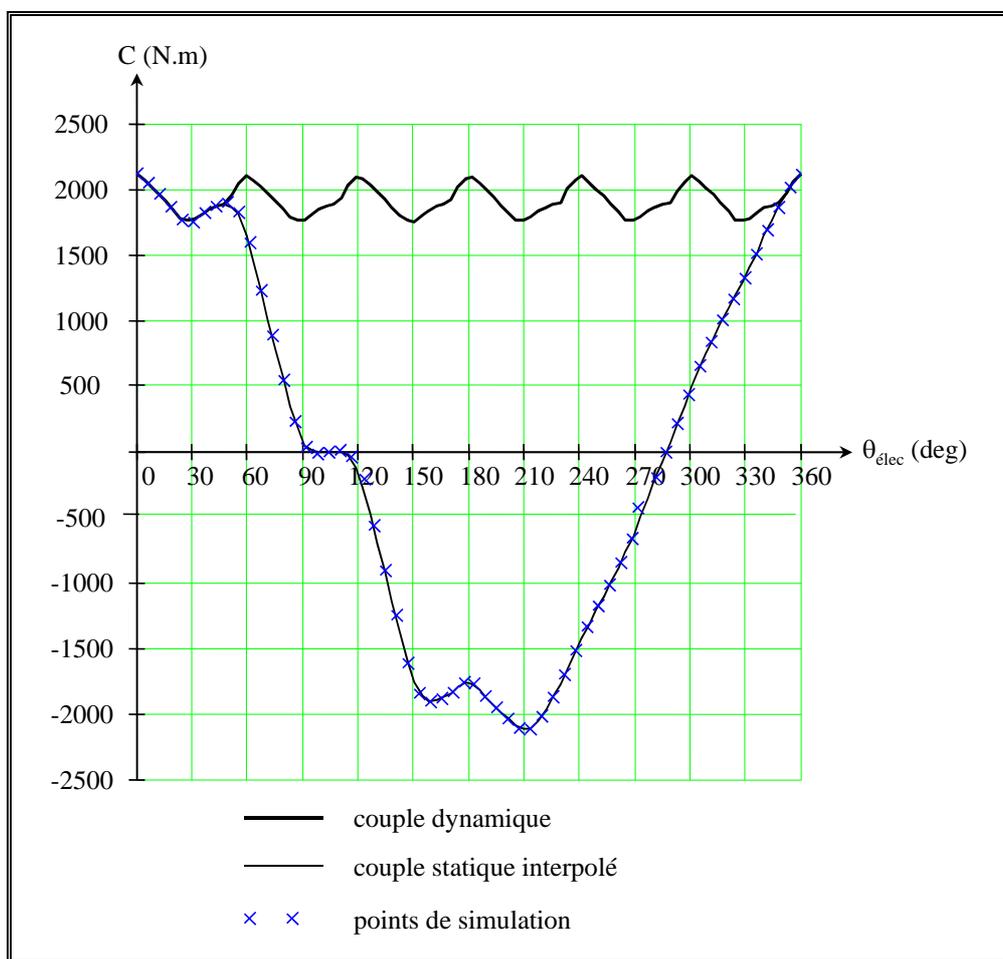


figure 33 : couple statique et dynamique du moteur 30 kW simulés numériquement pour 1000 ampères-tours par encoche en fonction de l'angle électrique (sans aucun décalage des aimants ni inclinaison du stator).

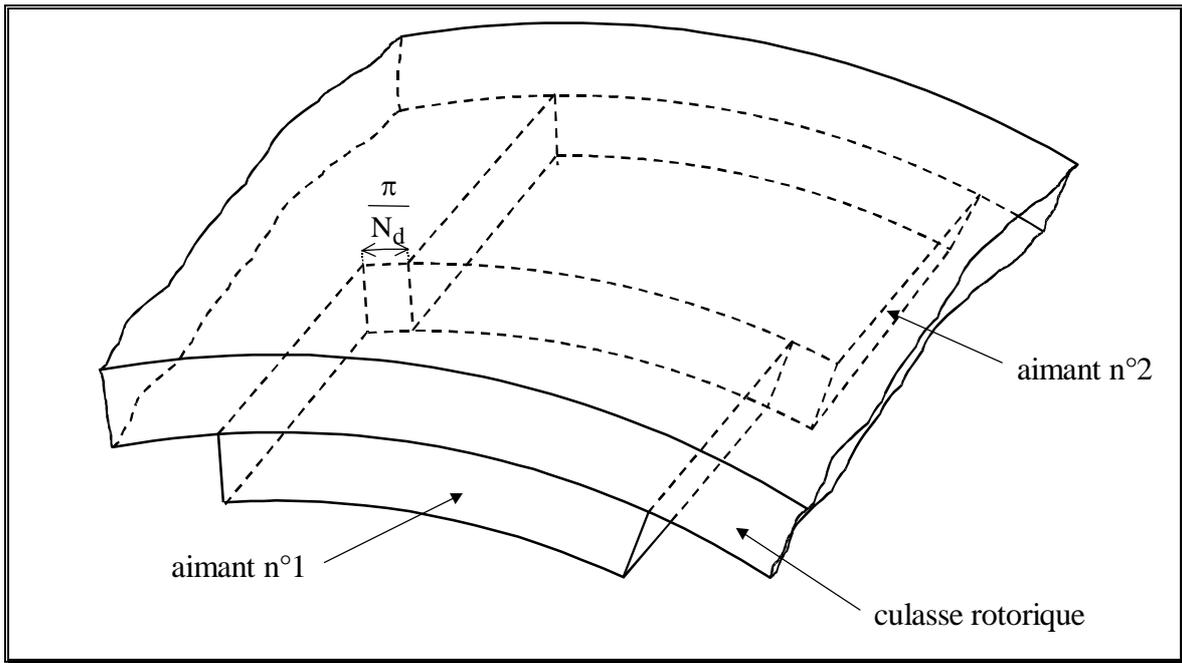


figure 34 : représentation d'un rotor avec deux blocs d'aimants décalés de π/N_d .

b) Décalage de N_a aimants.

Nous cherchons à aller plus loin en scindant l'aimant en plus de deux blocs. Cela est possible pour des moteurs qui ont une longueur de fer suffisante. Deux blocs consécutifs sont alors décalés régulièrement d'un angle τ_{N_a} . Théoriquement [46] ont montré que l'angle optimal de décalage pour N_a blocs d'aimants vaut :

$$\tau_{N_a} = \frac{2\pi}{N_a \cdot N_d} \quad (60)$$

Remarquons que, pour $N_a = 2$, cette formule donne le même angle optimal que celui que nous avons déterminé empiriquement au paragraphe précédent. Nous excluons ici des décalages irréguliers entre les différents blocs ; [16] a néanmoins montré que cela pouvait mener à des solutions très intéressantes. Mais ces solutions conduisent à des décalages précis, qui représentent quelques degrés ou dixièmes de degré pour les moteurs à forte polarité, ce qui est difficile à réaliser en pratique.

Sur la figure 35, nous avons tracé l'évolution des pertes de couple moyen relatives à la structure de base (ayant une seule rangée d'aimants) en fonction du nombre de blocs utilisés. Bien que le couple moyen diminue avec le nombre de blocs, les pertes de couple sont de moins en moins sensibles à mesure que le nombre de blocs augmente. Par ailleurs, la figure 36 montre l'évolution des ondulations de couple relatives à sa valeur moyenne. Si la réduction des ondulations de couple est d'autant plus efficace que le nombre de blocs augmente, il ne semble pas utile de dépasser 4 blocs. En effet, la construction se complique alors et le gain en ondulations est peu important ; de plus le couple moyen pour un niveau d'ampères-tours donné diminue et, par conséquent, les pertes Joule augmentent.

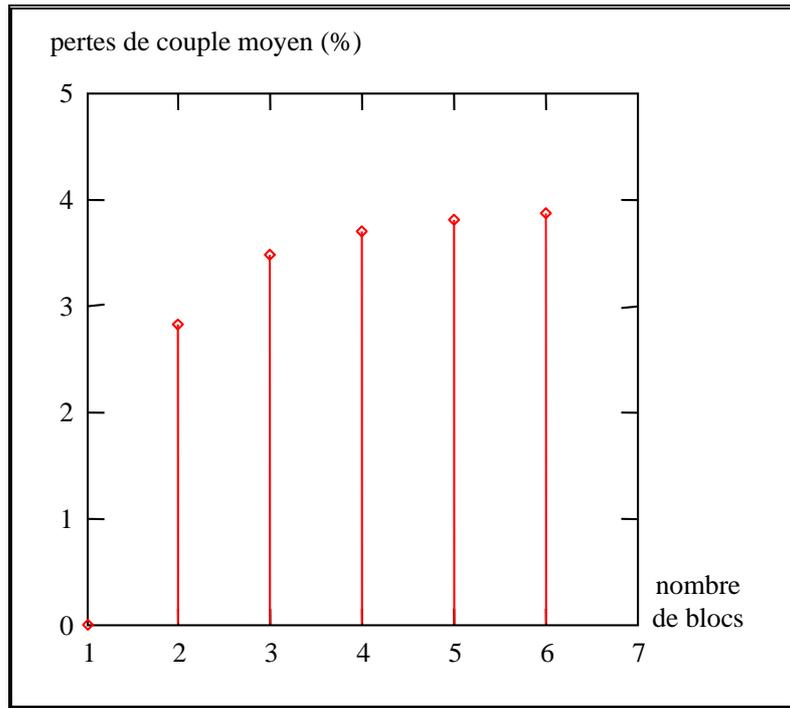


figure 35 : diminution relative du couple moyen (simulé numériquement pour 1000 ampères-tours par encoche) lorsqu'on utilise un décalage régulier des aimants en fonction du nombre de blocs pour le moteur 30 kW.

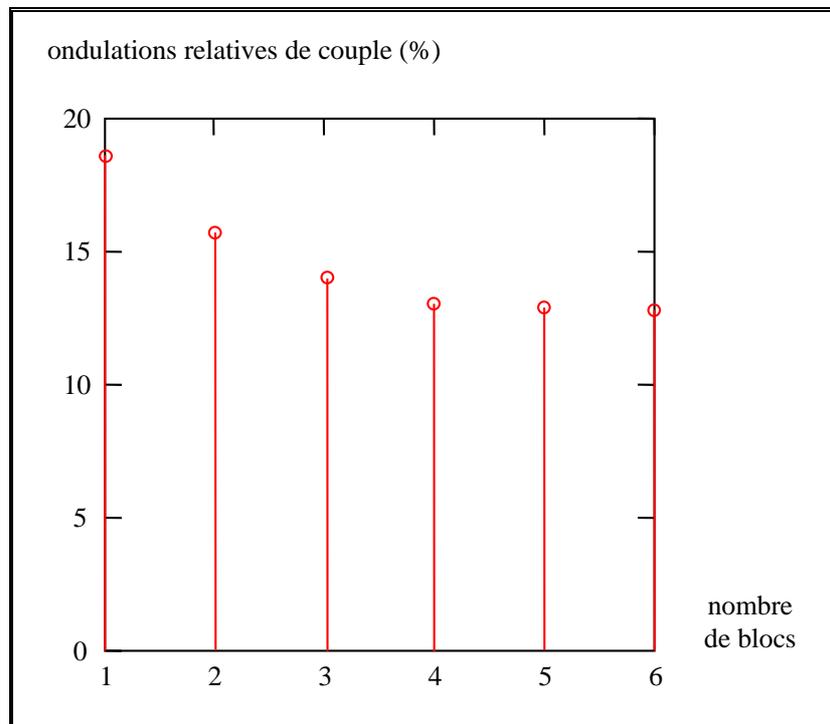


figure 36 : évolution des ondulations relatives de couple (simulées numériquement pour 1000 ampères-tours par encoche) lorsqu'on utilise un décalage régulier des aimants en fonction du nombre de blocs pour le moteur 30 kW.

Par ailleurs, on peut remarquer que, pour un décalage régulier de N_a aimants, le plateau de la fém est restreint à la portion commune aux N_a aimants dont l'ouverture angulaire vaut $\theta_a - (N_a - 1)\tau_{N_a}$, soit

encore $\theta_a - \frac{N_a - 1}{N_a} \cdot \frac{2\pi}{N_d}$. Donc, pour ne pas créer de nouvelles ondulations de couple consécutives à

une largeur du plateau de la fém trop faible, il faut vérifier la relation suivante :

$$\theta_a - \frac{N_a - 1}{N_a} \cdot \frac{2\pi}{N_d} \geq \frac{\pi}{3.p} \quad (61)$$

Si on note q le nombre d'encoche par pôle et par phase, l'équation 61 s'écrit aussi :

$$\theta_a \geq \frac{\pi}{3.p} + \frac{N_a - 1}{N_a} \cdot \frac{2\pi}{3.p.q} \quad (62)$$

Or l'ouverture angulaire de l'aimant vaut au plus $\frac{\pi}{p}$, ce qui, tous calculs faits, implique la condition

suivante :

$$q \geq \frac{N_a - 1}{N_a} \quad (63)$$

Notons que cette condition est toujours respectée si le bobinage n'est pas fractionnaire.

4.3.3.4 Influence d'une inclinaison des encoches du stator sur le couple statique et le couple dynamique.

Puisque les ondulations diminuent avec l'augmentation du nombre de blocs, nous pouvons aller plus loin en faisant tendre le nombre de blocs vers l'infini. Cela correspond à une inclinaison constante des aimants. D'après l'équation 60 l'angle de décalage $\tau_{\text{tot}N_a}$ entre le premier et le dernier aimant vaut :

$$\tau_{\text{tot}N_a} = (N_a - 1)\tau_{N_a} = \frac{N_a - 1}{N_a} \cdot \frac{2\pi}{N_d} \quad (64)$$

Donc lorsque le nombre de bloc tend vers l'infini, l'angle $\tau_{\text{tot}N_a}$ tend vers l'angle d'inclinaison τ_i :

$$\tau_i = \frac{2\pi}{N_d} \quad (65)$$

Lorsqu'on applique cette solution au moteur 30 kW, l'amplitude des ondulations de couple vaut $\Delta C = 239 \text{ N.m}$ et le couple moyen vaut $C_{\text{moy}} = 1839 \text{ N.m}$. Le couple moyen du moteur incliné est donc réduit de 4 % par rapport au moteur initial et ses ondulations représentent 13 % de sa valeur moyenne.

La figure 33 montre les couples statiques avant et après inclinaison, ainsi que le couple dynamique après inclinaison. Nous observons que la forme du couple statique n'est plus vraiment trapézoïdale, mais tend plutôt vers une sinusoïde. Nous avons calculé numériquement les 10 premiers coefficients non nuls du développement en série de Fourier du couple statique après inclinaison. Nous avons ensuite considéré un couple de référence trapézoïdal, de même amplitude du fondamental et donnant le même couple moyen. Ces deux signaux ont les développements suivants :

$$C_{\text{stat}}^{\text{inc}}(\theta) = \sum_{n=1}^{10} c_{\text{stat}_n}^{\text{inc}} \cdot \sin(n.p.\theta) \quad (66)$$

$$C_{\text{stat}}^{\text{réf}}(\theta) = \sum_{n=1}^{10} c_{\text{stat}_n}^{\text{réf}} \cdot \sin(n.p.\theta) \quad \text{avec : } c_{\text{stat}_1}^{\text{réf}} = c_{\text{stat}_1}^{\text{inc}} \quad (67)$$

Pour évaluer la différence entre le couple statique du moteur *incliné*, nous introduisons un « taux de distorsion trapézoïdal » τ_{dist} défini comme suit :

$$\tau_{\text{dist}} = \sqrt{\sum_{n=2}^{10} \left(\frac{c_{\text{stat}_n}^{\text{réf}} - c_{\text{stat}_n}^{\text{inc}}}{c_{\text{stat}_n}^{\text{réf}}} \right)^2} \quad (68)$$

L'application numérique donne $\tau_{\text{dist}} = 23\%$. La valeur de ce facteur nous confirme que la forme du couple statique est relativement éloigné d'un trapèze. Cela s'explique par l'effet « filtrant » de l'inclinaison, qui supprime des harmoniques que contient le trapèze. En effet, l'objectif du décalage des aimants ou de l'inclinaison des tôles est de supprimer les harmoniques du couple dynamique. Malheureusement, le filtrage s'applique en premier lieu au couple statique ; cela crée alors des ondulations de couple consécutives à une détérioration de la forme du couple statique (le plateau est « arrondi »). Pour un décalage discret, cet effet est d'autant plus sensible que le nombre de bloc est élevé et il est maximum pour une inclinaison continue, car on supprime d'autant plus d'harmoniques que l'on augmente le nombre de blocs.

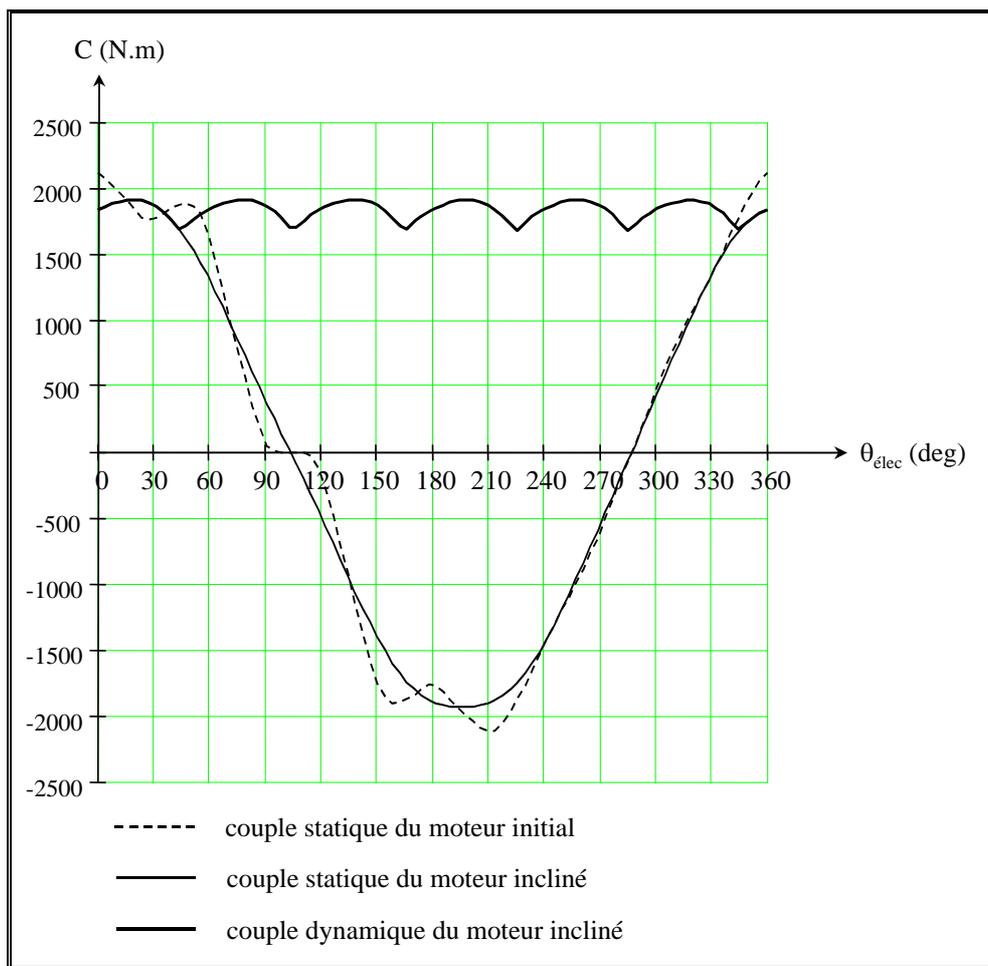


figure 37 : couples statiques et dynamique du moteur 30 kW initial et incliné, simulés numériquement pour 1000 ampères-tours par encoche en fonction de l'angle électrique.

En pratique, il existe deux possibilités pour réaliser une inclinaison continue. La première est de fabriquer des aimants en forme d'hélice inclinée de τ_i . La seconde, plus classique, est d'incliner l'empilement des tôles statoriques. Dans les deux cas la difficulté de fabrication est à peu près identique. Il faut réaliser un moule en hélice pour les aimants et un outillage spécial pour l'empilement incliné.

4.3.3.5 Remarques sur le calcul numérique des couples statique et dynamique.

Le calcul qui vient d'être développé concerne un cas particulier (moteur particulier et niveau d'ampères-tours particulier). Il faut donc être prudent sur les conclusions de l'étude. Notamment, nous avons implicitement appliqué le principe de superposition pour calculer les couples après décalage ou inclinaison en partant d'un couple calculé par un modèle numérique bidimensionnel. Nous avons donc négligé les effets d'extrémité du moteur et les possibles interactions entre chaque bloc d'aimant dans le sens axial. Une étude tridimensionnelle utilisant toujours la méthode des éléments finis [34] a été menée au sein de l'IGE. Elle concernait un moteur de 200 W – 200 tr/min destiné à la traction d'un vélo électrique. Les caractéristiques techniques de ce moteur sont données dans l'annexe 2. La figure 38 compare :

- le couple statique du moteur sans décalage des aimants et calculé numériquement par une méthode tridimensionnelle ;
- le couple statique du moteur simulé avec un décalage de deux rangées ;
- le couple statique du moteur avec un décalage de deux rangées, calculé à partir du couple statique simulé numériquement sans décalage des aimants et en utilisant par le théorème de superposition.

En tridimensionnel pur, nous observons bien une diminution de l'ondulation de couple, mais il semble qu'elle soit moins importante ce que l'on pourrait prévoir en appliquant simplement le théorème de superposition [47].

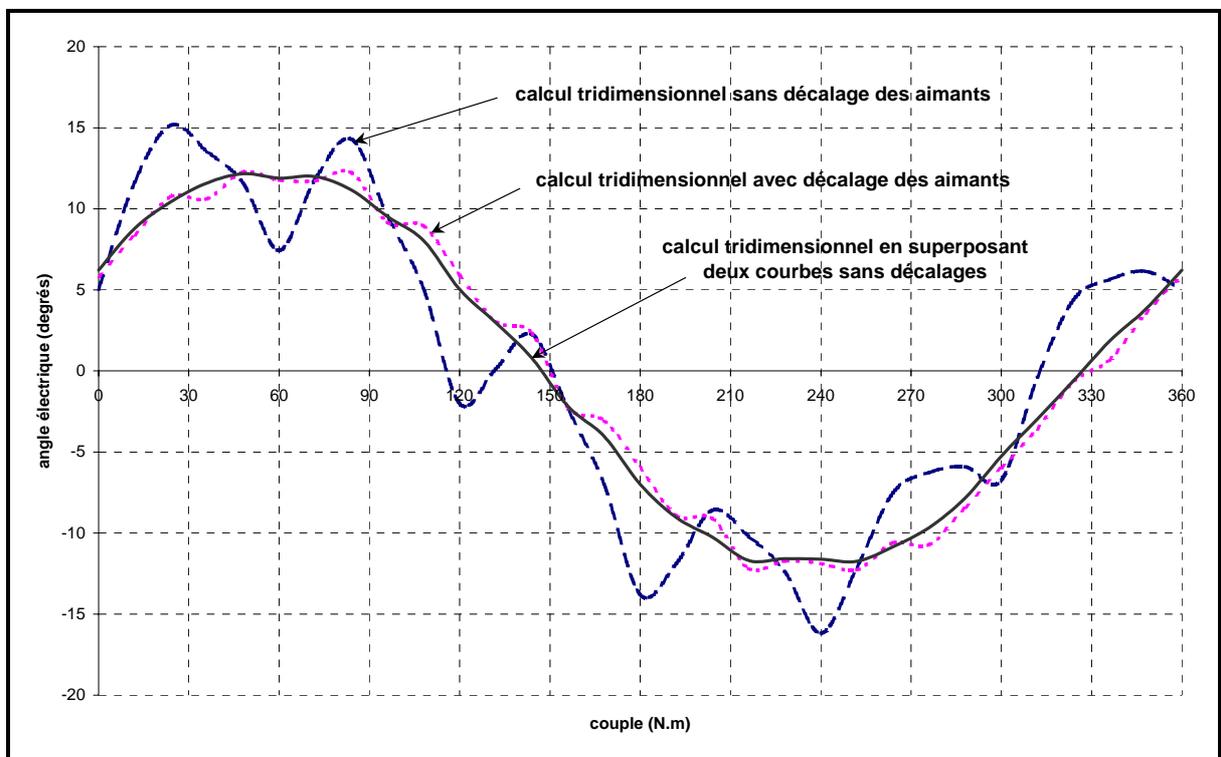


figure 38 : calcul numérique du couple du moteur de vélo par la méthode des «éléments finis en trois dimensions».

4.4. Choix du type de bobinage.

Le bobinage est nécessairement à *pas diamétral*. En effet le raccourcissement du pas de bobinage aurait pour effet de supprimer des harmoniques dans la fém et par conséquent de détériorer sa forme trapézoïdale. Il en est de même pour la répartition, ce qui implique que le nombre d'encoche q par pôle et par phase doit être égal à 1.

Pour ce qui est du choix de q , un autre argument doit être pris en compte : l'optimisation de la masse du moteur. En effet, considérons une machine ayant une induction moyenne dans l'entrefer $\langle B_e \rangle_p$ au niveau du rayon moyen d'entrefer R_e . Si on maintient ces deux grandeurs constantes, le flux par pôle est d'autant plus faible que p est élevé. Alors, en maintenant aussi le niveau de saturation dans le fer, on peut diminuer l'épaisseur des culasses statorique et rotorique lorsqu'on augmente p . Accroître le nombre de pôles permet donc de diminuer la masse de la machine. Mais cette augmentation de p a deux limites.

La première concerne les pertes fer. En effet, pour une vitesse de rotation donnée, l'augmentation de p entraîne une augmentation de la fréquence électrique et, par suite, des pertes fer.

La seconde concerne la faisabilité mécanique et elle influence le choix de q . En effet, notons S_{enc} la surface totale des encoches du stator, S_{dent} la surface totale des dents et S_{stat} la surface totale du stator hors culasse. Ces trois surfaces sont liées par la relation suivante :

$$S_{enc} + S_{dent} = S_{stat} \quad (69)$$

Si on note l_d et h_d respectivement la largeur et la hauteur d'une dent (supposée rectangulaire) et N_d le nombre de dents au stator, on peut exprimer la surface S_{dent} comme suit :

$$S_{dent} = N_d \cdot l_d \cdot h_d \quad (70)$$

Or le nombre de dents s'exprime en fonction du nombre de pôles p , du nombre de phase m et du nombre d'encoche par pôle et par phase q par :

$$N_d = 2 \cdot m \cdot p \cdot q \quad (71)$$

Ainsi, la largeur d'une dent vaut :

$$l_d = \frac{S_{stat} - S_{enc}}{2 \cdot m \cdot p \cdot q \cdot h_d} \quad (72)$$

Si on conserve S_{stat} et S_{enc} ²⁸, alors une augmentation de p entraîne une diminution de la largeur de la dent. Or, il est impossible de réaliser des dents trop étroites. En notant $l_{d_{min}}$ la largeur limite de faisabilité d'une dent, le produit $p \cdot q$ d'une machine triphasée vérifie l'inégalité suivante :

$$p \cdot q \leq \frac{S_{stat} - S_{enc}}{6 \cdot h_d \cdot l_{d_{min}}} \quad (73)$$

Ainsi, pour augmenter le plus possible p afin d'optimiser la masse de la machine, il faut que q soit le plus faible possible, c'est-à-dire égal à 1. Alors le nombre de paire de pôle p est limité :

$$p \leq \frac{S_{stat} - S_{enc}}{6 \cdot h_d \cdot l_{d_{min}}} \quad (74)$$

²⁸ En maintenant constant la surface totale des encoches, on ne modifie pas les pertes Joule de la machine pour un courant donné (aux pertes dans les têtes de bobine près).

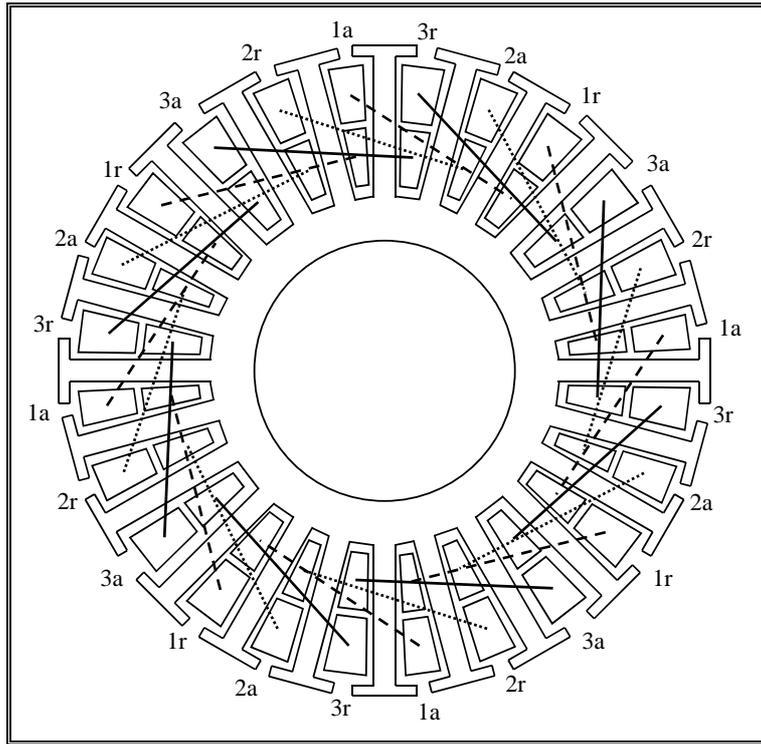


figure 39 : représentation des connexions des bobines pour une machine triphasée $p = 4$ et $q = 1$ dans le cas d'un bobinage à pas diamétral et en double couche.

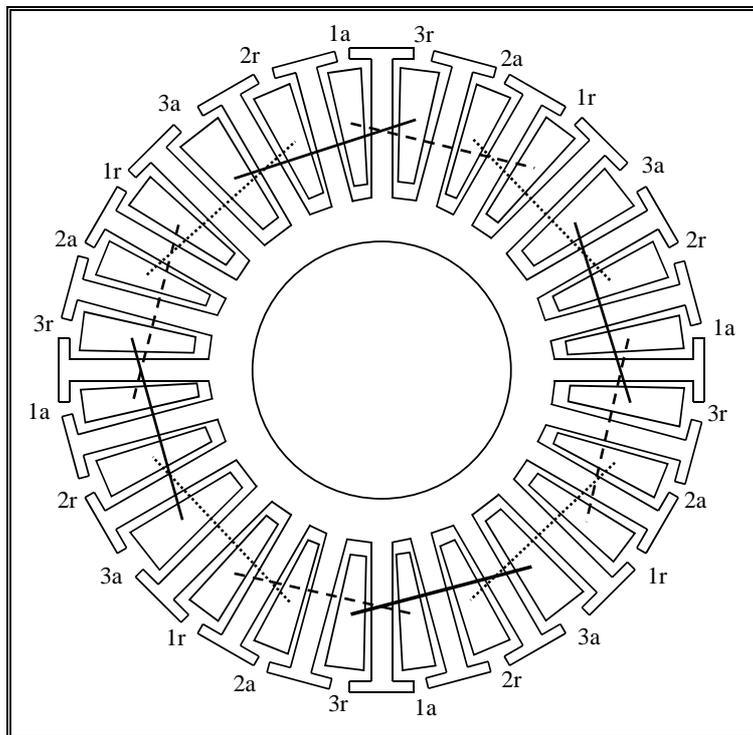


figure 40 : représentation des connexions des bobines pour une machine triphasée $p = 4$ et $q = 1$ dans le cas d'un bobinage à pas diamétral et en simple couche.

Enfin, il faut limiter le plus possible la longueur des têtes de bobines car il s'y crée des pertes Joule sans que le courant y circulant ne produise de couple. Pour cette raison, le bobinage doit être réalisé en

double couche. En effet, dans ce cas, on réduit le nombre de fils qui se croisent à l'extérieur du stator et, par conséquent, la longueur des têtes de bobine. La figure 39 et la figure 40 montrent les connexions des bobines à l'extérieur des encoches pour une machine triphasée ayant 4 pôles et une encoche par pôle et par phase, dans les cas de bobinages à simple couche et dans le cas d'un bobinage à double couche. Pour le bobinage simple couche, nous constatons que deux bobines au plus se croisent à l'extérieur de la machine, alors que pour le bobinage double couche ce sont au plus trois demi-bobines qui se croisent. Cela permet a priori une réduction du volume des têtes de bobine de 25 %.

4.5. Choix et positionnement des capteurs de position.

Le moteur est nécessairement autopiloté pour vérifier la condition de synchronisme nécessaire à la production d'un couple moyen non nul. L'électronique de commande du moteur doit donc être informée à chaque instant des transistors devant conduire, c'est-à-dire qu'elle doit savoir dans quelle séquence élémentaire d'autopilotage l'onduleur se trouve. Pour cela, il faut donc qu'elle détecte la position θ_{rs} du rotor par rapport au stator. C'est le rôle des capteurs de position.

4.5.1. Principe de la détection de position et positionnement des capteurs.

Nous allons montrer qu'en plaçant au stator trois capteurs bipolaires détectant la présence d'un pôle nord ou d'un pôle sud au rotor et qu'en les décalant exactement d'un angle mécanique de $\frac{2.\pi}{3.p}$, les signaux donnés par les capteurs permettent de définir les six séquences élémentaires d'autopilotage. Supposons que chaque capteur donne un signal haut lorsqu'il se trouve en face d'un pôle nord et un signal bas en face d'un pôle sud. Lorsque le rotor tourne, chaque capteur donne alors un signal $\frac{2.\pi}{p}$ périodique et en créneaux de largeur $\frac{\pi}{p}$. De plus, leurs positions mécaniques étant décalés de $\frac{2.\pi}{3.p}$, les signaux donnés par les trois capteurs sont aussi décalés de $\frac{2.\pi}{3.p}$.

Considérons deux repères en coordonnées cylindriques :

- le repère (R_s) lié au stator ; l'axe $\theta_s = 0$ de ce repère se trouve au centre d'une encoche aller de la phase 1 ;
- le repère (R_r) lié au rotor ; l'axe $\theta_r = 0$ de ce repère se trouve au centre d'un aimant nord.

Nous notons θ_{rs} l'angle que fait l'axe $\theta_r = 0$ du rotor avec l'axe $\theta_s = 0$ du stator. Il vérifie l'équation horaire suivante :

$$\theta_{rs}(t) = \theta_{rs_0} + \Omega(t).t \quad (75)$$

où $\Omega(t)$ est la vitesse de rotation et θ_{rs_0} la position initiale (à $t = 0$) du repère (R_r) par rapport à (R_s).

La position du premier capteur de position sur le stator est repérée par sa coordonnée angulaire θ_c dans le repère (R_s). La figure 41 précise la position des repères (R_s) et (R_r) et la définition des angles θ_{rs} et θ_c .

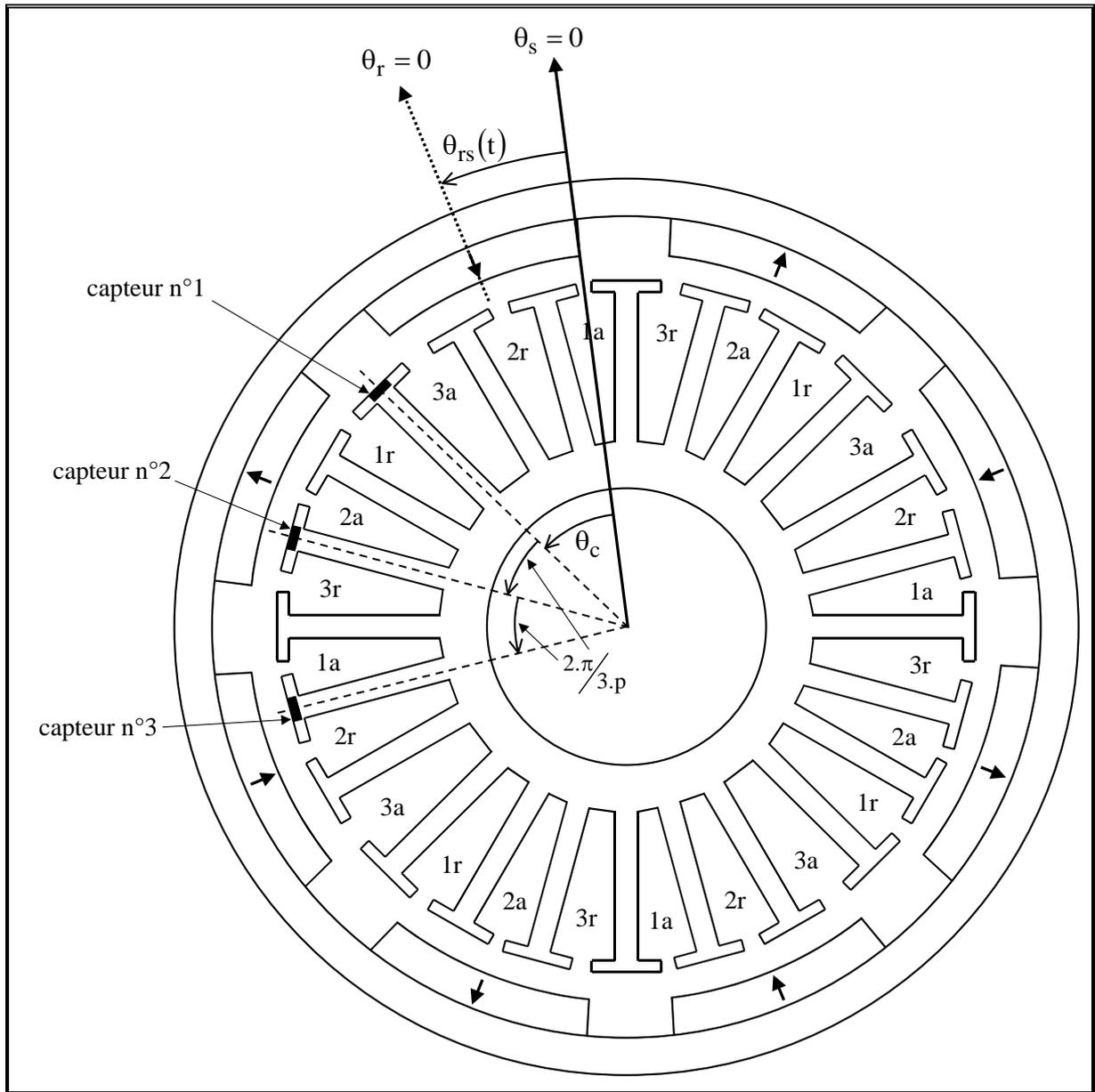


figure 41 : définition des repères (R_s) lié au stator et (R_r) lié au rotor et de l'angle θ_c caractérisant la position des capteurs de position sur le stator.

Si le rotor tourne à vitesse constante Ω_0 , alors l'évolution des fém induites dans les trois phases et des signaux donnés par les trois capteurs de position en fonction de l'angle θ_{rs} sont conformes aux courbes de la figure 42.

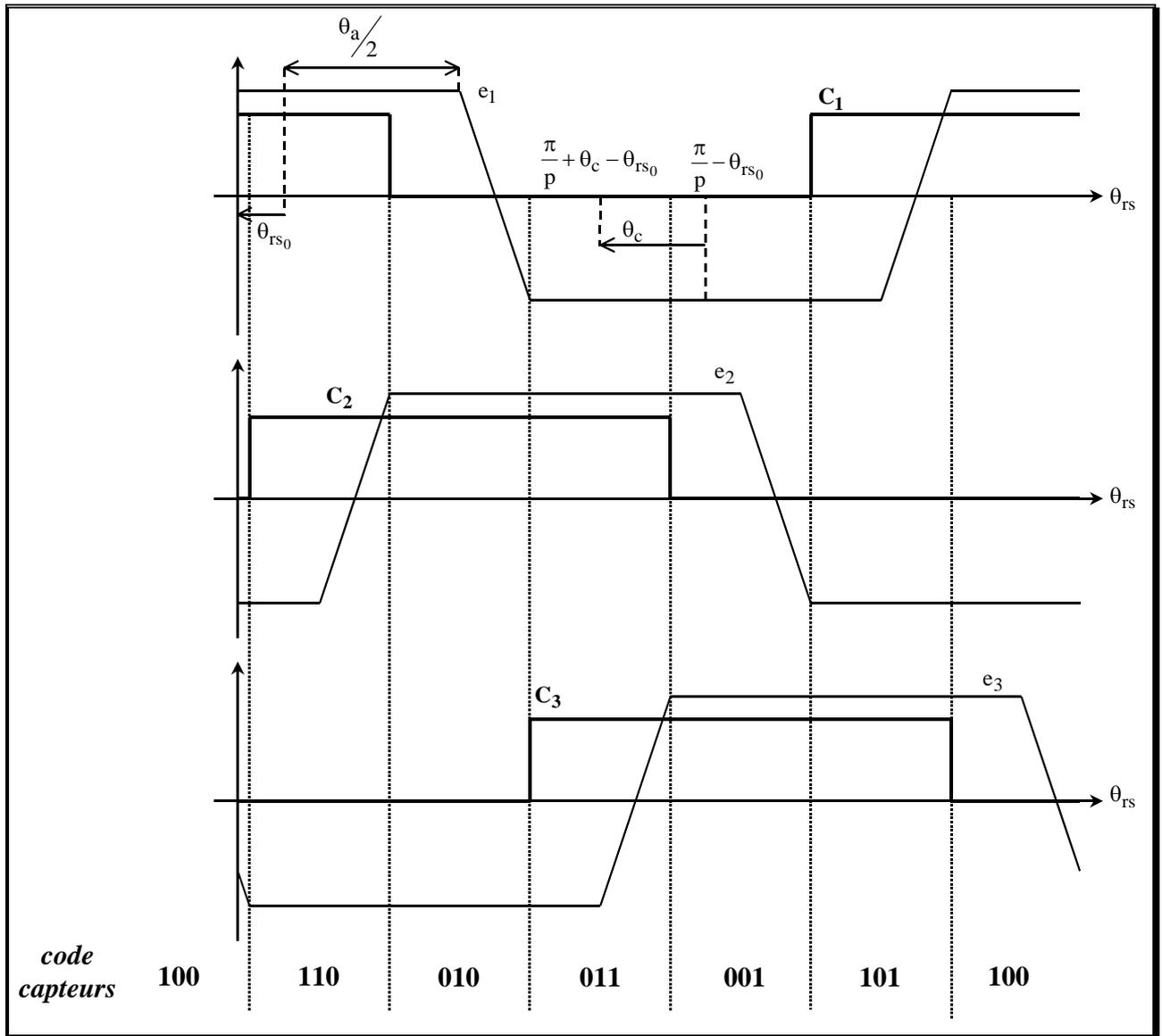


figure 42 : évolution des fém est des signaux donnés par les capteurs en fonction de la position angulaire du rotor par rapport au stator pour un angle θ_c donné²⁹.

Les capteurs de positions donnent donc un code sur 3 bits prenant six valeurs possibles selon les valeurs de θ_{rs} , θ_{rs0} et θ_c (cf. tableau 8).

²⁹ Sur cette figure les angles θ_{rs0} et θ_c sont tous les deux négatifs et ils vérifient l'inégalité $\theta_c > \theta_{rs0}$.

tableau 8 : valeurs du code fourni par les trois capteurs de position en fonction de celles de la position angulaire du rotor θ_{rs} et θ_c du capteur n°1 par rapport au stator.

$\theta_{rs} - (\theta_c - \theta_{rs_0}) - \frac{\pi}{6.p}$	0	$\frac{\pi}{3.p}$	$\frac{2.\pi}{3.p}$	$\frac{\pi}{p}$	$\frac{4.\pi}{3.p}$	$\frac{5.\pi}{3.p}$	$\frac{2.\pi}{p}$
C_1	1	0	0	0	1	1	
C_2	1	1	1	0	0	0	
C_3	0	0	1	1	1	0	
code capteurs	110	010	011	001	101	100	

Pour alimenter la machine par des créneaux de courant dont le fondamental dans chaque phase est déphasé d'un angle $\theta_{i/e}$ par rapport au fondamental de la fém induite dans la même phase, il faut commander les transistors (cf. figure 29) en fonction de l'angle θ_{rs} comme indiqué dans le tableau 9.

tableau 9 : courants dans les trois phases et transistors en conduction en fonction de θ_{rs} et $\theta_{i/e}$

$\theta_{rs} - \theta_{rs_0} - \theta_{i/e}$	0	$\frac{\pi}{3.p}$	$\frac{2.\pi}{3.p}$	$\frac{\pi}{p}$	$\frac{4.\pi}{3.p}$	$\frac{5.\pi}{3.p}$	$\frac{2.\pi}{p}$
i_1	I	0	-I	-I	0	I	
i_2	0	I	I	0	-I	-I	
i_3	-I	-I	0	I	I	0	
transistors en conduction	T_1 et T_6	T_2 et T_6	T_2 et T_4	T_3 et T_4	T_3 et T_5	T_1 et T_5	

Pour que le code fourni par les capteurs de position puisse servir à commander les transistors, il faut que les instants de commutation de l'onduleur soient en concordance avec les instants de changement d'état des signaux donnés par les capteurs. En conséquence, l'angle θ_c définissant la position angulaire du capteur de position n°1 sur le stator doit vérifier la relation suivante :

$$\theta_c = \theta_{i/e} + \frac{\pi}{6.p} \pmod{\left(\frac{\pi}{3.p}\right)} \quad (76)$$

Nous avons établi que pour obtenir le couple moyen maximal et des ondulations de couple minimales, l'angle $\theta_{i/e}$ doit être nul (cf. §4.2). Alors, le capteur n° 1 doit être décalé de $\frac{\pi}{6.p}$ modulo $\frac{\pi}{3.p}$ par rapport à la position $\theta_s = 0$. Etant donné que l'axe $\theta_s = 0$ est au milieu d'une encoche, alors le capteur n° 1 doit être placé au niveau du milieu d'une dent. Les deux autres capteurs sont respectivement décalés de $\frac{2.\pi}{3.p}$ et $\frac{4.\pi}{3.p}$ par rapport au capteur n°1. Donc, si le capteur n°1 se trouve au niveau du milieu de la dent n° i, le capteur n° 2 se trouvent au milieu de la dent n° i+2 et le capteur n° 2 se trouvent au milieu de la dent n° i+3, modulo $2.\pi$ électrique.

4.5.2. Choix du type de capteurs.

Plusieurs types de capteurs sont possibles. Citons trois exemples : les capteurs à effet Hall, les capteurs optiques et les codeurs incrémentaux.

Les trois premiers correspondent directement à ce qui a été décrit au paragraphe précédent. En utilisant trois de ces capteurs décalés de 120° électriques et correctement positionnés sur le stator, on commande correctement l'onduleur.

Les capteurs à effet Hall sont certainement les plus simples et les moins coûteux à utiliser. Ils peuvent être :

- bipolaires, c'est-à-dire qu'ils ne peuvent être que dans deux états logiques selon le signe de l'induction magnétique qu'ils détectent ;
- linéaires : dans ce cas ils fournissent une tension proportionnelle à l'induction qu'ils détectent.

Les premiers sont plus intéressants que les seconds auxquels il faut associer des comparateurs afin d'obtenir un signal logique dépendant de la polarité du rotor.

Comme il a été démontré au paragraphe précédent, ils doivent être placés au milieu d'une dent. En pratique, on peut réaliser le montage de la figure 43. Sur quelques tôles, on usine une petite encoche au centre de la dent permettant ensuite de poser le capteur. L'encoche peut être de taille restreinte car on trouve des capteurs à effet Hall de très faibles dimensions. Ainsi le champ n'est pas notablement affecté par l'augmentation locale de l'entrefer.

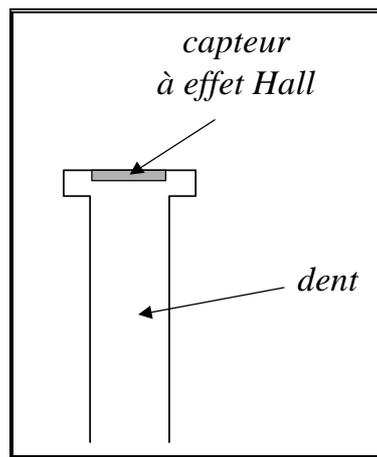


figure 43 : positionnement d'un capteur à effet Hall sur une dent statorique.

Remarquons que, s'il semble plus pratique de placer les capteurs dans une encoche (car il n'est pas nécessaire d'usiner les tôles), on s'expose à deux problèmes. Premièrement, si on ne décale pas les signaux des capteurs par un moyen électronique, le couple moyen est faible avec des ondulations importantes, car l'angle θ_c n'est pas correct. Deuxièmement, lorsque le courant circulant au stator est important (i.e. lorsque le couple demandé au moteur est élevé), le capteur à effet Hall, au voisinage des bobinages, détecte le champ de réaction d'induit en même temps que le champ rotorique, ce qui peut perturber la détection de position et entraîner des défauts de commande.

Une autre solution est d'utiliser des capteurs optiques à réflexion infrarouge. Le capteur émet un rayon lumineux dans les fréquences infrarouges qui est réfléchi par une surface en aluminium poli (par exemple) et absorbé par une surface foncée. Le capteur, qui est bipolaire, fournit un signal logique bas face à une surface réfléchissante et haut sinon. Nous pouvons utiliser ce type de capteur pour détecter la polarité du rotor. Pour cela, on place un masque solidaire du rotor et constitué de portions

réfléchissantes en face d'un aimant Nord et de portions non réfléchissantes en face d'un aimant sud. Les capteurs optiques doivent alors être solidaires du stator et placés conformément à la relation 76, afin de fournir des signaux logiques permettant de commander correctement l'onduleur. Il peut être intéressant de réaliser un système où l'on a la possibilité de régler l'angle θ_c . Cela permet notamment de déterminer expérimentalement l'angle θ_c optimal fournissant le couple moyen maximal pour des ampères-tours donnés ou encore d'observer l'influence de θ_c sur les ondulations de couple.

La dernière solution que nous envisageons correspond aux codeurs incrémentaux. Ils permettent de connaître plus précisément l'angle θ_{rs} que les trois autres. Si le codeur possède N_{res} bits, la précision obtenue sur la détection de θ_{rs} vaut $\frac{2\pi}{2^{N_{res}}}$. Cependant, dans notre cas, cette précision n'est

pas vraiment utile, puisqu'il faut seulement détecter des plages de largeur angulaire $\frac{\pi}{3.p}$. En fait, cela

complique même l'électronique de commande, dans la mesure où il faut ajouter un système reconstituant les séquences du tableau 8 à partir des N_{res} signaux donnés par le codeur.

En conclusion, nous retiendrons que la solution la plus industrielle (i.e. la plus pratique et la plus économique) correspond aux capteurs à effet Hall. Cependant, il faut d'une part soigner leurs positionnements et d'autre part les protéger dans la mesure où il est difficile de les remplacer lorsque le moteur est assemblé.

4.6. Conception générale de l'onduleur.

L'objet de ce paragraphe n'est pas d'entrer dans les détails technologiques de la réalisation du convertisseur statique, mais plutôt d'éclairer certains choix liés au fonctionnement de l'ensemble convertisseur-machine. Nous allons aborder les deux problèmes suivant :

- le choix de la fréquence de modulation de largeur d'impulsion (MLI) ;
- le choix des interrupteurs de puissance.

4.6.1. Choix de la fréquence de MLI.

L'onduleur est alimenté par une source de tension. Pour que le plateau des créneaux de courant dans une phase du moteur reste sensiblement constant, il faut réguler le courant. On utilise pour cela le principe de la modulation de largeur d'impulsion. Nous allons décrire ce principe et calculer l'ondulation de courant résultante.

Pour cela, nous modélisons chaque phase du moteur par sa force électromotrice e , sa résistance R , son inductance propre L_p et ses mutuelles avec les deux autres phases M (cf. figure 44). La tension simple v_j aux bornes de la phase n° j vaut donc :

$$\forall j \in \{1,2,3\}, \quad v_j(t) = e_j(t) + R_{ph} \cdot i_j(t) + L_p \cdot \frac{di_j}{dt} + M \cdot \frac{di_k}{dt} + M \cdot \frac{di_l}{dt} \quad k \neq j \text{ et } l \neq j \quad (77)$$

Les phases du moteur sont couplées en étoile donc :

$$i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) = 0 \rightarrow \forall j \in \{1,2,3\}, \quad i_j(t) = -[i_k(t) + i_l(t)] \quad k \neq j \text{ et } l \neq j \quad (78)$$

En introduisant l'inductance cyclique d'une phase $L_c = L_p - 2.M$, nous obtenons :

$$\forall j \in \{1,2,3\}, \quad v_j(t) = e(t) + R_{ph} \cdot i_j(t) + L_c \cdot \frac{di_j}{dt} \quad (79)$$

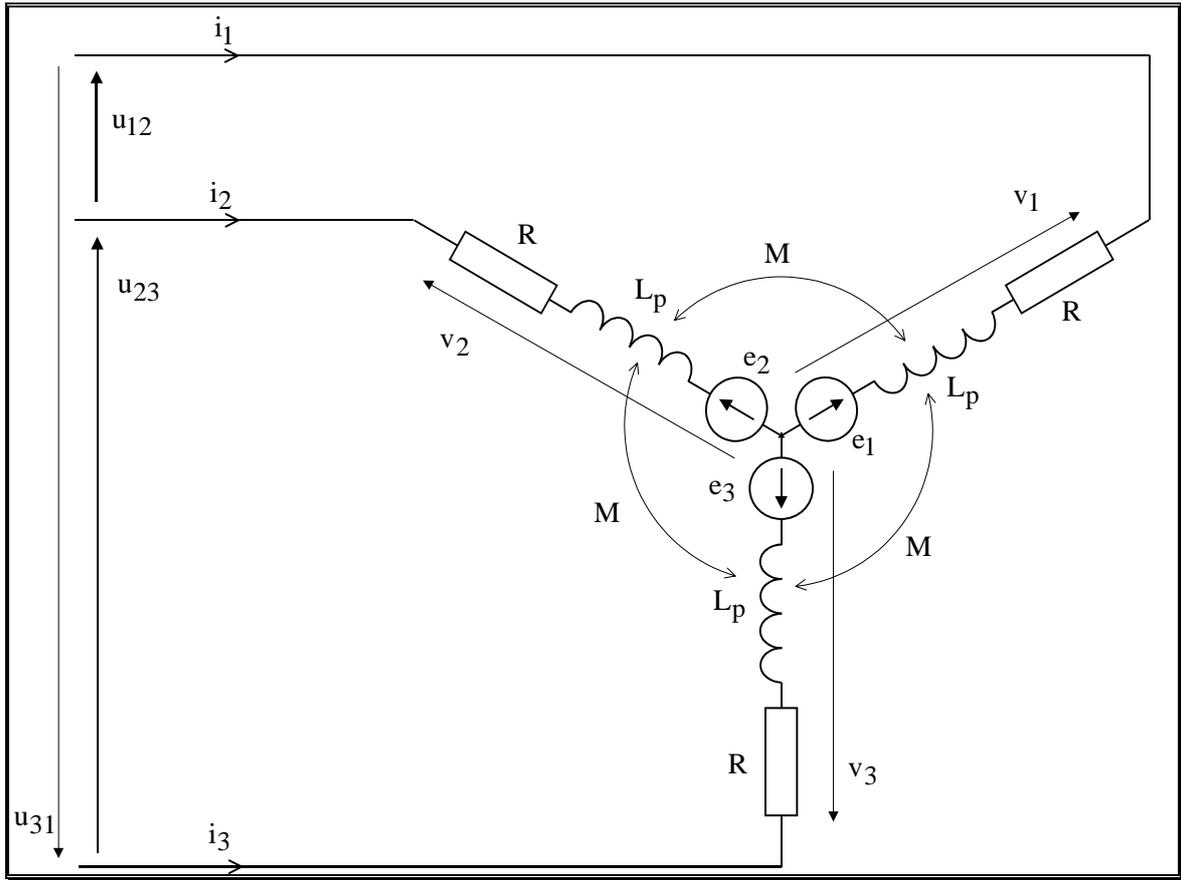


figure 44 : modèle du moteur pour le calcul de l'ondulation de courant provoqué par la MLI.

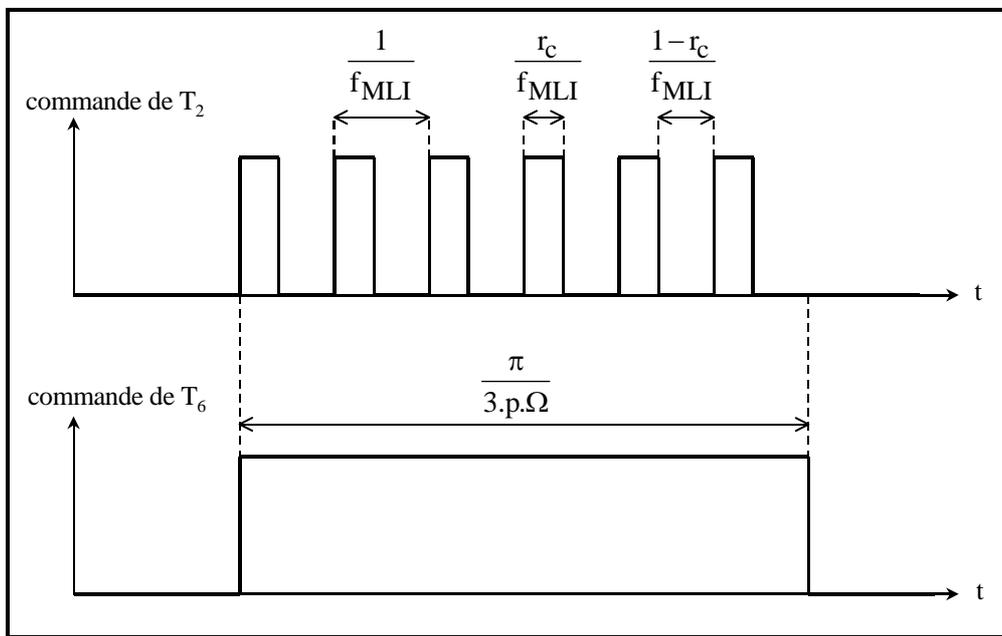


figure 45 : chronogrammes des signaux de commande des transistors T₂ et T₆ lorsqu'ils conduisent.

Plaçons-nous en régime permanent ; le rotor tourne à vitesse constante Ω . De plus, considérons la

séquence élémentaire d'autopilotage où
$$\begin{cases} i_1(t) = 0 \\ i_2(t) = +I \text{ (cf. figure 30)} \\ i_3(t) = -I \end{cases}$$
. Dans ce cas, ce sont les transistors

T_2 et T_6 qui conduisent (cf. tableau 9). Si la largeur angulaire des aimants est suffisante (cf. figure 31), les fém e_1 et e_2 sont constantes et valent respectivement E et $-E$ durant toute la séquence.

La régulation du courant par MLI correspond à un découpage à haute fréquence d'un des deux transistors conduisant le courant. Par exemple supposons que l'on applique la MLI aux transistors du haut de l'onduleur, soit T_1 , T_2 et T_3 . Durant la séquence d'autopilotage que nous considérons ici, les signaux logiques de commande du transistor T_2 et T_6 sont donc conformes aux chronogrammes de la figure 45. Notons que ce découpage n'a de sens que si on découpe au moins une dizaine de fois le signal par sixième de période électrique, lorsque la période électrique est la plus faible, c'est-à-dire lorsque la vitesse de rotation est la plus élevée. Cela implique la relation approximative suivante :

$$f_{MLI} > 10 \cdot \left(6 \cdot p \cdot \frac{\Omega}{2\pi} \right) \tag{80}$$

Le système est donc équivalent au schéma électrique de la figure 46. On note $i(t) = i_2(t) = -i_3(t)$ le courant commun aux phases 2 et 3. Lorsque T_2 conduit, la tension u_{23} est égale à la tension de la batterie U_{bat} et lorsque T_2 ne conduit pas, c'est la diode D_5 qui assure la continuité du courant dans la seconde phase et la tension u_{23} est nulle.

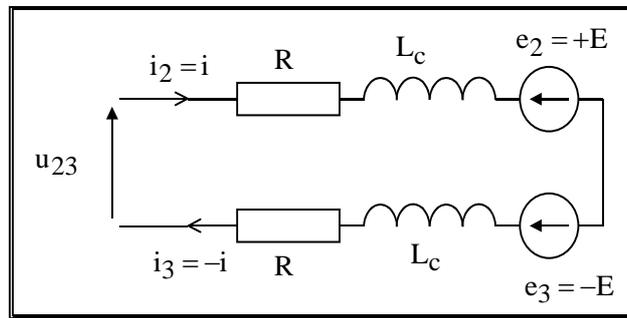


figure 46 : schéma équivalent du moteur pendant la séquence d'autopilotage où T_2 et T_6 conduisent.

En notant $\tau = \frac{1}{R_{ph} \cdot L_c}$, le courant $i(t)$ vérifie donc l'équation différentielle suivante :

$$\frac{di}{dt} + \frac{1}{\tau} \cdot i(t) + \frac{E}{L_c} = \frac{u_{23}(t)}{2 \cdot L_c} = \begin{cases} \frac{U_{bat}}{2 \cdot L_c} & \text{si } T_2 \text{ conduit} \\ 0 & \text{si } T_2 \text{ ne conduit pas} \end{cases} \tag{81}$$

En régime permanent, $i(t)$ correspond à des portions d'exponentielles alternativement croissantes ou décroissantes (cf. figure 47). Notons I_{max} et I_{min} les valeurs maximale et minimale du courant $i(t)$. En résolvant l'équation différentielle 81, nous obtenons l'expression de l'intensité du courant $i(t)$:

$$\begin{cases} i(t) = \left(I_{\min} - \frac{U_{\text{bat}} - 2.E}{R} \right) e^{-t/\tau} + \frac{U_{\text{bat}} - 2.E}{R} & \text{si } T_2 \text{ conduit} \\ i(t) = \left(I_{\max} + \frac{E}{R} \right) e^{-\left(t - \frac{r_c}{f_{\text{MLI}}} \right) / \tau} - \frac{E}{R} & \text{si } T_2 \text{ ne conduit pas} \end{cases} \quad (82)$$

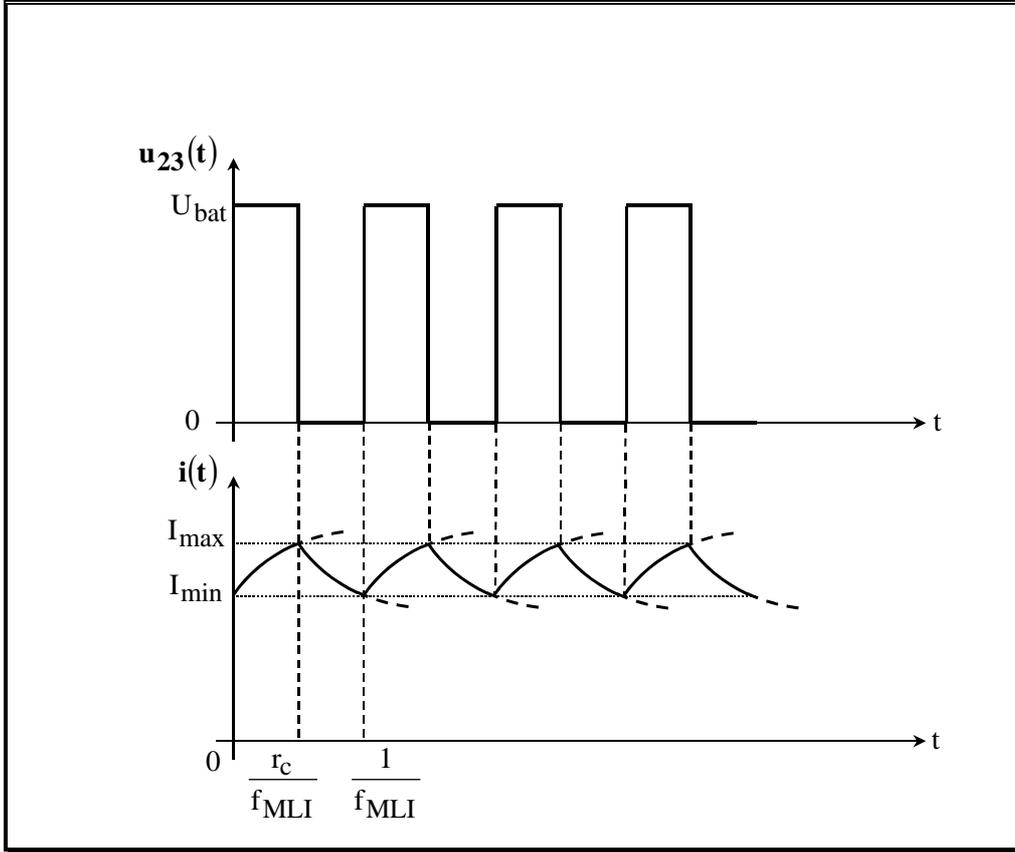


figure 47 : chronogrammes de a tension u_{23} et du courant i .

Définissons $\Delta I_{\text{MLI}} = I_{\max} - I_{\min}$ l'ondulation de courant due à la MLI. En effectuant le calcul, on obtient l'expression de ΔI_{MLI} en fonction de τ , f_{MLI} , r_c , U_{bat} , E et R :

$$\Delta I_{\text{MLI}} = \frac{e^{-r_c/\tau \cdot f_{\text{MLI}}} + e^{-(1-r_c)/\tau \cdot f_{\text{MLI}}} - e^{-1/\tau \cdot f_{\text{MLI}}} - 1}{e^{-1/\tau \cdot f_{\text{MLI}}} - 1} \cdot \frac{U_{\text{bat}}}{2.R} \quad (83)$$

Si la période $T_{\text{MLI}} = \frac{1}{f_{\text{MLI}}}$ de la MLI est petite devant la constante de temps τ , les portions d'exponentielles peuvent être assimilées à des segments de droite et nous obtenons une expression plus simple de ΔI_{MLI} en effectuant un développement limité de $e^{1/\tau \cdot f_{\text{MLI}}}$ au second ordre :

$$\Delta I_{\text{MLI}} = \frac{r_c \cdot (1 - r_c) \cdot U_{\text{bat}}}{2.L_c \cdot f_{\text{MLI}}} \quad (84)$$

Nous observons que les ondulations du plateau de courant provoquées par la MLI dépendent du rapport cyclique r_c .

Par ailleurs, si nous calculons la valeur moyenne I de l'intensité du courant $i(t)$, nous obtenons :

$$I = \frac{1}{T_{MLI}} \int_0^{T_{MLI}} i(t) dt = \frac{r_c \cdot U_{bat} - 2 \cdot E}{2 \cdot R} \quad (85)$$

La relation 85 montre que le rapport cyclique dépend de l'amplitude de la force électromotrice E et du courant moyen I . C'est-à-dire que le rapport cyclique est fixé par la vitesse de rotation de la machine et du couple qu'on lui demande de fournir. Pour un point de fonctionnement donné correspondant à un rapport cyclique, il existe donc une ondulation ΔI_{MLI} sur laquelle on ne peut agir (car r_c n'est pas libre). Cette ondulation est maximale lorsque le rapport cyclique vaut 0,5 et elle vaut alors :

$$\Delta I_{MLI_{max}} = \frac{U_{bat}}{8 \cdot L_c \cdot f_{MLI}} \quad (86)$$

La relation 86 met en évidence que pour un moteur et une batterie donnés (i.e. U_{bat} et L_c fixés), l'ondulation du plateau de courant est d'autant plus faible que la fréquence de découpage est plus élevée.

Ces ondulations sont gênantes car elles peuvent provoquer :

- des ondulations de couples et par suite des vibrations³⁰ ;
- des pertes fer supplémentaires causées par des variations du champ de réaction d'induit.

Il convient donc de travailler à la fréquence de découpage f_{MLI} la plus élevée possible pour limiter ces problèmes et ce d'autant plus que l'inductance cyclique des moteurs synchrone à aimants est généralement faible. Par ailleurs, la limite des fréquences audibles par l'homme est de 20 kHz. Nous avons donc intérêt à choisir f_{MLI} au-delà de cette limite pour éviter des sifflements désagréables qui nuiraient à l'aspect écologique du moteur-roue.

Mais, si l'augmentation de la fréquence de découpage présente des avantages indéniables, il convient de signaler qu'elle possède au moins deux limites.

Premièrement, il ne faut pas dépasser les limites de commutation du transistor utilisé. En effet, celui-ci possède des temps de fermeture et d'ouverture minimaux $t_{on_{min}}$ et $t_{off_{min}}$ (cf. tableau 10).

tableau 10 : temps de commutation limites des transistors IGBT et MOS

type de transistor	IGBT	MOS
$t_{on_{min}}$	0,9 μ s	0,1 μ s
$t_{off_{min}}$	1,5 μ s	0,3 μ s

Si la période de MLI devient du même ordre que ces temps limites de commutation, l'onduleur ne fonctionne plus correctement. Si on admet que la période de découpage ne doit pas être inférieure environ à 20 fois le plus grand des deux temps de commutation minimaux, alors f_{MLI} doit être inférieure à quelques dizaines de kiloHertz pour des transistors IGBT et à quelques centaines de kHz pour des transistors MOS.

Deuxièmement, les pertes par commutation dans les interrupteurs de puissance augmentent avec leur fréquence de commutation. Il est difficile d'évaluer correctement ces pertes qui dépendent fortement de la charge de l'onduleur et aussi de l'éventuelle adjonction de circuits d'aide à la commutation

³⁰ Si l'inertie des parties tournantes du moteur n'est pas trop faible et si l'ondulation de courant n'est pas trop élevée, ces vibrations à fréquence élevée peuvent être naturellement filtrées par inertie.

(CALC). Nous retiendrons cependant qu'il conviendra de limiter f_{MLI} si on ne veut pas surdimensionner excessivement les transistors et détériorer le rendement du convertisseur.

4.6.2. Choix des interrupteurs de puissance.

Etant donné le fonctionnement du convertisseur, les interrupteurs de puissances doivent pouvoir être commandés à l'ouverture et à la fermeture. Il existe actuellement quatre composants possibles :

- le GTO (gate turn off) ;
- le transistor bipolaire ;
- le transistor IGBT (transistor bipolaire à grille isolée) ;
- le transistor MOS (metal oxyde semiconductor).

La figure 48 extraite de [48] présente les domaines d'application des différents semi-conducteurs en 1997 en fonction de la puissance mise en jeu et de la fréquence de commutation³¹.

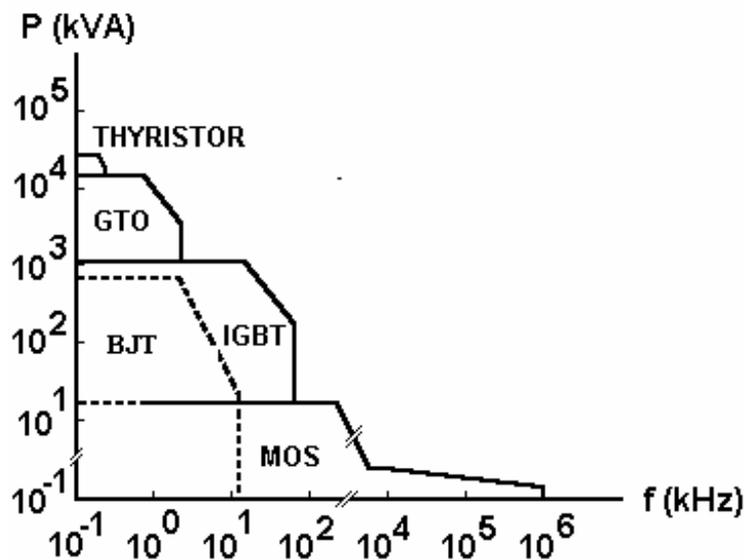


figure 48 : domaines d'application des semi-conducteurs en 1997.

Les deux premiers composants ne sont pas adaptés, car ils sont tous les deux lents. La fréquence de travail du GTO est limitée à 2 kHz et celle du transistor bipolaire à 5 kHz. De plus le GTO nécessite la mise en œuvre de circuits de commande complexes et coûteux. Le transistor bipolaire est limité par la commande en courant de sa base, sa petite aire de sécurité à la commutation et son emballement thermique.

Il reste donc le transistor IGBT et le transistor MOS. Ils possèdent tous les deux des fréquences de travail compatibles avec notre application. Le critère de choix se reportera donc essentiellement sur la gamme de puissance concernée. Le transistor IGBT correspond plutôt à des puissances supérieures au kilowatt alors que le transistor MOS plutôt à des puissances de quelques centaines de watts.

Un autre critère concerne les pertes par conduction. Le transistor MOS en conduction est équivalent à une résistance $r_{ds_{on}}$ environ constante avec le courant. Cette résistance augmentant avec le seuil de tension du transistor, le MOS reste essentiellement cantonné aux applications faibles tensions (< 500 V) et faible courant (< 100 A). En revanche, le transistor IGBT en conduction possède une chute de

³¹ On exclut les nouveaux interrupteurs (MCT, SITH,...) qui n'ont pas encore la maturité requise à une application industrielle.

tension constante $V_{CE_{sat}}$ à ses bornes. Il conduit donc à un meilleur rendement de l'alimentation aux tensions élevées. Les seuils de tension et de courant actuels sont de l'ordre de 3000 V et 800 A. L'ensemble de ces remarques permettent de conclure que nous utiliserons le transistor MOS pour les applications faible puissance et faible tension comme les vélos ou les scooters, alors que nous utiliserons les transistors IGBT pour les applications de forte puissance (où la tension de batterie est en général plus élevée) comme les voitures ou les bus.

5. Conclusion.

Dans ce chapitre, nous avons étudié plusieurs systèmes convertisseur statique – machine électrique pouvant s'intégrer dans la roue d'un véhicule. Les contraintes de couple, de rendement, de refroidissement mais aussi de fiabilité et de coût nous ont amené à choisir le moteur synchrone à aimant alimenté par un onduleur de tension produisant des créneaux de courant.

Concernant le moteur, en décrivant son principe de fonctionnement, nous avons montré que :

- il faut choisir des aimants suffisamment large et un déphasage nul entre le fondamental de la fém et du courant d'une même phase (ce qui implique un positionnement particulier des capteurs de position) afin d'obtenir un couple maximal avec des ondulations minimales ;
- il faut soit décaler plusieurs rangées d'aimants, soit incliner les tôles du stator pour supprimer les effets de réluctance ;
- le bobinage doit être à pas diamétral et en demi-section.

Concernant l'onduleur, nous avons établi que :

- il faut choisir une fréquence de découpage satisfaisant au compromis suivant : obtenir des ondulations de courant faibles sans créer de pertes par commutation trop importantes ;
- les interrupteurs de puissance sont préférentiellement des transistors MOS pour les faibles puissances et des transistors IGBT pour les fortes puissances.

- PARTIE B -

MODÉLISATION ANALYTIQUE ET NUMÉRIQUE D'UN MOTEUR-ROUE SYNCHROME SANS BALAIS À FÉM TRAPÉZOÏDALE ET À STRUCTURE INVERSÉE

Dans la partie, précédente, nous avons montré que le moteur synchrone sans balais est bien adapté à la réalisation d'un moteur-roue. Pour dimensionner ce système, nous allons utiliser la méthodologie décrite au chapitre 2. Pour cela, nous établissons donc un modèle analytique et un modèle numérique du moteur et de son alimentation. Nous scindons l'analyse en quatre temps. Dans le chapitre 4, nous détaillons l'ensemble des équations décrivant la structure géométrique et physique de la structure. Puis, nous nous intéressons aux équations traduisant le fonctionnement du système : il s'agit d'abord des équations magnétiques dans le chapitre 5, puis des équations électromécaniques dans le chapitre 6 et enfin des équations thermiques dans le chapitre 7.

Chapitre 4. Equations décrivant la structure géométrique et physique d'un moteur-roue synchrone sans balais, à force électromotrice trapézoïdale alimenté par des créneaux de courant.

1. Introduction.

DANS ce chapitre, nous développons les équations décrivant la structure géométrique et les propriétés physiques du moteur. Pour la structure géométrique, il s'agit entre autres des équations reliant les différents paramètres géométriques du moteur ou encore des expressions des masses des composantes du système. Les équations physiques correspondent à toutes les propriétés physiques utiles des matériaux utilisés dans le système. Toutes ces équations sont analytiques et aucune ne dépend du fonctionnement du système.

2. Equations décrivant la structure géométrique du système.

On se limite ici à la description de la *géométrie des parties électromagnétiques du moteur*. Les autres parties non actives n'influent guère les performances motrices du moteur-roue et elles ne sont pas du ressort du génie électrique. De même, nous laissons arbitrairement de côté la description géométrique du convertisseur. En effet, le convertisseur est conçu à partir d'éléments de base déjà existant et dont la diversité exclut une approche générique. Pour ce qui est de la source d'énergie primaire en amont du convertisseur, on se limite à des batteries dont on calcule la masse et le volume, à partir de leur énergie spécifique et leur puissance spécifique ; nous les comparons à la puissance et à l'énergie embarquées nécessaires pour obtenir les performances et l'autonomie désirées.

2.1. Définition géométrique du moteur.

La figure 49 montre une coupe transversale du moteur restreinte à un pôle et la figure 50 montre le détail d'une dent statorique. La plupart des paramètres géométriques sont représentés sur ces deux figures.

2.1.1. Définition du rotor.

Le rotor est une culasse cylindrique en acier ferromagnétique de rayon extérieur R_{ext} , de rayon intérieur R_r et d'épaisseur h_{cr} . Nous avons donc la relation :

$$R_r = R_{\text{ext}} - h_{\text{cr}} \quad (87)$$

En notant mv_{rot} la masse volumique du rotor et l_{fer} la longueur de fer (i.e. des parties actives) du moteur, la masse du rotor vaut alors :

$$m_{\text{rot}} = mv_{\text{rot}} \cdot \pi \cdot (R_{\text{ext}}^2 - R_r^2) l_{\text{fer}} \quad (88)$$

2.1.2. Définition des aimants.

Les 2.p aimants³², collés sur la surface intérieure du stator, ont la forme de tuiles de diamètre extérieur R_r , de diamètre intérieur R_a , d'épaisseur h_a et d'ouverture angulaire θ_a . On note α_a

l'ouverture angulaire de l'aimant relative à un pas polaire $\tau_p = \frac{\pi}{p}$. Nous pouvons alors écrire les deux

relations suivantes :

$$R_a = R_r - h_a \quad (89)$$

$$\alpha_a = \frac{\theta_a}{\tau_p} \quad (90)$$

En notant mv_{aim} la masse volumique des aimants, la masse totale des aimants vaut alors :

$$m_{\text{aim}} = mv_{\text{aim}} \cdot \alpha_a \cdot \pi \cdot (R_r^2 - R_a^2) l_{\text{fer}} \quad (91)$$

2.1.3. Définition du stator.

Le stator est formé de tôles ferromagnétiques isolées et empilées³³. Les rayons extérieur et intérieur de la tôle sont respectivement notés R_s et R_{int} . On suppose que la dent est droite, c'est-à-dire que sa largeur reste constante sur toute sa hauteur (hors isthme). La dent est alors définie par sa largeur hors isthme l_d et sa hauteur du bas de l'encoche au pied de l'isthme h_d et l'isthme de la dent est défini par sa largeur l_{is} et sa hauteur h_{is} . L'épaisseur de la culasse statorique est notée h_{cs} . Nous avons donc la relation suivante :

$$R_{\text{int}} = R_s - h_{\text{is}} - h_d - h_{\text{cs}} \quad (92)$$

Le nombre de dents au stator peut être calculé à partir du nombre de phases m (toujours égal à 3 dans notre cas), du nombre d'encoches par pôle et par phase q (toujours égal à 1 dans notre cas) et de p par la formule suivante :

$$N_d = 2 \cdot m \cdot q \cdot p \quad (93)$$

³² p est le nombre de paires de pôles de la machine.

³³ Les tôles sont soit collées, soit serrées.

Equations décrivant la structure géométrique et physique d'un moteur-roue synchrone sans balais, à force électromotrice trapézoïdale alimenté par des créneaux de courant.

Si on introduit k_f , le coefficient de foisonnement des tôles et mv_{stat} , la masse volumique des tôles, les masse des dents m_{dent} , de la culasse statorique m_{custat} et du stator complet m_{stat} valent respectivement :

$$m_{dent} = N_d \cdot mv_{stat} \cdot k_f \cdot l_{fer} \cdot (h_d \cdot l_d + h_{is} \cdot (l_d + 2 \cdot l_{is})) \quad (94)$$

$$m_{custat} = mv_{stat} \cdot k_f \cdot \pi \cdot ((R_{int} + h_{cs})^2 - R_{int}^2) \cdot l_{fer} \quad (95)$$

$$m_{stat} = m_{dent} + m_{custat} \quad (96)$$

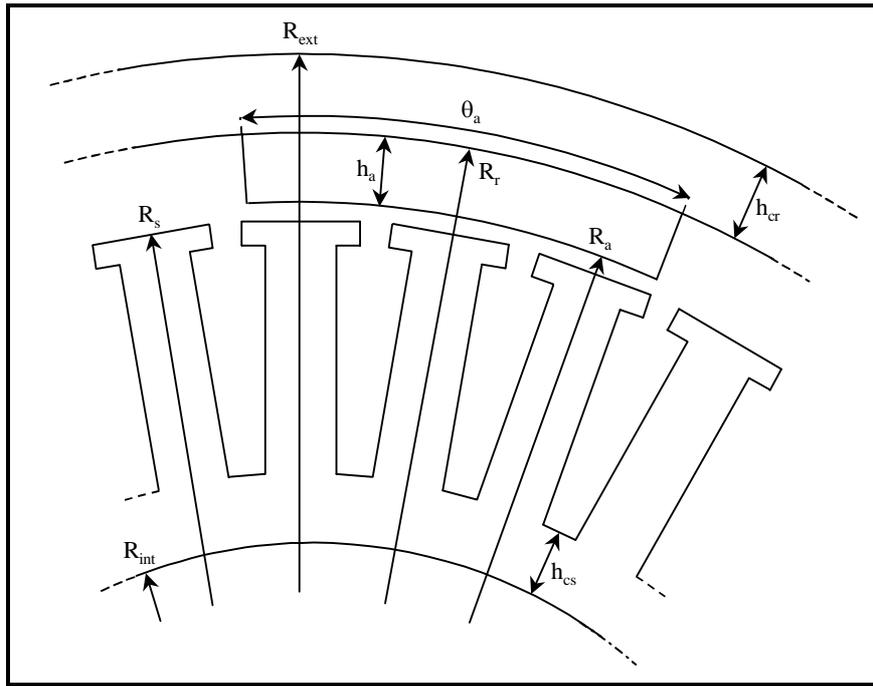


figure 49 : coupe transversale d'un moteur synchrone à aimants montés en surface et à rotor extérieur

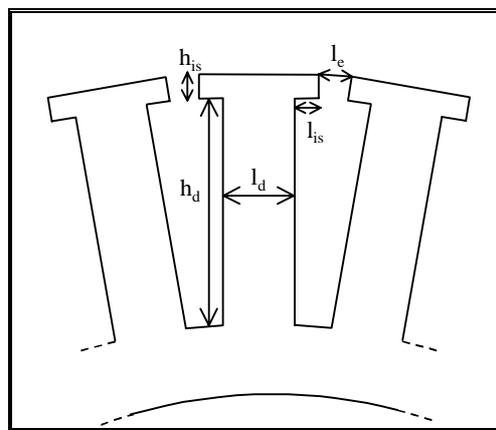


figure 50 : détail d'une dent de la tôle statorique

2.1.4. Définition du bobinage.

Comme nous l'avons dit au chapitre 3, le bobinage du moteur est à fils ronds, à pas diamétral et réalisé en demi-section pour réduire les longueurs des têtes de bobines. Nous allons évaluer la longueur d'une spire pour calculer la masse du bobinage.

Chaque spire peut être décomposée en deux parties : deux conducteurs actifs dans l'encoche et deux raccords extérieurs à l'encoche qui forment les têtes de bobines.

La longueur de la partie active l_{spact} est facile à calculer. En l'absence d'inclinaison des encoches, elle est égale à la longueur de fer et si les encoches sont inclinées d'un angle θ_i , elle vaut :

$$l_{spact} = \frac{l_{fer}}{\cos(\theta_i)} \quad (97)$$

La longueur des têtes de bobines est beaucoup plus difficile à apprécier. Elle dépend du type de bobinage, du type de fil utilisé et aussi grandement du savoir-faire du bobineur. Nous proposons une formule qui semble convenir dans la mesure où elle a été vérifiée expérimentalement sur plusieurs prototypes.

La longueur des têtes de bobines est décomposée en deux parties : la première correspond au fil reliant les deux encoches dans un plan parallèle aux tôles du stator et la deuxième correspond à la partie tournante du fil reliant deux fois (au niveau de l'encoche aller et au niveau de l'encoche retour) ce plan à la partie active de la spire.

La longueur l_{sptb1} de la première partie vaut approximativement la distance entre le centre de la partie basse de l'encoche et le centre de la partie haute de l'encoche, soit :

$$l_{sptb1} = \sqrt{\left(R_{int} + h_{cs} + \frac{h_d}{4}\right)^2 + \left(R_{int} + h_{cs} + \frac{3 \cdot h_d}{4}\right)^2} + 2 \cdot \left(R_{int} + h_{cs} + \frac{h_d}{4}\right) \cdot \left(R_{int} + h_{cs} + \frac{3 \cdot h_d}{4}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{p}\right) \quad (98)$$

Nous considérons que la longueur l_{sptb2} de la deuxième partie vaut deux fois la largeur moyenne d'une encoche, car il y a toujours deux bobines l'une sur l'autre au niveau des têtes de bobines. Nous obtenons la formule suivante :

$$l_{sptb2} = 2 \cdot \left[\frac{\pi}{3 \cdot p \cdot q} \cdot \left(R_{int} + h_{cs} + \frac{h_d}{2}\right) - l_d \right] \quad (99)$$

La longueur totale d'une tête de bobines l_{sptb} vaut donc :

$$l_{sptb} = l_{sptb1} + 2 \cdot l_{sptb2} \quad (100)$$

Nous en déduisons la longueur l_{sp} d'une spire :

$$l_{sp} = 2 \cdot (l_{spact} + l_{sptb}) \quad (101)$$

Nous définissons aussi le rapport k_{tb} permettant d'apprécier l'importance relative des têtes de bobine par rapport au cuivre actif :

$$k_{tb} = \frac{2 \cdot l_{sptb}}{l_{sp}} \quad (102)$$

Comme chaque bobine est constituée de n_s spires en série par encoche, la longueur d'une bobine vaut :

$$l_{\text{bob}} = n_s \cdot l_{\text{sp}} \quad (103)$$

Par ailleurs, chaque conducteur d'une spire est lui-même réalisé à partir de n_{fil} fils de cuivre associées en parallèles³⁴. Ces fils ont un diamètre de cuivre d_{fil} et sont entourés d'un isolant d'épaisseur $e_{i_{\text{fil}}}$. La section d'un conducteur $S_{\text{cu}_{\text{cond}}}$ vaut donc :

$$S_{\text{cu}_{\text{cond}}} = n_{\text{fil}} \cdot \frac{\pi \cdot d_{\text{fil}}^2}{4} \quad (104)$$

Et la section totale de cuivre par encoche vaut :

$$S_{\text{cu}_{\text{enc}}} = n_s \cdot S_{\text{cu}_{\text{cond}}} \quad (105)$$

Nous en déduisons le taux de remplissage de l'encoche :

$$\tau_{\text{re}} = \frac{n_s \cdot S_{\text{cu}_{\text{cond}}}}{\left(\frac{\pi}{p \cdot q \cdot m} \left(R_s - h_{\text{is}} - \frac{h_d}{2} \right) - l_d \right) \cdot h_d} \quad (106)$$

Notons que la surface totale d'isolant de cuivre dans une encoche vaut :

$$S_{i_{\text{cu}}} = n_{\text{fil}} \cdot \frac{\pi \cdot \left((d_{\text{fil}} + e_{i_{\text{fil}}})^2 - d_{\text{fil}}^2 \right)}{4} \quad (107)$$

Cette surface sera utile ultérieurement pour la modélisation thermique du moteur.

De plus, chaque phase est composée de $p \cdot q$ bobines couplées en parallèle ou en série. En notant mv_{cu} la masse volumique du cuivre, la masse totale de cuivre m_{cu} vaut alors :

$$m_{\text{cu}} = m \cdot p \cdot q \cdot l_{\text{bob}} \cdot S_{\text{cu}_{\text{enc}}} \cdot mv_{\text{cu}} \quad (108)$$

2.1.5. Masse totale des parties actives du moteur.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous avons clairement montré l'importance de ce paramètre sur les performances générales du véhicule. Il s'exprime simplement en fonction des masses des différentes parties :

$$m_{\text{mot}_{\text{act}}} = m_{\text{rot}} + m_{\text{aim}} + m_{\text{stat}} + m_{\text{cu}} \quad (109)$$

2.1.6. Définition géométrique de la batterie.

Nous allons nous limiter ici à un calcul de volume et de masse.

Notons Enj_{bat} l'énergie motrice à embarquer pour que le véhicule soit autonome sur un ensemble de trajets donnés. Cette énergie peut être évaluée simplement par le calcul suivant :

$$Enj_{\text{bat}} = \int_{\text{trajet}} \frac{P_{\text{mot}}(t)}{\eta(t)} \cdot dt \quad (110)$$

où $P_{\text{mot}}(t)$ est la puissance motrice totale nécessaire à l'avancement du véhicule avec les performances souhaitées à l'instant du trajet t et $\eta(t)$ le rendement pour ce fonctionnement. On voit

³⁴ Chaque conducteur peut être formé de plusieurs fils en parallèle, sachant que l'on doit retrouver la section totale du conducteur avec des sections de fil normalisées ; on notera que l'utilisation de fils fins permet d'améliorer le remplissage de l'encoche et facilite la réalisation du bobinage car il est plus malléable.

que cette énergie sera d'autant plus importante que le trajet et les performances seront plus contraignants mais aussi que le rendement du moteur sera faible.

Notons $P_{\text{bat}_{\text{max}}} = \max \left[\frac{P_{\text{mot}}(t)}{\eta(t)} \right]_{\text{trajet}}$ la puissance maximale que doit pouvoir débiter la batterie.

Pour un type de batterie donné, caractérisé par les puissances massique et volumique $P_{\text{m}_{\text{bat}}}$ et $P_{\text{v}_{\text{bat}}}$ et les énergies massique et volumique $E_{\text{m}_{\text{bat}}}$ et $E_{\text{v}_{\text{bat}}}$, la masse de la batterie m_{bat} et son volume V_{bat} (donc son encombrement) se calculent à l'aide des deux relations suivantes :

$$m_{\text{bat}} = \max \left[\frac{E_{\text{j}_{\text{bat}}}}{E_{\text{m}_{\text{bat}}}}, \frac{P_{\text{bat}_{\text{max}}}}{P_{\text{m}_{\text{bat}}}} \right] \quad (111)$$

$$V_{\text{bat}} = \max \left[\frac{E_{\text{j}_{\text{bat}}}}{E_{\text{v}_{\text{bat}}}}, \frac{P_{\text{bat}_{\text{max}}}}{P_{\text{v}_{\text{bat}}}} \right] \quad (112)$$

3. Equations décrivant les propriétés physiques des composants du système.

Ce groupe rassemble les équations décrivant les propriétés physiques des matériaux (aimants, cuivre et matériaux magnétiques) qui influencent quantitativement le fonctionnement du système.

3.1. Caractéristique thermique de la résistivité du cuivre.

En notant ρ_{cu} la résistivité du cuivre à la température T_{cu} et ρ_{cu_0} la résistivité du cuivre à la température T_{cu_0} , on a la relation classique suivante :

$$\rho_{\text{cu}}(T_{\text{cu}}) = \rho_{\text{cu}_0} \cdot [1 + \alpha_{\text{cu}} \cdot (T_{\text{cu}} - T_{\text{cu}_0})] \quad (113)$$

3.2. Caractéristique magnétique de l'aimant.

D'un point de vue macroscopique, l'état magnétique d'un aimant est décrit par trois vecteurs [49] :

- l'induction magnétique \mathbf{B} ;
- le champ magnétique \mathbf{H} ;
- l'aimantation \mathbf{M} .

Ces trois vecteurs sont reliés par la relation vectorielle suivante :

$$\mathbf{B} = \mu_0 \cdot (\mathbf{H} + \mathbf{M}(\mathbf{H})) \quad (114)$$

L'aimantation d'un aimant est la résultante d'une aimantation résiduelle $\mathbf{M}_{\mathbf{r}} = \frac{\mathbf{B}_{\mathbf{r}}}{\mu_0}$ et d'une

aimantation induite par un champ extérieur $\mathbf{M}_{\mathbf{i}} = \chi_{\text{m}}(\mathbf{H}) \cdot \mathbf{H}$ où χ_{m} est la susceptibilité magnétique du matériau (qui dépend du champ appliqué). Par conséquent, on peut écrire la relation suivante :

$$\mathbf{B} = \mu_0 \cdot \left(\mathbf{H} + \frac{\mathbf{B}_{\mathbf{r}}}{\mu_0} + \chi_{\text{m}}(\mathbf{H}) \cdot \mathbf{H} \right) = \mu_0 \cdot (1 + \chi_{\text{m}}(\mathbf{H})) \cdot \mathbf{H} + \mathbf{B}_{\mathbf{r}} \quad (115)$$

Soit encore, en introduisant la perméabilité relative de l'aimant $\mu_{\mathbf{r}}(\mathbf{H}) = 1 + \chi_{\text{m}}(\mathbf{H})$:

$$\mathbf{B} = \mu_0 \cdot \mu_{\mathbf{r}}(\mathbf{H}) \cdot \mathbf{H} + \mathbf{B}_{\mathbf{r}} \quad (116)$$

Si on applique à un aimant un champ extérieur \mathbf{H} variable et ayant la même direction que l'aimantation (c'est-à-dire la direction de l'axe de facile aimantation), on obtient alors des caractéristiques $M(H)$ et $B(H)$ semblables à celles représentées sur les figures 51 et 52.

Dans les machines électriques, la partie utile de la caractéristique $B(H)$ des aimants se trouve dans le quart de plan $H < 0$ et $B > 0$. On parle de caractéristique de démagnétisation dans la mesure où on applique un champ extérieur qui tend à s'opposer à l'aimantation résiduelle de l'aimant.

Si le champ démagnétisant dépasse le champ de rigidité limite H_k , l'aimant subit alors une démagnétisation irréversible : en amenant le champ à une valeur inférieure à H_k , on revient sur un cycle d'hystérésis mineur, ce qui équivaut à une diminution de l'induction rémanente. Ce phénomène est très important dans les machines électriques, car une démagnétisation irréversible de l'aimant, même partielle, implique une diminution de l'induction dans l'entrefer de la machine et par conséquent une dégradation irrémédiable³⁵ de ses performances (couple et rendement). Il faut donc toujours protéger les aimants d'une machine électrique de champs démagnétisants trop importants. On peut définir empiriquement H_k comme le champ extérieur appliqué à l'aimant tel que son aimantation soit de 10% inférieure à son aimantation rémanente.

En ce qui concerne les aimants frittés à base de terres rares [50] tels que les Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B) [51] et les Samarium-Cobalt (Sm-Co) ou à base de ferrites (les aimants actuellement les plus utilisés dans les machines électriques), la caractéristique de démagnétisation peut être assimilée à une droite de pente $\mu_0 \cdot \mu_{r_a}$ ³⁶ et d'ordonnée à l'origine B_{r_a} . Les coefficients μ_{r_a} et B_{r_a} sont respectivement la perméabilité relative et l'induction rémanente de l'aimant. On supposera que cette hypothèse reste valable tant que le champ dans l'aimant reste inférieur à H_k .

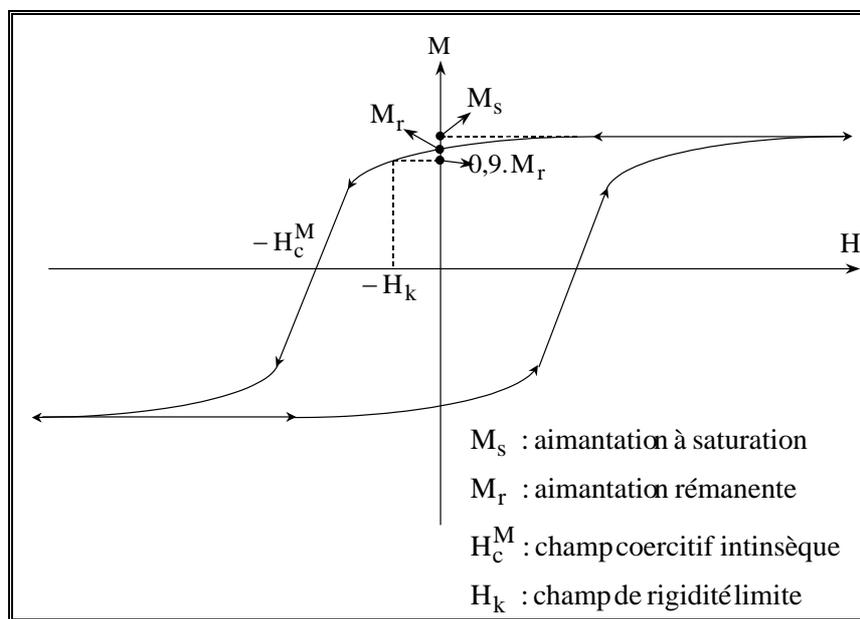


figure 51 : courbe caractéristique de l'aimantation d'un aimant permanent en fonction du champ qui lui est appliqué.

³⁵ Sauf si l'on magnétise à nouveau les aimants. Mais cette opération n'est pas aisée, surtout si les aimants sont frittés ; il faudrait alors prévoir un enroulement de magnétisation.

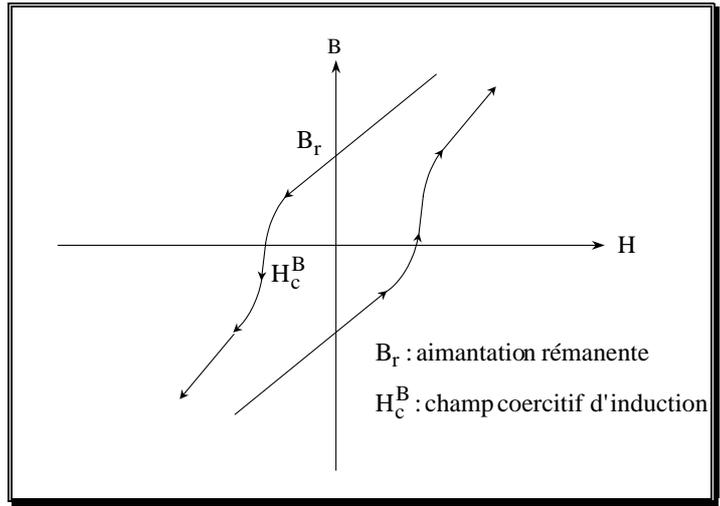


figure 52 : courbe caractéristique de l'induction d'un aimant permanent en fonction du champ qui lui est appliqué.

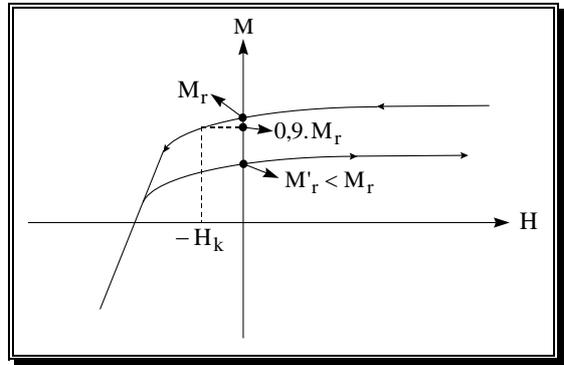


figure 53 : irréversibilité de l'action d'un champ magnétique sur l'aimantation d'un aimant entraînant sa désaimantation.

Par ailleurs, l'induction rémanente et le champ coercitif intrinsèque dépendent tous les deux de la température dans le matériau. Cette influence est quantifiée à l'aide des deux facteurs ΔB_r et ΔH_c^M représentant les variations de l'induction rémanente et du champ coercitif intrinsèque lorsque la température s'élève de 1 K. De plus, au-delà de la température de Curie, l'aimant perd ses propriétés ferromagnétiques.

Le tableau 11 fixe les ordres de grandeur des caractéristiques physiques des principaux aimants frittés utilisés dans les machines électriques [52].

En conclusion, on retiendra l'équation suivante liant l'induction magnétique de l'aimant \mathbf{B}_a au champ magnétique appliqué \mathbf{H}_a et à sa température T_a :

$$\mathbf{B}_a(H_a, T_a) = \mathbf{B}_{r_a}(T_a) + \mu_0 \cdot \mu_{r_a} \cdot \mathbf{H}_a \quad \text{avec} \quad \mathbf{B}_{r_a} = \mathbf{B}_{r_{a0}} \cdot [1 - \Delta B_r \cdot (T_a - T_{a0})] \quad (117)$$

³⁶ Cela revient à supposer que la susceptibilité magnétique de l'aimant ne dépend pas du champ appliqué, donc que μ_{r_a} est constant.

où $B_{r_{a0}}$ est l'induction rémanente de l'aimant à la température T_{a0} . Cette équation permet de caractériser le comportement magnétique et thermique des aimants permanents. Nous supposons en outre que la perméabilité relative des aimants est constante dans la plage de température considérée. On limitera la validité de cette équation à des champs inférieurs au champ de rigidité limite pour la température maximale de fonctionnement, ce qui correspond à la limite *minimale* de réversibilité de la caractéristique magnétique de l'aimant pour la plage totale de fonctionnement.

tableau 11 : grandeurs caractéristiques comparées de quelques aimants frittés.

	Ferrites	Nd-Fe-B	Sm-Co
Induction rémanente à 20°C B_{r_a} (T)	0,2 à 0,4	0,8 à 1,2	0,5 à 1,0
Perméabilité relative μ_{r_a}	1,05 à 1,10	1,05 à 1,3	1,03 à 1,1
Champ coercitif intrinsèque à 20°C H_c^M (kA.m ⁻¹)	150 à 300	1000 à 2000	500 à 1500
Energie spécifique kJ.m ⁻³	10 à 40	100 à 300	50 à 250
Température de Curie T_{Cu_a} (°C)	450	300 à 325	450 à 1500
Température maximale de fonctionnement (°C)	250	150 à 180	200 à 250
Conductivité électrique σ_a (Ω.m)	≈ 10 ⁵	1,4.10 ⁶ à 1,6.10 ⁶	0,5.10 ⁶ à 0,9.10 ⁶
Coefficient de température pour l'induction rémanente ΔB_r (%.K ⁻¹)	-0,2	-0,07 à -0,16	-0,005 à -0,07
Coefficient de température pour le champ coercitif intrinsèque ΔH_c^M (%.K ⁻¹)	+0,22 à 0,42	-0,35 à -0,9	-0,25
Masse volumique mv_{aim} (g.cm ⁻³)	5	7,2 à 7,5	8,2 à 8,5

3.3. Caractéristiques magnétiques du stator et du rotor.

Le stator et le rotor sont constitués de matériaux ferromagnétiques doux, à la différence des aimants qui sont des matériaux ferromagnétiques durs. Leurs caractéristiques magnétiques vérifient la même

équation 114 que les aimants, mais leur induction rémanente est faible et leur perméabilité relative est élevée (de 100 à 10000 selon le matériau).

Du fait de la faible rémanence, le cycle d'hystérésis des matériaux doux est étroit et on peut assimiler leur caractéristique magnétique à leur courbe de première aimantation (cf. figure 54). On supposera que le matériau est isotrope et que, de plus, la courbe de première aimantation est indépendante de la température dans la zone de fonctionnement considérée (-20°C à +180°C).

Les courbes de première aimantation des tôles sont données par les constructeurs et on peut obtenir celles concernant les matériaux non feuilletés dans des bases de données. Nous donnons sur la figure 55 les courbes B(H) de différents matériaux magnétiques (tôles statoriques et aciers rotoriques) utilisés pour la réalisation de prototypes de moteurs-roues. Sur cette figure, les symboles correspondent à des points de mesures donnés par les constructeurs et le trait continu à l'interpolation de la caractéristique. Sur la figure 55, nous avons présenté des tôles classiques utilisant un alliage de fer et de silicium (les tôles fabriquées par la société Ugine) et des tôles utilisant un alliage de fer et de cobalt (les tôles fabriquées par la société Imphy). Les tôles fer-silicium présentent l'avantage d'être bon marché (quelques dizaines de francs par kilogramme). Nous avons représenté les nuances Fev 250 35 HA et 470 P 50. La première présente des pertes électromagnétiques faibles mais leur perméabilité et leur induction à saturation sont limitées. En revanche, la seconde a des pertes électromagnétiques plus élevées mais une perméabilité et une induction à saturation améliorées, ce qui autorise des niveaux d'induction plus importants dans l'entrefer des machines ; par conséquent, on diminue les pertes par effet Joule pour un couple donné. Les tôles fer-cobalt présentent de grandes qualités tant au niveau de l'induction à saturation (> 2 T) que des pertes électromagnétiques. Ces tôles sont donc parfaitement adaptées à l'obtention de faibles pertes massiques. L'inconvénient est leur coût qui est environ dix ou quinze fois plus élevé que celles utilisant l'alliage fer-silicium. Donc le choix des tôles dépendra finalement d'un compromis technico-commercial qui n'est pas de notre ressort.

Pour pouvoir utiliser les caractéristiques B(H) des matériaux magnétiques dans un modèle analytique, il faut les mettre sous la forme d'équations mathématiques, c'est-à-dire interpoler les caractéristiques réelles. Nous proposons ici deux solutions. Dans les deux cas, on utilise N points de mesure fournis par les constructeurs³⁷.

La première solution consiste à réaliser une interpolation linéaire par morceaux de la courbe réelle à partir des N points de référence. Ainsi, l'équation de la caractéristique magnétique est la suivante :

$$\forall i \in \{1, \dots, N-1\}, \text{ si } H \in [H_i, H_{i+1}] \quad B(H) = \frac{(B_{i+1} - B_i) \cdot H + B_i \cdot H_{i+1} - B_{i+1} \cdot H_i}{H_{i+1} - H_i} \quad (118)$$

La seconde solution consiste à trouver une équation explicite et unique comportant M paramètres inconnus à ajuster pour obtenir une équation interpolée la plus proche possible de la courbe réelle. Les M paramètres p_i peuvent être déterminés par exemple en utilisant la méthode des moindres carrés. On cherche les M valeurs p_i^{opt} de p_i qui rendent minimale la fonction à M variables

$$\sum_{i=1}^N \left| \frac{B_{\text{interp}}(H_i, p_1, \dots, p_N) - B_i}{B_i} \right|.$$

Citons l'exemple suivant d'équation mathématique :

³⁷ Si le constructeur fournit seulement des courbes, il faut commencer par extraire N points *significatifs* de la caractéristique B(H) réelle.

$$B(H) = \mu_0 \cdot H + M_s \cdot \frac{H_f + 1 - \sqrt{(H_f + 1)^2 - 4 \cdot H_f \cdot (1 - a)}}{2 \cdot (1 - a)} \quad \text{avec} \quad H_f = \mu_0 \cdot H \cdot \frac{\mu_{r0} - 1}{M_s} \quad (119)$$

où M_s est l'aimantation à saturation, μ_{r0} la perméabilité relative à l'origine et a un coefficient de réglage à déterminer.

La première méthode présente l'avantage d'obtenir facilement et rapidement l'équation mathématique de la courbe $B(H)$ contrairement à la seconde où il faut mettre en œuvre un algorithme permettant l'identification des paramètres. En revanche, une fois ces paramètres déterminés, la seconde méthode permet de disposer d'une équation unique dont la forme ne dépend pas de la valeur de B ou H . Cela peut s'avérer utile, notamment s'il faut calculer l'intégrale de la fonction $B(H)$. En outre, dans les deux cas, la précision sera d'autant meilleure que l'on dispose d'un grand nombre de points de mesure.

Un autre problème peut provenir de l'utilisation du théorème d'Ampère. En effet, cela implique de posséder de manière explicite à la fois la fonction $B(H)$ mais aussi la fonction $H(B)$ et éventuellement son intégrale. Dans ce cas, la fonction $B(H)$ doit être inversible analytiquement et la fonction $H(B)$ doit être intégrable, de manière à réduire au maximum la manipulation de fonctions implicites qui ne peuvent être traitées que numériquement. Cette condition restreint la forme de la fonction explicite $B(H)$ pouvant être utilisée. Par exemple, la fonction donnée par l'équation 119 n'est pas inversible explicitement. En revanche, la fonction de l'équation 118 est facilement inversible ; la fonction $H(B)$ est alors la suivante :

$$\forall i \in \{1, \dots, N-1\}, \text{ si } B \in [B_i, B_{i+1}] \quad H(B) = \frac{(H_{i+1} - H_i) \cdot B + H_i \cdot B_{i+1} - H_{i+1} \cdot B_i}{B_{i+1} - B_i} \quad (120)$$

Pour éviter le problème de la forme inversible, nous pouvons directement chercher une équation de la caractéristique $H(B)$. L'équation suivante en est un exemple :

$$H(B) = \left(k_{h1} \cdot \tilde{B}^{k_{h2}} + k_{h5} \cdot \frac{e^{(\tilde{B} - k_{h3})^{k_{h4}}}}{1 + e^{(\tilde{B} - k_{h3})^{k_{h4}}}} \cdot \tilde{B}^{k_{h6}} \right) \cdot \frac{A}{m} \quad (121)$$

où \tilde{B} est la valeur réduite de l'induction B ramenée à un tesla.

Les coefficients k_{h_i} sont à déterminer pour chaque matériau magnétique. Dans la suite de ce mémoire, nous avons utilisé cette équation. Le tableau 12 donne les valeurs numériques des coefficients k_{h_i} déterminés par la méthode des moindres carrés pour chacun des matériaux dont la caractéristique $B(H)$ est représentée sur la figure 55.

La figure 55 montre que l'équation 121 permet d'interpoler correctement la caractéristique $B(H)$ des matériaux magnétiques que nous utilisons. Elle présente néanmoins l'inconvénient de ne pas être intégrable. Par conséquent, pour calculer la circulation du champ magnétique sur un contour donné, nous calculerons les intégrales avec l'approximation des trapèzes.

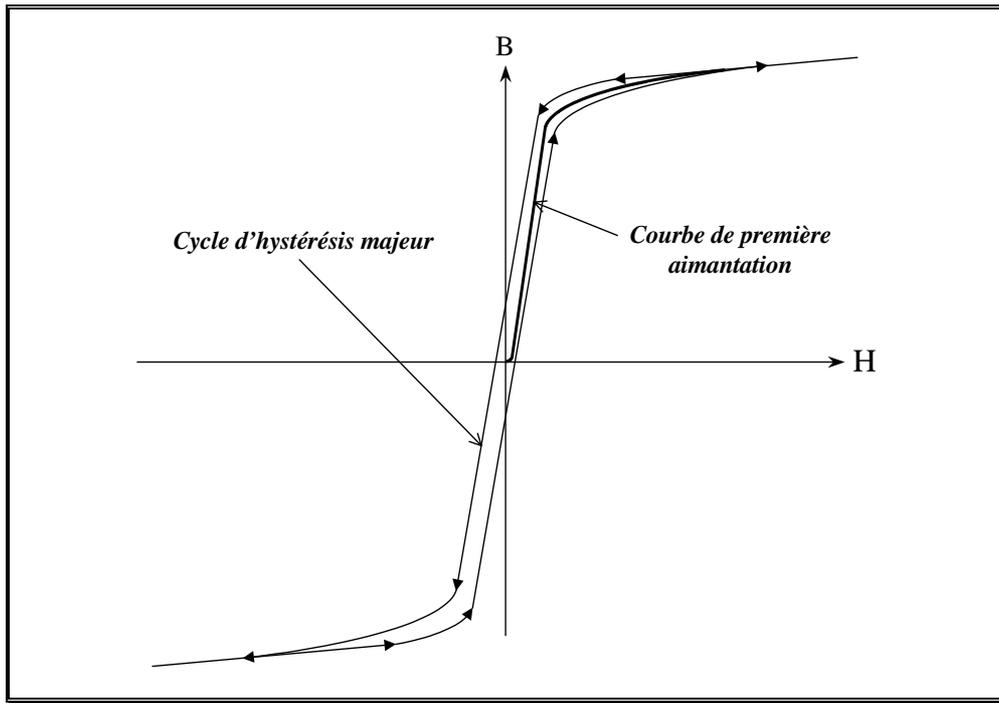


figure 54 : caractéristique magnétique $B(H)$ d'un matériau ferromagnétique doux.

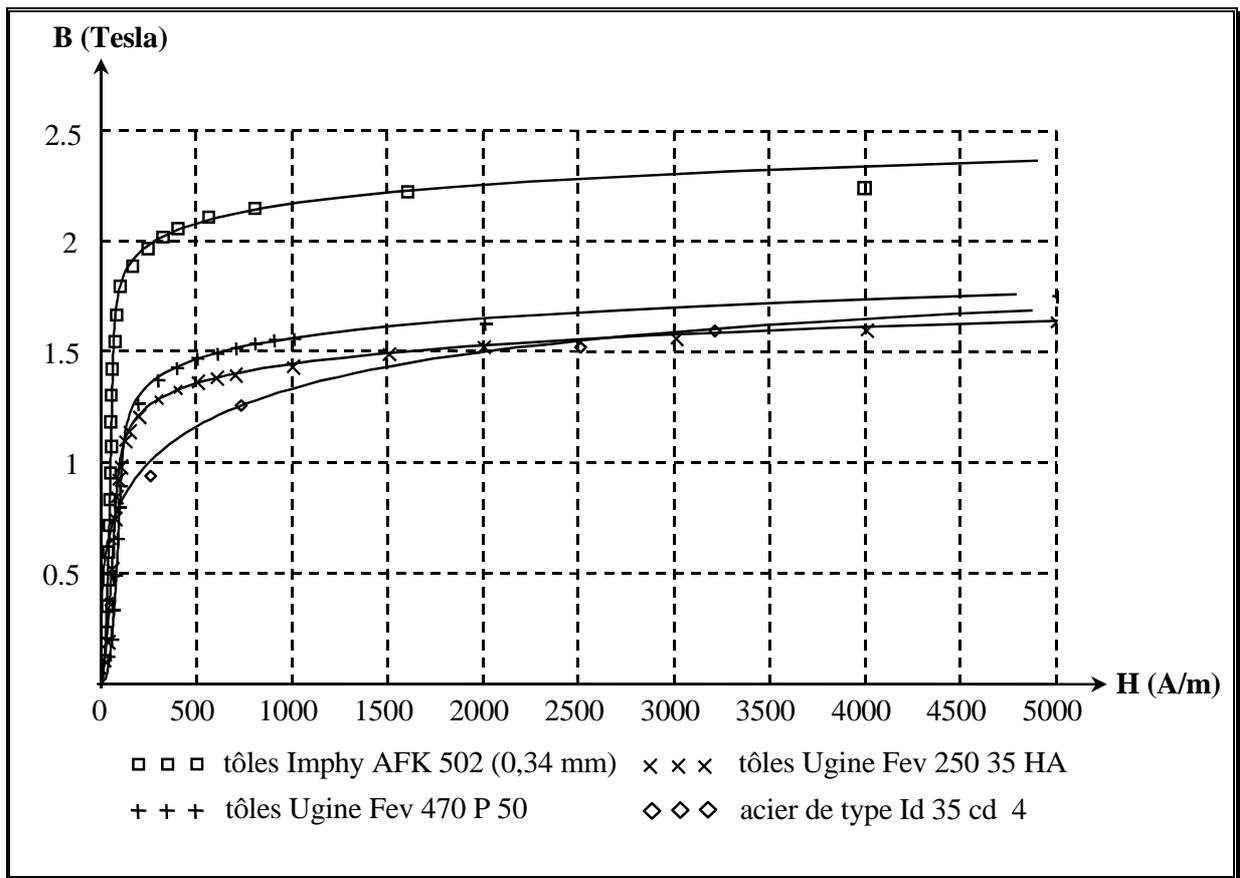


figure 55 : caractéristiques $B(H)$ des principaux matériaux magnétiques (tôles et aciers).

tableau 12 : valeur des coefficients d'interpolation de l'équation représentant les caractéristiques B(H) des matériaux magnétiques.

Matériau	k_{h1}	k_{h2}	k_{h3}	k_{h4}	k_{h5}	k_{h6}
Fev 250 35 HA	87,3	0,673	2,387	4,976	10210	6,073
Fev 470 P 50	103,8	0,409	2,594	4,975	10072	6,005
AFK 502 (0,34mm)	51,3	0,484	3,924	4,967	10567	8,086
Acier Id 35 cd 4	241,6	4,357	2,341	4,524	2891	5,431

3.4. Calcul des pertes électromagnétiques dans les tôles du stator.

Les parties ferromagnétiques et conductrices dans lesquelles circule un flux variable sont sources de pertes électromagnétiques, que l'on appelle les pertes fer [53]. Très schématiquement, on distingue deux types de pertes fer : les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault³⁸ [54], [55]. Les premières correspondent à l'énergie nécessaire à la magnétisation du matériau. En régime permanent, elles sont proportionnelles à la fréquence de travail et à l'aire du cycle d'hystérésis décrit par le matériau dans le plan B(H). Les secondes correspondent à des pertes par effet Joule. En effet, le flux variable induit dans le matériau ferromagnétique et conducteur des courants de Foucault, qui sont à l'origine de ces pertes.

Mathématiquement, les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault d'un élément volumique dV de matériau ferromagnétique de masse volumique m_{fer} , soumis à une induction sinusoïdale de pulsation ω et de valeur crête B_m , peuvent être modélisées par les deux fonctions suivantes :

$$p_{\text{hyst}} = k_{\text{hyst}} \cdot \omega \cdot B_m^{n_{\text{hyst}}} \cdot m_{\text{fer}} \cdot dV \quad (122)$$

$$p_{\text{Fouc}} = k_{\text{Fouc}} \cdot \omega^2 \cdot B_m^2 \cdot m_{\text{fer}} \cdot dV \quad (123)$$

où k_{hyst} , n_{hyst} sont des constantes qui dépendent du matériau utilisé.

Pour des tôles fines d'épaisseur e_t et de conductivité σ_t , le coefficient k_{Fouc} peut être calculé analytiquement par la formule suivante :

$$k_{\text{Fouc}} = \frac{e_t^2 \cdot \sigma_t}{24 \cdot m_{\text{fer}}} \quad (124)$$

Les constructeurs donnent les pertes spécifiques $p_{\text{fer}0}$ de leurs tôles soumises à une induction sinusoïdale d'amplitude 1,5 T et de fréquence 50 Hz. Or, ces pertes vérifient l'équation suivante :

$$p_{\text{fer}0} = k_{\text{hyst}} \cdot \omega_0 \cdot B_{m0}^{n_{\text{hyst}}} + k_{\text{Fouc}} \cdot \omega_0^2 \cdot B_{m0}^2 \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \omega = 2 \cdot \pi \cdot 50 = 314 \text{ rad/s} \\ B_{m0} = 1,5 \text{ T} \end{cases}$$

³⁸ Les pertes anormales sont négligées, de même que les pertes dues à la rotation de l'induction magnétique dans le matériau.

tableau 13 : valeur des coefficients k_{Fouc} et k_{hyst} intervenant dans le calcul des pertes électromagnétiques des tôles.

Matériau	$k_{\text{Fouc}} \left(\frac{\text{W.s}^2}{\text{T}^2 \cdot \text{kg}} \right)$	$k_{\text{hyst}} \left(\frac{\text{W.s}}{\text{T}^2 \cdot \text{kg}} \right)$
Ugine Fev 250 35 HA	$5,17 \cdot 10^{-6}$	$1,91 \cdot 10^{-3}$
Ugine Fev 470 65 HA	$1,77 \cdot 10^{-5}$	$1,08 \cdot 10^{-3}$
Ugine Fev 470 P 50	$1,05 \cdot 10^{-5}$	$3,36 \cdot 10^{-3}$
Imphy AFK 502 (0,34mm)	$1,49 \cdot 10^{-6}$	$1,94 \cdot 10^{-3}$

Dans la suite de ce mémoire, nous supposons que $n_{\text{hyst}} = 2$. Ainsi, pour chaque tôle, nous pouvons calculer le coefficient k_{hyst} par la formule suivante :

$$k_{\text{hyst}} = \frac{P_{\text{fer0}} - k_{\text{Fouc}} \cdot \omega_0^2 \cdot B_{m0}^2}{\omega_0 \cdot B_{m0}^2} \quad (125)$$

Le tableau 13 donne les valeurs numériques des coefficients k_{Fouc} et k_{hyst} pour les tôles de la figure 55.

3.5. Caractéristiques thermiques des matériaux constitutifs du moteur-roue.

3.5.1. Rappels théoriques sur l'énergie calorifique.

Toutes les machines électriques sont des convertisseurs d'énergie (énergie mécanique en énergie électrique pour les moteurs et vice versa pour les générateurs). Même si cette conversion est généralement de meilleure qualité que pour les machines thermiques, les pertes d'énergie sont inévitables. Et, d'après le premier principe de la thermodynamique, les pertes se transforment en énergie calorifique. La chaleur produite est soit :

- emmagasinée dans la matière où elle est créée ;
- soit transmise à l'extérieur vers la matière voisine.

3.5.1.1 Chaleur emmagasinée.

Une partie de la chaleur produite par un corps y est emmagasinée et augmente la température de celui-ci. Si un élément de volume dV d'un corps de masse volumique ρ reçoit une quantité de chaleur δQ , sa température s'élève de δT , telle que :

$$\delta Q = C_v \cdot \rho \cdot dV \cdot \delta T \quad (126)$$

où C_v est la chaleur massique (à volume constant) du corps considéré.

Le tableau 14 fixe des ordres de grandeur des chaleurs massiques des matériaux considérés dans le moteur-roue étudié.

3.5.1.2 Chaleur échangée avec l'extérieur.

La partie de la chaleur produite dans un corps ne servant pas à élever sa température est échangée avec l'extérieur. Il existe trois modes de transfert de la chaleur : la conduction, la convection et le rayonnement.

a) Echange de chaleur par conduction.

La conduction correspond à un transfert de chaleur à travers la matière sous l'effet de différences de température entre diverses parties qui sont en contact solide. L'énergie calorifique se déplace de la partie où la température est la plus élevée vers la partie où la température est la plus faible. D'un point de vue microscopique on interprète ce phénomène par des chocs entre les particules élémentaires du solide, dont l'énergie cinétique « d'agitation » correspond à l'énergie interne produite par la chaleur (premier principe de la thermodynamique). Remarquons que ce transfert de chaleur ne s'accompagne pas de mouvement de matière.

La loi de Fourier définit quantitativement le flux thermique traversant une surface séparant deux régions homogènes soumises à un gradient de température :

$$\mathbf{J} = -\lambda \cdot \text{grad } T \quad (127)$$

où est λ la conductivité thermique du matériau.

b) Echange de chaleur par convection.

Le transfert de chaleur par convection est dû aux mouvements d'un fluide (gaz ou liquide). Il existe deux types de convection :

- la convection naturelle ;
- la convection forcée.

Les déplacements de fluide par convection naturelle sont provoqués par des différences de densité en divers point du fluide, elles-mêmes dues à des différences de température. Les déplacements de fluide par convection forcée sont provoqués par une action extérieure (pompe ou ventilateur par exemple).

La convection est un problème complexe de mécanique des fluides et de thermodynamique. Néanmoins, si on s'intéresse uniquement aux échanges moyens d'énergie calorifique, ceux-ci s'expriment simplement à l'aide de la formule de Newton. Le flux thermique traversant la surface extérieure S d'un solide balayé par un fluide s'exprime par :

$$J_{\text{conv}} = h_{\text{conv}} \cdot \Delta T \quad (128)$$

où h_{conv} est le coefficient de convection ou d'échange superficiel et ΔT l'écart entre les températures moyennes du solide et du fluide.

Toute la difficulté de cette équation réside dans le calcul du coefficient h_{conv} . En effet, il dépend de la nature de la surface d'échange, de la nature du fluide et du mouvement relatif du fluide par rapport au solide.

c) Echange de chaleur par rayonnement.

Tout corps à une température T émet une onde électromagnétique transportant une partie de l'énergie calorifique du corps et réciproquement tout corps absorbant une onde électromagnétique reçoit une partie de l'énergie transportée, qui se transforme en énergie calorifique et donc augmente la température du corps. Globalement, le flux thermique traversant la surface extérieure S d'un solide à la température T vaut :

$$J_{\text{conv}} = h_{\text{ray}} \cdot S \cdot (T - T_{\text{ext}}) \quad (129)$$

où h_{ray} est le coefficient de rayonnement du corps et T_{ext} la température extérieure. Le coefficient h_{ray} dépend de l'émissivité du corps, de la constante de Stefan-Boltzmann σ et des températures T et T_{ext} par la relation :

$$h_{\text{ray}} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot (T_{\text{ext}} + T) \cdot (T_{\text{ext}}^2 + T^2) \quad (130)$$

3.5.2. Paramètres thermo-physiques de l'air.

Les propriétés thermo-physiques de l'air sont différentes des autres matériaux dans la mesure où elles dépendent assez fortement de la température de l'air. La référence [56] fournit des tables des propriétés physiques de fluides et en particulier de l'air. Nous avons interpolé le plus simplement ces propriétés par des fonctions linéaires ou quadratiques. Nous obtenons les fonctions suivantes :

– conductivité thermique :

$$\lambda_{\text{air}}(T_{\text{air}}) = 4,69 \cdot 10^{-3} + 7,22 \cdot 10^{-5} \cdot T_{\text{air}} \quad (\text{kg} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^{-3} \cdot \text{K}^{-1}) \quad (131)$$

– viscosité dynamique :

$$\mu_{\text{air}}(T_{\text{air}}) = 4,24 \cdot 10^{-8} \cdot T_{\text{air}} + 5,82 \cdot 10^{-6} \quad (\text{kg} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}) \quad (132)$$

– nombre de Prandtl :

$$N_{\text{Pr air}}(T_{\text{air}}) = 5,38 \cdot 10^{-7} \cdot T_{\text{air}}^2 - 5,70 \cdot 10^{-4} \cdot T_{\text{air}} + 8,31 \cdot 10^{-1} \quad (133)$$

– chaleur massique à pression constante :

$$C_{p\text{air}}(T_{\text{air}}) = \frac{N_{\text{Pr}}(T_{\text{air}}) \cdot \lambda(T_{\text{air}})}{\mu(T_{\text{air}})} \quad (\text{J} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}) \quad (134)$$

Nous pouvons calculer la densité et le coefficient de dilatation en supposant que l'air est un gaz parfait :

$$m_{v\text{air}}(T_{\text{air}}) = \frac{3,53 \cdot 10^2}{T_{\text{air}}} \quad (\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}), \text{ à } P = 1 \text{ bar} \quad (135)$$

$$\beta_{\text{air}}(T_{\text{air}}) = \frac{1}{T_{\text{air}}} \quad (\text{K}^{-1}) \quad (136)$$

3.5.3. Chaleur massiques des matériaux constitutifs du moteur-roue.

Le tableau 14 donne les valeurs des chaleurs massiques de tous les matériaux qui constituent le moteur-roue. Nous avons aussi ajouté la masse volumique, utile au calcul de la capacité thermique d'un corps. Nous n'avons pas pu trouver les valeurs concernant l'isolant de tôles. Nous avons fait l'hypothèse qu'elles étaient proches de celles de la colle. En effet, très souvent les tôles sont isolées et préencollées.

tableau 14 : masses volumiques et chaleurs massique des matériaux du moteur-roue.

Matériau	Masse volumique (kg.m^{-3})	Chaleur massique ($\text{J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$)
Acier	7860	465
Aimant Nd-Fe-B	7500	440
Aluminium	2700	896
Tôles Ugine Fev 250 35 HA	7600	# 500
Tôles Ugine Fev 470 65 HA	7650	# 500
Tôles Ugine Fev 470 P 50	7650	# 500
Tôles Imphy AFK 502 (0,34mm)	8100	# 500
Colle	1200	1400
Isolant (micas)	1200	1250
Papier	1100	1760
Vernis	1200	1400

3.5.4. Conductivités thermiques des matériaux constitutifs du moteur-roue.

3.5.4.1 Remarques préliminaires.

Dans le moteur-roue, nous distinguons deux types de régions. Celles qui sont constituées d'un seul matériau homogène et isotrope, comme le rotor ou les aimants et celles constituées de plusieurs matériaux comme le stator et les bobinages. Le tableau 15 donne la valeur numérique des conductivités thermiques des matériaux utilisés dans le moteur-roue. Toutes ces conductivités sont supposées constantes en fonction de la température. Pour ce qui est du stator et des bobinages, ils sont remplacés par un matériau unique, homogène mais anisotrope. Dans les deux paragraphes suivants, nous détaillons le calcul des conductivités équivalentes selon les différents axes d'anisotropie.

tableau 15 : tableau récapitulatif des matériaux et des conductivités des différentes régions volumiques constitutives du modèle du moteur de vélo.

Matériau	Conductivité ($\text{W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$)
Acier	51 (valeur moyenne)
Aimant Nd-Fe-B	9
Aluminium	210
Tôles Ugine Fev 250 35 HA	26
Tôles Ugine Fev 470 65 HA	26
Tôles Ugine Fev 470 P 50	39
Tôles Imphy AFK 502 (0,34mm)	30
Isolant entre tôles	0,15
Colle	0,15
Isolant (micas)	0,15
Papier	0,14
Vernis	0,15

3.5.4.2 Conductivité équivalente de l'empilement de tôles.

Le stator est constitué d'un empilement de tôles. Par suite, il est à la fois hétérogène et anisotrope. Nous allons le modéliser par un matériau homogène et anisotrope.

Pour cela, considérons une empilement de tôles tel que celui représenté sur le schéma de la figure 56. Il est constitué de n_t tôles d'épaisseur e_t et de $n_t - 1$ couches d'isolants d'épaisseur e_i . Nous notons λ_t et λ_i les conductivités thermiques des tôles et de l'isolant.

Pour un flux thermique circulant dans la direction de l'axe (Oy), chaque tôle présente une résistance thermique R_{t_y} et chaque couche une résistance thermique R_{i_y} . Le calcul de ces résistances thermiques donne³⁹ :

$$R_{t_y} = \frac{e_t}{\lambda_t \cdot l_x \cdot l_z} \quad (137)$$

$$R_{i_y} = \frac{e_i}{\lambda_i \cdot l_x \cdot l_z} \quad (138)$$

La résistance totale R_y de l'empilement est l'association en série de n_t résistances R_{t_y} et $n_t - 1$ résistances R_{i_y} :

$$R_y = n_t \cdot \frac{e_t}{\lambda_t \cdot l_x \cdot l_z} + (n_t - 1) \frac{e_i}{\lambda_i \cdot l_x \cdot l_z} \quad (139)$$

Si nous considérons que l'empilement est équivalent à un matériau homogène de conductivité λ_{t_y} suivant la direction (Oy), la résistance R_y s'exprime aussi par la relation :

$$R_y = \frac{n_t \cdot e_t + (n_t - 1) \cdot e_i}{\lambda_{t_y} \cdot l_x \cdot l_z} \quad (140)$$

En comparant les équations 139 et 140, nous en déduisons l'expression de λ_{t_y} :

$$\lambda_{t_y} = \frac{n_t \cdot e_t + (n_t - 1) \cdot e_i}{n_t \cdot \frac{e_t}{\lambda_t} + (n_t - 1) \cdot \frac{e_i}{\lambda_i}} \quad (141)$$

Nous procédons de la même manière pour calculer la conductivité équivalente $\lambda_{t_{xz}}$ selon l'axe (Ox) ou selon l'axe (Oz) en remarquant que, dans les deux cas, les résistances des tôles et des couches d'isolant sont placées en parallèle. Nous trouvons :

$$\lambda_{t_{xz}} = \frac{n_t \cdot e_t \cdot \lambda_t + (n_t - 1) \cdot e_i \cdot \lambda_i}{n_t \cdot e_t + (n_t - 1) \cdot e_i} \quad (142)$$

³⁹ Au chapitre 7, nous verrons plus en détail comment effectuer le calcul des résistances thermiques. Jusque là nous admettons les formes qui sont proposées.

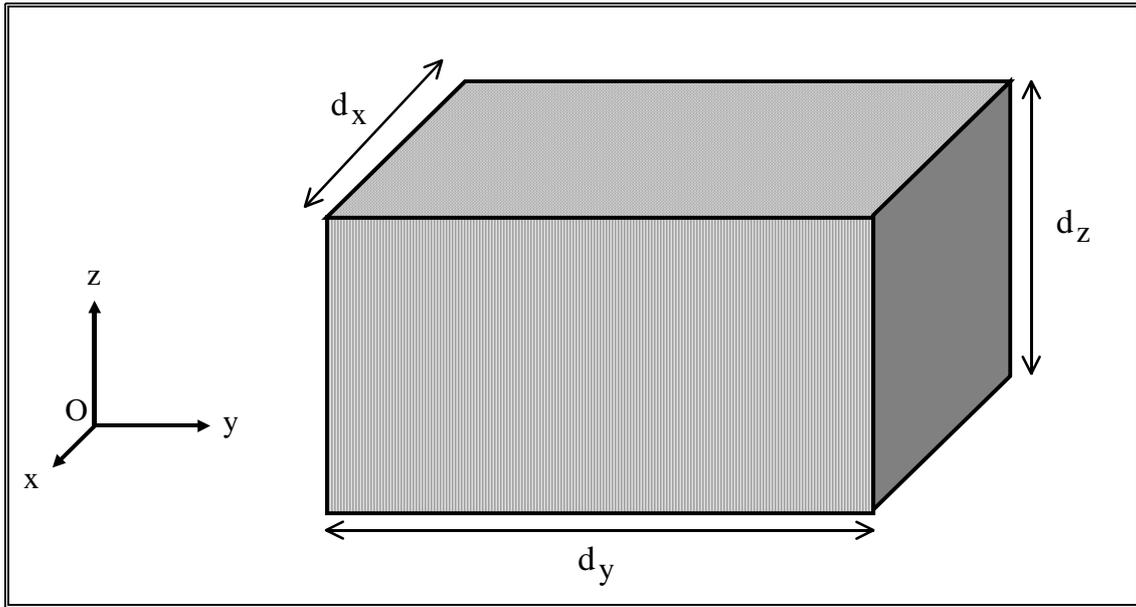


figure 56 : schéma d'un empilement de tôles parallélépipédique.

3.5.4.3 Conductivité équivalente d'un bobinage.

Nous considérons un bobinage régulièrement réparti dans l'encoche d'une machine tel que celui de la figure 57. Le bobinage est hétérogène car il est constitué de cuivre, d'isolant et d'air. De plus, il est anisotrope : la conductivité selon l'axe axial (Ox) est différente de celle selon les axes (Oy) et (Oz). Nous proposons donc de remplacer le bobinage par un matériau homogène dont nous calculons successivement la conductivité thermique axiale (dans la direction des conducteurs) et transversale.

a) Conductivité équivalente axiale d'un bobinage.

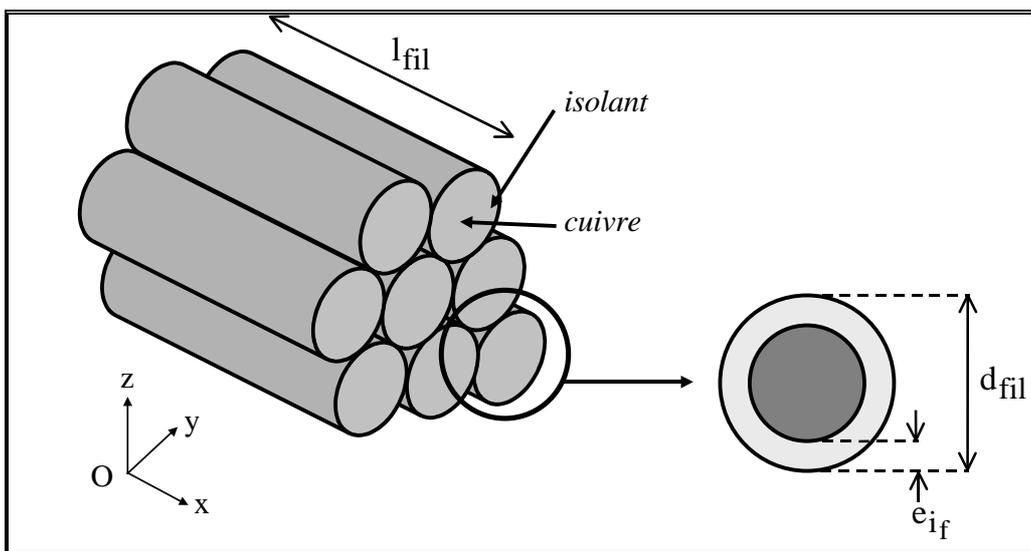


figure 57 : répartition des conducteurs dans les encoches.

Sur le schéma de la figure 57, nous remarquons que pour un flux selon l'axe (Ox), les matériaux sont placés en *parallèle* : la résistance thermique équivalente au bobinage R_{bob_x} correspond à l'association en parallèle de la résistance du cuivre de conductivité λ_{cu} , avec celle de l'isolant de

conductivité $\lambda_{i_{cu}}$ et celle de l'air de conductivité λ_{air} . Or, en notant l_{fil} la longueur des fils, ces trois résistances valent respectivement :

$$R_{cu} = \frac{l_{fil}}{\lambda_{cu} \cdot S_{cu_{enc}}} \quad (143)$$

$$R_{i_{cu}} = \frac{l_{fil}}{\lambda_{i_{cu}} \cdot S_{i_{cu}}} \quad (144)$$

$$R_{air} = \frac{l_{fil}}{\lambda_{air} \cdot S_{air}} \quad (145)$$

D'où l'expression de R_{bob_x} :

$$R_{bob_x} = \frac{l_{fil}}{\lambda_{cu} \cdot S_{cu} + \lambda_{i_{cu}} \cdot S_{i_{cu}} + \lambda_{air} \cdot S_{air}} \quad (146)$$

En posant λ_{bob_x} la conductivité thermique axiale équivalente du bobinage, R_{bob_x} vaut aussi :

$$R_{bob_x} = \frac{l_{fil}}{\lambda_{bob_x} \cdot (S_{cu_{enc}} + S_{i_{cu}} + S_{air})} \quad (147)$$

En comparant les deux équations précédentes, nous obtenons l'expression de λ_{bob_x} :

$$\lambda_{bob_x} = \frac{\lambda_{cu} \cdot S_{cu_{enc}} + \lambda_{i_{cu}} \cdot S_{i_{cu}} + \lambda_{air} \cdot S_{air}}{S_{cu_{enc}} + S_{i_{cu}} + S_{air}} \quad (148)$$

b) Calcul analytique des conductivités équivalentes transversales d'un bobinage.

Pour mener le calcul analytique, nous nous sommes inspirés de [57]. Pour un flux transversal, la résistance thermique est l'association en série de cuivre, d'isolant du cuivre et d'air. Etant donné que le cuivre a une conductivité très supérieure aux autres matériaux, nous supposons que la résistance thermique peut être calculée en évaluant l'épaisseur moyenne équivalente d'isolant et d'air dans les deux directions transversales.

Si on considère une encoche trapézoïdale de hauteur h_d de largeur l_{e_h} au sommet et l_{e_b} au pied et remplie de $N_{fil} = n_{fil} \cdot n_s$, on peut montrer que, d'un point de vue thermique, le bobinage peut être

ramené à un fil de cuivre unique entouré d'une couche d'isolant d'épaisseur $e_{i_{cu}}^y$ dans la direction

(Oy) (correspondant à la largeur de l'encoche) et $e_{i_{cu}}^z$ dans la direction (Oz) (correspondant à la

hauteur de l'encoche) et d'une couche d'air d'épaisseur $e_{air_{cu}}^y$ dans la direction (Oy) et $e_{air_{cu}}^z$ dans la

direction (Oz). Pour cela il faut en outre faire les hypothèses suivantes :

- le point chaud est au centre de l'encoche ;
- les flux thermiques dans chaque direction sont indépendants ;
- les conducteurs sont répartis uniformément dans l'encoche.

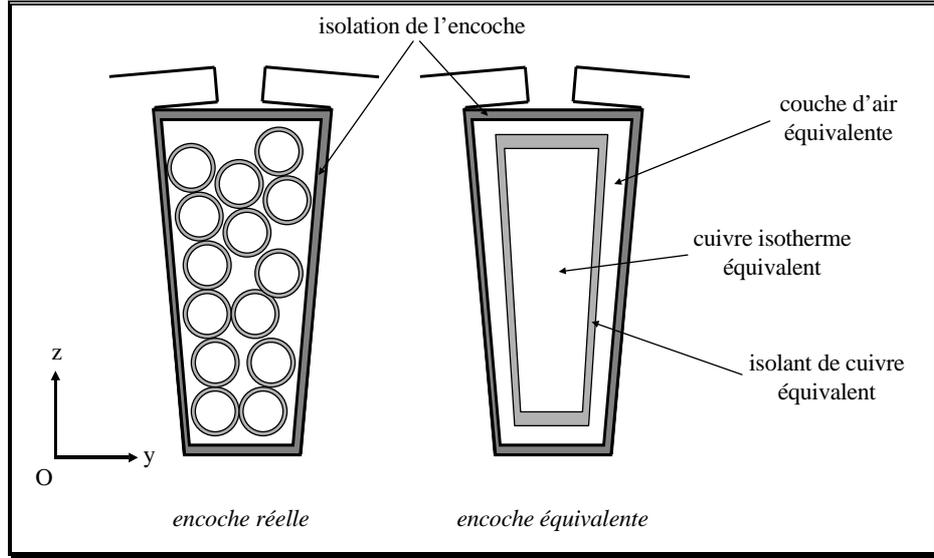


figure 58 : transformation de l'encoche réelle en une encoche équivalente d'un point de vue thermique

Alors, après calculs, les épaisseurs définies ci-dessus valent :

$$e_{i_{cu}}^y = \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{h_d}{2 \cdot (l_{e_h} + l_{e_b})} \cdot N_{fil} - 1 \right) \quad (149)$$

$$e_{i_{cu}}^z = \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{l_{e_h} + l_{e_b}}{8 \cdot h_d} \cdot N_{fil} - 1 \right) \quad (150)$$

$$e_{air_{cu}}^y = \frac{1}{8} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot h_d}{l_{e_h} + l_{e_b}} \cdot N_{fil}} \cdot \left(2 - \frac{2}{\pi} - \frac{\sqrt{3} - 1}{\text{Arc sin}(\sqrt{3} - 1)} \right) \cdot (d_{fil} + 2 \cdot e_{fil}) \quad (151)$$

$$e_{air_{cu}}^z = \frac{1}{8} \cdot \sqrt{\frac{l_{e_h} + l_{e_b}}{2 \cdot h_d} \cdot N_{fil}} \cdot \left(2 - \frac{2}{\pi} - \frac{\sqrt{3} - 1}{\text{Arc sin}(\sqrt{3} - 1)} \right) \cdot (d_{fil} + 2 \cdot e_{fil}) \quad (152)$$

Les largeurs l_{e_h} et l_{e_b} s'expriment en fonction des paramètres de la figure 50 par les deux relations suivantes :

$$l_{e_h} = \frac{\pi \cdot (R_s - h_{is})}{N_d} - l_d \quad (153)$$

$$l_{e_b} = \frac{\pi \cdot (R_{int} + h_{cs})}{N_d} - l_d \quad (154)$$

c) Calcul numérique des conductivités équivalentes transversales d'un bobinage.

Pour cette approche numérique, nous faisons référence à [58]. La modélisation numérique peut être bidimensionnelle ou tridimensionnelle. Nous représentons le quart du fil avec son âme en cuivre et son isolant (cf. figure 59). Nous représentons aussi de l'air dans les mêmes proportions que ce que l'on trouve dans le bobinage réel. Nous créons ensuite une source thermique de forte densité volumique de puissance (de l'ordre de $1 \times 10^9 \text{ W.m}^3$) et d'une grande conductivité (de l'ordre de $1000 \text{ W.m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$). L'objectif est que la face en $x = 0$ soit isotherme. Les autres faces qui entourent le domaine sont

soumises à une condition de NEUMANN homogène représentant une isolation thermique. La conductivité équivalente peut alors être calculée par la formule suivante :

$$\lambda_{\text{bob}_{\text{eq}}} = \frac{dq}{dt} \cdot \frac{L}{S(v) \cdot [T(L) - T(0)]} \quad (155)$$

La disposition exacte des fils dans les encoches n'est pas connue. Nous considérons alors les trois configurations particulières définies sur la figure 59 pour lesquelles nous calculons la conductivité équivalente à l'aide de l'équation 155. La conductivité finale est obtenue en faisant la moyenne arithmétique des trois conductivités.

Dans les têtes de bobine, les fils n'étant pas organisés selon un ordre précis, nous considérons qu'elles peuvent être modélisées par un matériau homogène possédant la conductivité transversale calculée dans ce paragraphe.

Cette dernière approche est plus précise mais elle nécessite de connaître parfaitement le bobinage. Elle est donc dédiée à l'analyse thermique par modélisation numérique où l'objet est la validation des résultats obtenus après un dimensionnement par modèle analytique ; dans ce cas, les paramètres exacts du bobinage sont connus.

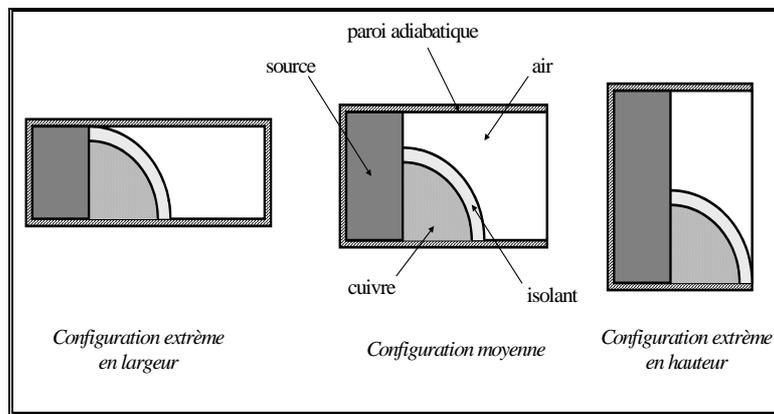


figure 59 : configuration de calcul des conductivités transversales équivalentes d'un bobinage.

3.5.5. Calcul des coefficients de convection intervenant dans le moteur-roue.

3.5.5.1 Remarques préliminaires.

Comme nous l'avons déjà remarqué, le calcul exact des coefficients de convection nécessite un couplage fort entre la mécanique des fluides et la thermodynamique. La modélisation numérique de tels phénomènes est un problème difficile qui est inextricable d'un point de vue analytique. Néanmoins, on peut calculer relativement simplement le coefficient en ayant recours à des fonctions de corrélation empiriques. Pour cela, il faut caractériser correctement l'échange à partir de nombres sans dimensions. Les quatre principaux sont :

- le nombre de Nusselt N_{Nu} qui compare les échanges de chaleur par conduction et par convection :

$$N_{\text{Nu}} = \frac{h_{\text{conv}} \cdot l}{\lambda} \quad (156)$$

où l est une longueur caractéristique de la surface d'échange (rayon pour une sphère ou encore diamètre hydraulique pour une conduite fermée) ;

- le nombre de Prandtl qui compare la chaleur transférée par diffusion de matière et celle transférée par déplacement de la matière dû à la viscosité dynamique du fluide ;

$$N_{Pr} = \eta_v \cdot \frac{C_p}{\lambda} \quad (157)$$

où η_v est le coefficient de viscosité dynamique du fluide ;

- le nombre de Grasshof qui compare la force due aux différences de densité du fluide et celle due à la viscosité dynamique :

$$N_{Gr} = \beta \cdot g \cdot \left(\frac{mv}{\eta_v} \right)^2 \cdot l^3 \cdot \delta T \quad (158)$$

où mv est la masse volumique du fluide, β le coefficient de dilatation du fluide, g l'accélération de la pesanteur terrestre et δT l'écart de température entre le solide et le fluide ;

- le nombre de Reynolds (en convection forcée) permettant de définir le type d'écoulement (laminaire, transitoire ou turbulent) :

$$N_{Re} = \frac{mv}{\eta_v} \cdot v \cdot d \quad (159)$$

3.5.5.2 Coefficient de convection du rotor avec l'extérieur.

Lorsque le moteur n'est pas inséré dans la jante⁴⁰, le rotor, en tournant, crée une convection forcée de nature à améliorer les échanges de chaleur vers l'extérieur. [56] propose une méthode en six étapes pour calculer le coefficient de convection dans le cas d'un cylindre tournant à la vitesse de rotation Ω constante. Notons T_{rot} la température du rotor et T_{ext} la température de l'air extérieur.

← On calcule les paramètres $\Phi_{air}(T_{rot}, T_{ext})$ et $\Phi_{air530R}(T_{rot}, T_{ext})$:

$$\Phi_{air}(T_{rot}, T_{ext}) = \frac{C_{p_{air}} \left(\frac{T_{rot} + T_{ext}}{2} \right) \cdot mv_{air} \left(\frac{T_{rot} + T_{ext}}{2} \right) \cdot g \cdot \beta_{air} \left(\frac{T_{rot} + T_{ext}}{2} \right)}{\mu_{air} \left(\frac{T_{rot} + T_{ext}}{2} \right) \cdot \lambda_{air} \left(\frac{T_{rot} + T_{ext}}{2} \right)} \quad (160)$$

$$\Phi_{air530R}(T_{rot}, T_{ext}) = \frac{C_{p_{air}} \left(\frac{T_{rot} + T_{ext}}{2} \right) \cdot mv_{air} \left(\frac{T_{rot} + T_{ext}}{2} \right) \cdot g \cdot \beta_{air}(530R)}{\mu_{air} \left(\frac{T_{rot} + T_{ext}}{2} \right) \cdot \lambda_{air} \left(\frac{T_{rot} + T_{ext}}{2} \right)} \quad (161)$$

↑ On évalue le nombre de Reynolds de rotation :

$$N_{Re_{air}}^{rot}(T_{rot}, T_{ext}) = \frac{mv_{air} \left(\frac{T_{rot} + T_{ext}}{2} \right) \cdot (\Omega \cdot R_{ext}) \cdot (2 \cdot R_{ext})}{\mu_{air} \left(\frac{T_{rot} + T_{ext}}{2} \right)} \quad (162)$$

⁴⁰ Du point de vue du chercheur, cette configuration est intéressante, car dans un premier temps le moteur sera testé seul. Pour autant, il faudra améliorer ensuite les calculs en tenant compte de la jante et du pneumatique (ou même de rayons s'il s'agit d'un vélo) qui influencent certainement le comportement thermique.

→ On évalue le nombre de Reynolds de flux transversal, si le moteur se déplace transversalement, comme dans le cas où il est intégré dans une roue de diamètre R_{roue} :

$$N_{\text{Reair}}^{\text{tr}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}}) = \frac{mv_{\text{air}} \left(\frac{T_{\text{rot}} + T_{\text{ext}}}{2} \right) (\Omega \cdot R_{\text{roue}}) (2 \cdot R_{\text{ext}})}{\mu_{\text{air}} \left(\frac{T_{\text{rot}} + T_{\text{ext}}}{2} \right)} \quad (163)$$

↓ On évalue le nombre de Gashof et le paramètre Y (permettant de choisir la bonne corrélation) :

$$N_{\text{Grair}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}}) = \frac{\Phi_{\text{air}} \left(\frac{T_{\text{rot}} + T_{\text{ext}}}{2} \right) (2 \cdot R_{\text{ext}})^3 \cdot (T_{\text{rot}} - T_{\text{ext}})}{N_{\text{Prair}} \left(\frac{T_{\text{rot}} + T_{\text{ext}}}{2} \right)} \quad (164)$$

$$Y(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}}) = \frac{N_{\text{Reair}}^{\text{rot}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}})}{N_{\text{Grair}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}})} \quad (165)$$

° Si on vérifie les cinq inégalités suivantes :

$$Y(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}}) > 0,2 \quad (166)$$

$$N_{\text{Prair}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}}) < 1 \quad (167)$$

$$N_{\text{Reair}}^{\text{rot}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}}) < 6 \cdot 10^4 \quad (168)$$

$$N_{\text{Reair}}^{\text{tr}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}}) < 2 \cdot 10^4 \quad (169)$$

$$3 \cdot 10^7 < N_{\text{Prair}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}}) \left(0,5 \cdot N_{\text{Reair}}^{\text{tr}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}})^2 + N_{\text{Reair}}^{\text{rot}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}})^2 N_{\text{Grair}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}}) \right) < 10^9 \quad (170)$$

± Alors le nombre de Nusselt vérifie la corrélation suivante :

$$N_{\text{Nuair}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}}) = 0,1075 \cdot N_{\text{Prair}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}})^{0,35} \left(0,5 \cdot N_{\text{Reair}}^{\text{tr}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}})^2 + N_{\text{Reair}}^{\text{rot}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}})^2 N_{\text{Grair}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}}) \right)^{0,35} \quad (171)$$

Notons que dans tous les cas que nous avons rencontrés, les conditions posées pour appliquer cette corrélation ont été vérifiées.

Le coefficient de convection vaut finalement :

$$h_{\text{conv rot}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}}) = \frac{N_{\text{Nuair}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}}) \cdot \lambda_{\text{Nuair}}(T_{\text{rot}}, T_{\text{ext}})}{2 \cdot R_{\text{ext}}} \quad (172)$$

Par exemple, pour le moteur de vélo dont les caractéristiques sont données dans l'annexe 2, ce coefficient vaut $35 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-1}$ lorsque le rotor tourne à 200 tr/min et que les températures ambiante et rotorique valent respectivement 20°C et 100°C.

3.5.5.3 Coefficient de convection des flasques avec l'extérieur.

De même que le rotor, les flasques créent une convection forcée en tournant. Nous allons aussi utiliser la méthode décrite dans [56] pour évaluer ce coefficient. La température atteinte par les flasques est notée T_{fl} .

← On évalue le nombre de Reynolds de rotation :

$$N_{Re_{air}}^{rot}(T_{rot}, T_{fl}) = \frac{mv_{air} \left(\frac{T_{fl} + T_{ext}}{2} \right) \cdot (\Omega \cdot R_{ext}) \cdot (2 \cdot R_{ext})}{\mu_{air} \left(\frac{T_{fl} + T_{ext}}{2} \right)} \quad (173)$$

↑ L'écoulement de l'air le long du flasque reste laminaire tant que $N_{Re_{air}}^{rot}(T_{rot}, T_{fl})$ reste inférieur à 1800000. C'est tout à fait le cas pour des vitesses de rotation inférieures à 300 tr/min, des diamètres extérieurs inférieurs à 30 cm et un écart de température inférieur à 60 K entre le flasque et l'extérieur.

→ Si la condition ci-dessus est bien vérifiée, le coefficient de convection vaut alors :

$$h_{conv_{fl}}(T_{fl}, T_{ext}) = 0,35 \cdot \lambda_{air} \left(\frac{T_{fl} + T_{ext}}{2} \right) \cdot \left(\frac{mv_{air} \left(\frac{T_{fl} + T_{ext}}{2} \right) \cdot (\Omega \cdot R_{ext})}{\mu_{air} \left(\frac{T_{fl} + T_{ext}}{2} \right)} \right)^{0,5} \cdot \left(\frac{C_{P_{air}} \left(\frac{T_{fl} + T_{ext}}{2} \right) \cdot \mu_{air} \left(\frac{T_{fl} + T_{ext}}{2} \right)}{\mu_{air} \left(\frac{T_{fl} + T_{ext}}{2} \right) \cdot 0,7} \right)^{0,5} \cdot 0,44 \quad (174)$$

3.5.5.4 Coefficient de convection entre le stator et le rotor.

Dans l'entrefer, il existe une convection forcée due à la rotation relative du rotor par rapport au stator. Les écoulements dans une telle zone annulaire ont donné lieu à de nombreux calculs et relevés expérimentaux, mais encore une fois nous allons nous appuyer sur la méthode proposée par [56]. On suppose que la température du stator au voisinage de l'entrefer vaut T_{stat} et celle des aimants T_{aim} .

← On évalue le nombre de Taylor :

$$N_{Tay_{air}}(T_{aim}, T_{stat}) = \frac{mv_{air} \left(\frac{T_{aim} + T_{stat}}{2} \right) \cdot (\Omega \cdot R_{ext}) \cdot R_s \cdot ent}{\mu_{air} \left(\frac{T_{aim} + T_{stat}}{2} \right)} \cdot \sqrt{\frac{ent}{R_s}} \quad (175)$$

Il existe plusieurs corrélations permettant d'obtenir le nombre de Nusselt relatif à l'air dans l'entrefer. Cependant, on se limite à celle correspondant à des valeurs faibles de vitesse de rotation, car le moteur-roue étant à attaque directe, les vitesses de rotation restent relativement faibles.

↑ Dans ce cas, l'expression du nombre de Nusselt est très simple :

$$N_{Nu_{air}}(T_{aim}, T_{stat}) = \frac{2 \cdot \lambda_{air}(T_{aim}, T_{stat})}{ent} \quad (176)$$

→ On en déduit le coefficient de convection :

$$h_{\text{conv fl}}(T_{\text{fl}}, T_{\text{ext}}) = \frac{1}{N_{\text{Nu air}}(T_{\text{aim}}, T_{\text{stat}}) \left(2 \cdot \pi \cdot \frac{\text{ent}}{\ln\left(\frac{R_s}{\text{ent}}\right)} \right)} \quad (177)$$

Notons que la convection dans l'entrefer est équivalente un phénomène de conduction où le coefficient de conduction est multiplié par deux.

3.5.5.5 Coefficient de convection au niveau des têtes de bobines.

Ce coefficient est encore plus difficile à évaluer que les précédents, car, en plus de la complication théorique intrinsèque à ce type de calcul, se rajoute une méconnaissance de la forme exacte des têtes de bobines. Pour autant cet échange est important car les têtes de bobines sont habituellement un des points les plus chauds du bobinage. Pour pouvoir mener les calculs, nous utilisons la corrélation suivante :

$$h_{\text{conv tb}} = 15,5 \cdot \left[\left(0,5 \cdot (\Omega \cdot R_{\text{ext}}) \cdot \frac{R_s - R_{\text{int}}}{\ln\left(\frac{R_s}{R_{\text{int}}}\right)} \right) \cdot 0,29 + 2,37 \right] \quad (178)$$

Néanmoins, ce paramètre doit être validé a posteriori sur un prototype et cette relation ne peut servir que de point de départ pour obtenir un modèle complet du moteur-roue pour son dimensionnement.

3.5.5.6 Notes sur la détermination numérique des coefficients de convection.

Lors d'un stage de DESS en génie thermique effectué à l'Institut de Génie Electrique [59], nous avons abordé la détermination numérique des coefficients de convection à l'aide du logiciel FLUENT. Les calculs ont été menés pour le cas particulier du prototype de moteur de vélo et pour une modélisation bidimensionnelle. Deux structures simplifiées ont été créées. La première pour étudier les échanges à l'extérieur du moteur et la seconde pour étudier ceux internes au moteur.

a) Cas des échanges extérieurs.

La figure 60 montre la structure géométrique simplifiée pour l'étude de ce cas. nous supposons que le moteur est constitué d'un matériau homogène unique ayant les propriétés thermo-physiques de l'aluminium et nous appliquons une source de chaleur constante dans tout le volume du matériau. La densité de puissance est calculée en faisant le rapport des pertes réelles dans le moteur au point de fonctionnement considéré par le volume total du moteur. Nous distinguons plusieurs surfaces extérieures du moteur et nous imposons sur celles correspondant aux parties tournantes une vitesse de rotation égale à celle définie par le point de fonctionnement. Enfin, nous appliquons loin du moteur des conditions aux limites de Dirichlet : la température est égale à la température ambiante.

Nous montrons quelques résultats pour une vitesse de rotation de 200 tr/min et une densité de pertes de $5000 \text{ W} \cdot \text{m}^{-3}$. La figure 61 montre un dégradé des vitesses à l'extérieur du moteur. Nous observons bien que la vitesse est nulle au bord des faces fixes et qu'elle croît à mesure que l'on s'éloigne de l'axe ; en effet la vitesse tangentielle est d'autant plus grande que le rayon est plus élevé. La figure 62 montre plus en détail la direction et le sens des vecteurs vitesses. Nous observons que l'air a tendance à remonter le long des bords du moteur. Ce phénomène s'explique par l'effet de la force centrifuge qui entraîne les molécules d'air vers le haut. Nous observons aussi de faibles recirculations au niveau des

Equations décrivant la structure géométrique et physique d'un moteur-roue synchrone sans balais, à force électromotrice trapézoïdale alimenté par des créneaux de courant.

bords supérieurs du moteur. La figure 63 montre un dégradé de la pression. La pression est faible au niveau des points où la vitesse est élevée et au niveau des recirculations d'air. Enfin, la figure 64 montre le dégradé des températures. Nous vérifions d'une part la justesse des conditions aux limites et d'autre part, nous remarquons que le dégradé ressemble sensiblement à celui d'une convection naturelle, car les effets de la convection forcée par la rotation du rotor sont identiques à ceux de la convection naturelle : l'air est « poussé » vers l'extérieur.

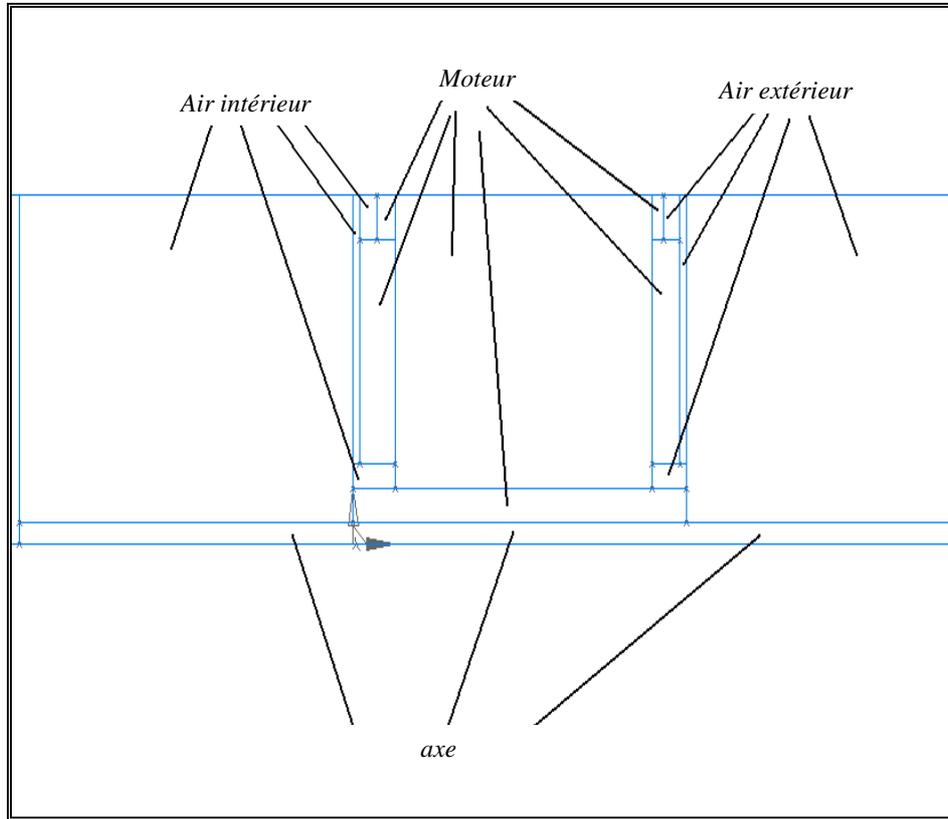


figure 60 : structure géométrique simplifiée du moteur de vélo pour l'étude numérique des échanges extérieurs de chaleur par convection.

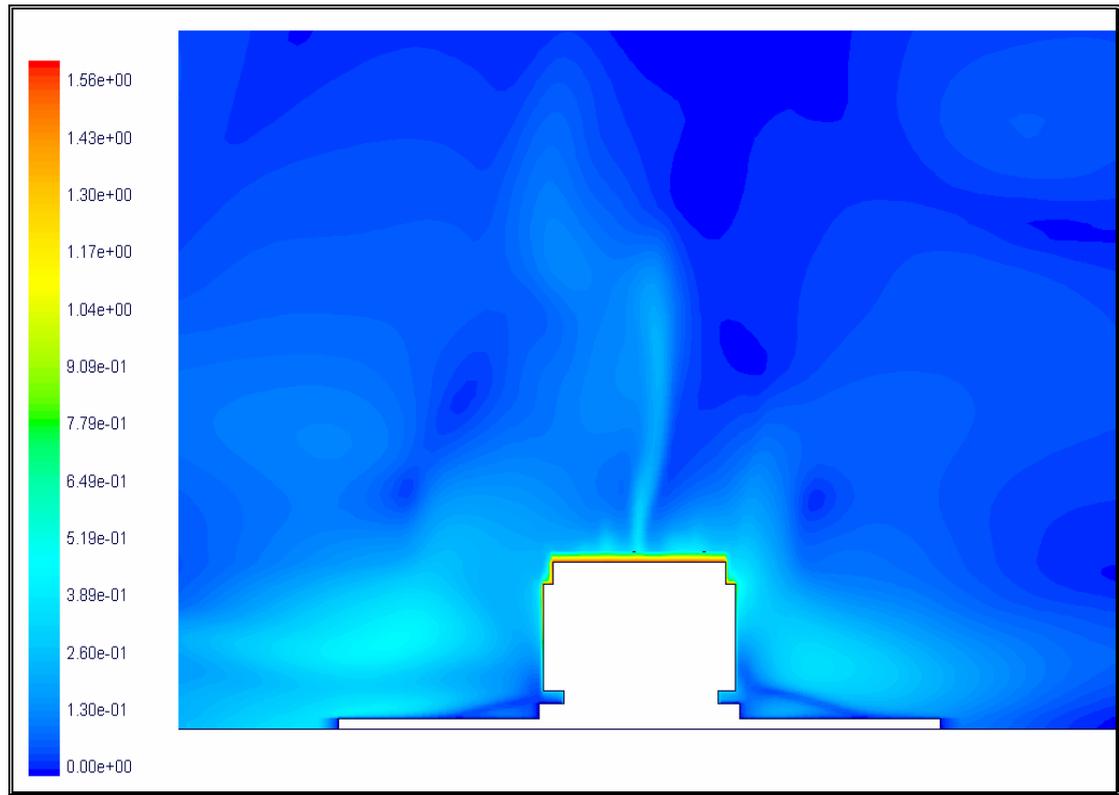


figure 61 : dégradé des vitesses à l'extérieur du moteur de vélo à 200 tr/min.

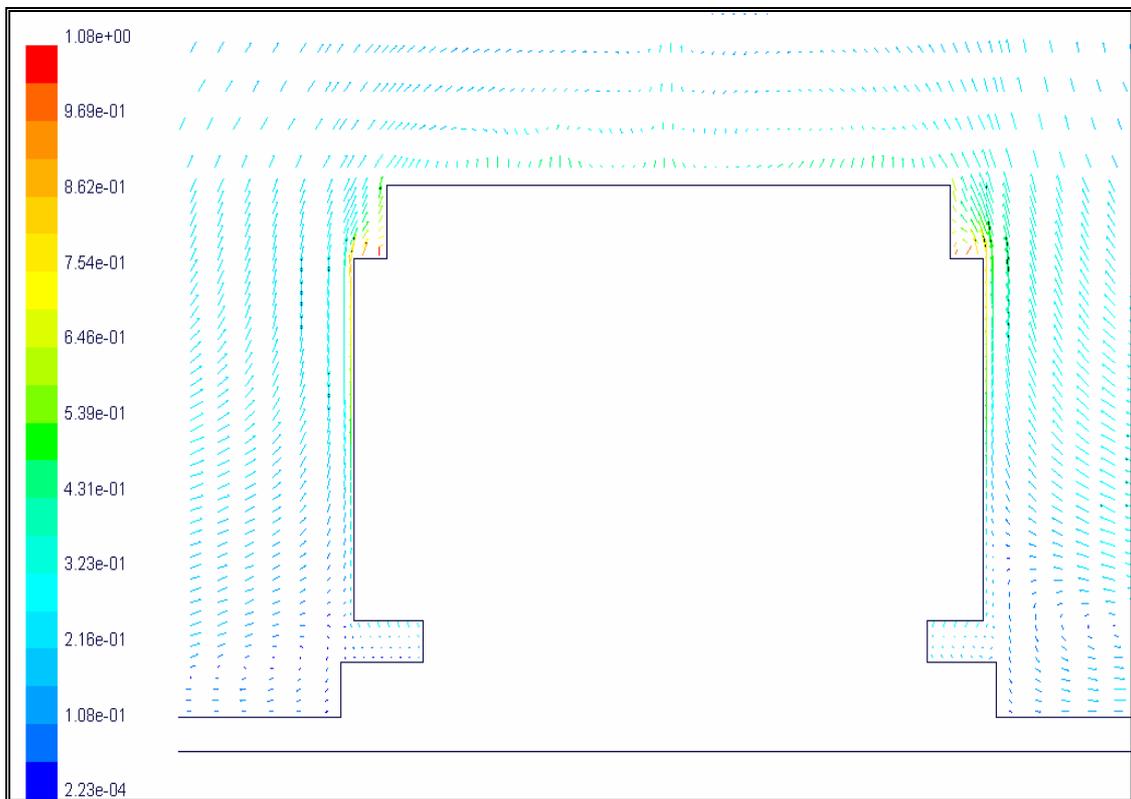


figure 62 : vecteurs vitesse à l'extérieur du moteur de vélo à 200 tr/min.

Equations décrivant la structure géométrique et physique d'un moteur-roue synchrone sans balais, à force électromotrice trapézoïdale alimenté par des créneaux de courant.

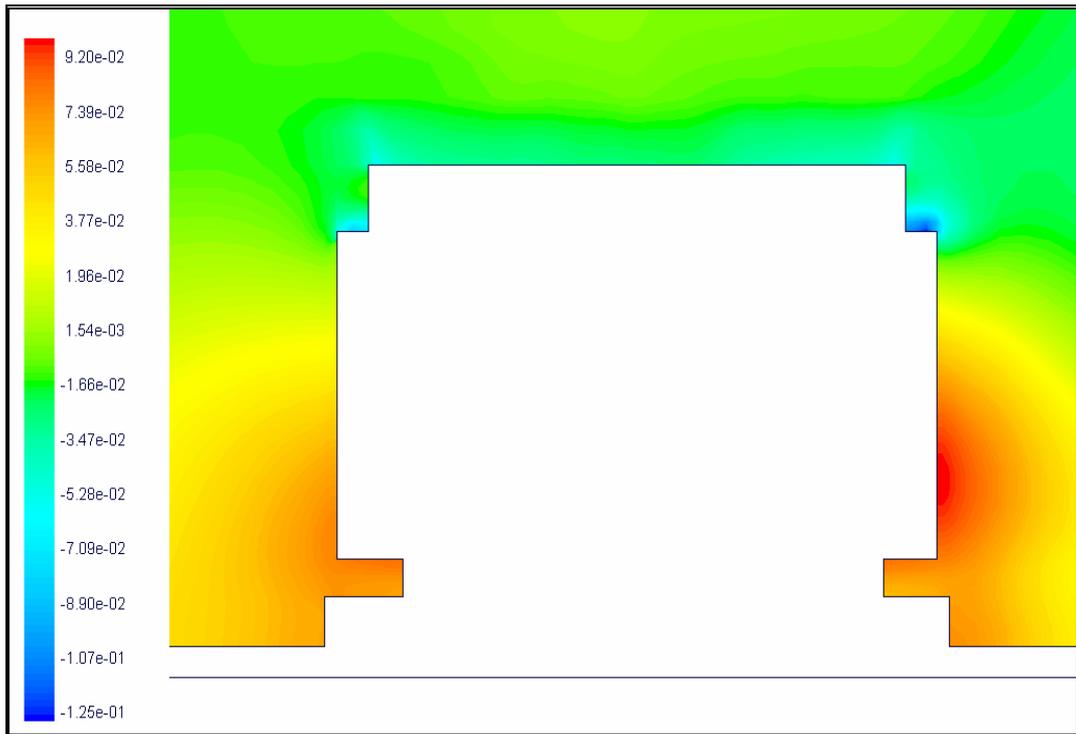


figure 63 : dégradé des pressions à l'extérieur du moteur de vélo à 200 tr/min.

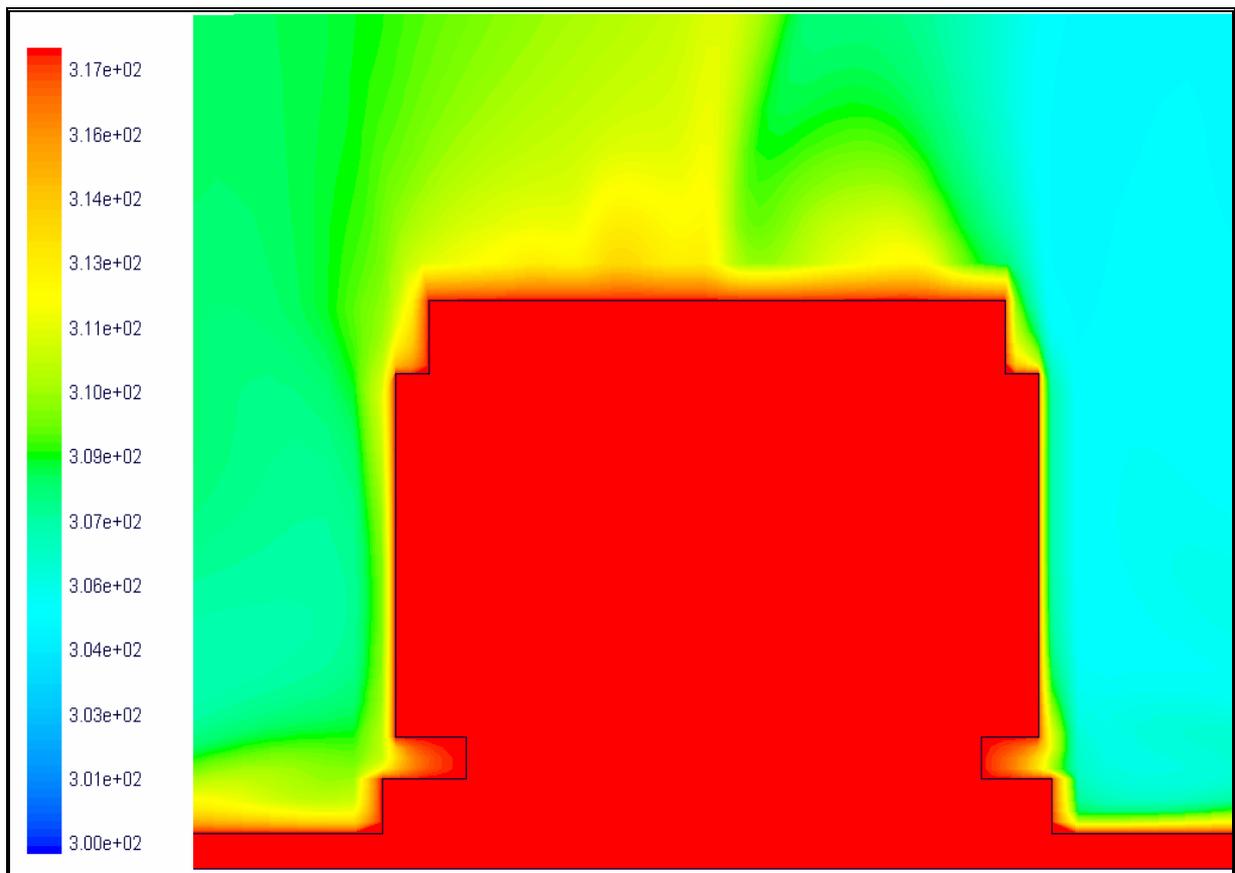


figure 64 : dégradé des températures du moteur de vélo à 200 tr/min pour la simulations des échanges extérieurs.

Pour évaluer les coefficients de convection, nous avons appliqué la formule suivante sur les faces décrites par la figure 65 :

$$h_{\text{conv}} = \frac{J_{\text{conv}}}{T_{\text{surf}} - T_{\text{ext}}} \quad (179)$$

où J_{conv} correspond à la densité de flux thermique sortant par la surface considérée dont la température moyenne vaut T_{surf} . Le tableau 16 résume la valeur du coefficient de convection sur toutes les faces. D'une manière générale, le coefficient de convection est plus faible que celui prévu par la simulation analytique. Par exemple, sur la face extérieure de la culasse rotorique (face 10), le calcul analytique prévoit un coefficient de convection de $41 \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$ et le calcul numérique donne $8,38 \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$. Gardons néanmoins à l'esprit que, si ce calcul numérique ne nécessite pas beaucoup d'hypothèses sur le comportement physique du système, sa structure géométrique est en revanche fortement simplifiée.

tableau 16 : valeurs des coefficients d'échange à l'extérieur du moteur de vélo pour une vitesse de rotation de 200 tr/min et pour une température extérieure de 300 K.

Numéro de face	Température K	Densité de flux W.m^2	Coefficient de convection $\text{W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$
1	317,6622	160,7404	9,1
2	317,7195	117,1614	6,61
3	317,7631	83,63773	4,71
4	317,7682	37,47675	2,11
5	317,7809	1,7498881	0,01
6	317,7791	26,28784	1,48
7	317,7771	142,3842	8,344
8	317,7762	61,18264	3,17
9	317,7775	56,42913	3,04
10	317,781	54,06831	8,38
11	317,7702	148,8871	6,14
12	317,7675	109,0163	11,83
13	317,783	210,4501	1,41
14	317,7713	25,10627	0,26
15	317,7734	4,576035	4
16	317,7586	71,8892	7,18
17	317,753	127,4804	7,34
18	317,686	129,8758	9,84
19	317,6	173,2365	

Equations décrivant la structure géométrique et physique d'un moteur-roue synchrone sans balais, à force électromotrice trapézoïdale alimenté par des créneaux de courant.

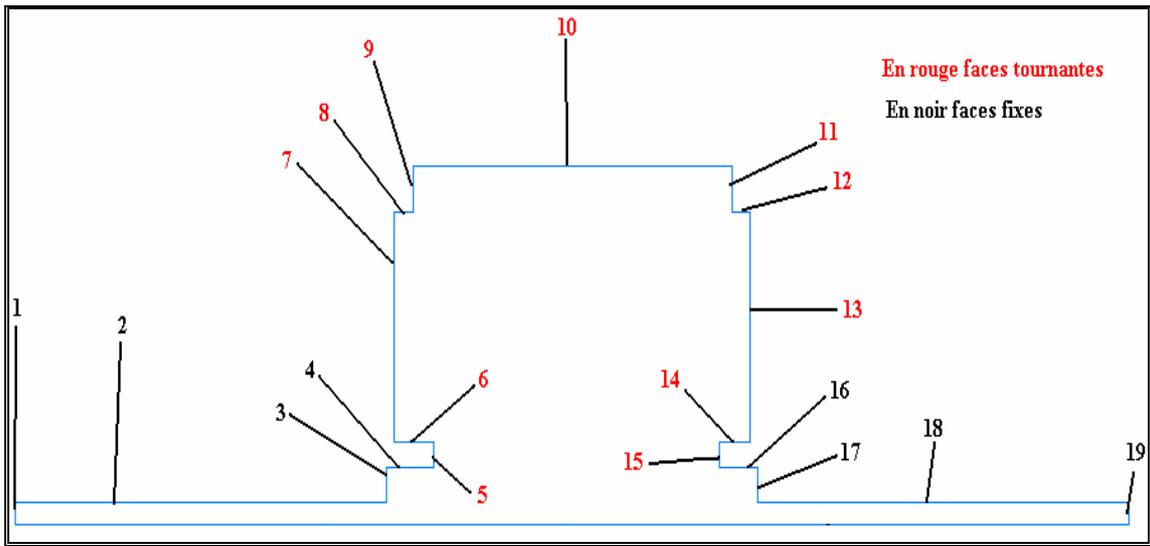


figure 65 : position des surfaces d'échange du moteur de vélo considérées dans le tableau 16.

b) Cas des échanges intérieurs.

L'ensemble du modèle est constitué d'aluminium à l'exception des têtes de bobines qui sont en cuivre pur. Nous avons appliqué au niveau des tôles une densité de pertes de 10000 W.m^{-3} et au niveau du bobinage de 20000 W.m^{-3} . Comme précédemment, nous avons imposé une vitesse de rotation constante à toutes les surfaces extérieures des parties tournantes. Pour ce qui est des conditions aux limites, nous avons choisi sur les faces extérieures du moteur une condition de convection avec les coefficients calculés au paragraphe précédent et une température ambiante de 300 K. Dans l'état actuel du travail, l'étude est limitée à l'observation des circulations d'air dans le moteur. La figure 66 montre le dégradé de vitesse de l'air. De même que précédemment, les plus grandes vitesses sont observées vers l'extérieur du moteur. La figure 67 précise la direction et le sens des vecteurs vitesse entre les têtes de bobines de gauche et la surface intérieure du flasque. Nous observons une circulation d'air autour du bobinage. Au voisinage du flasque, l'air monte et redescend le long du bobinage.

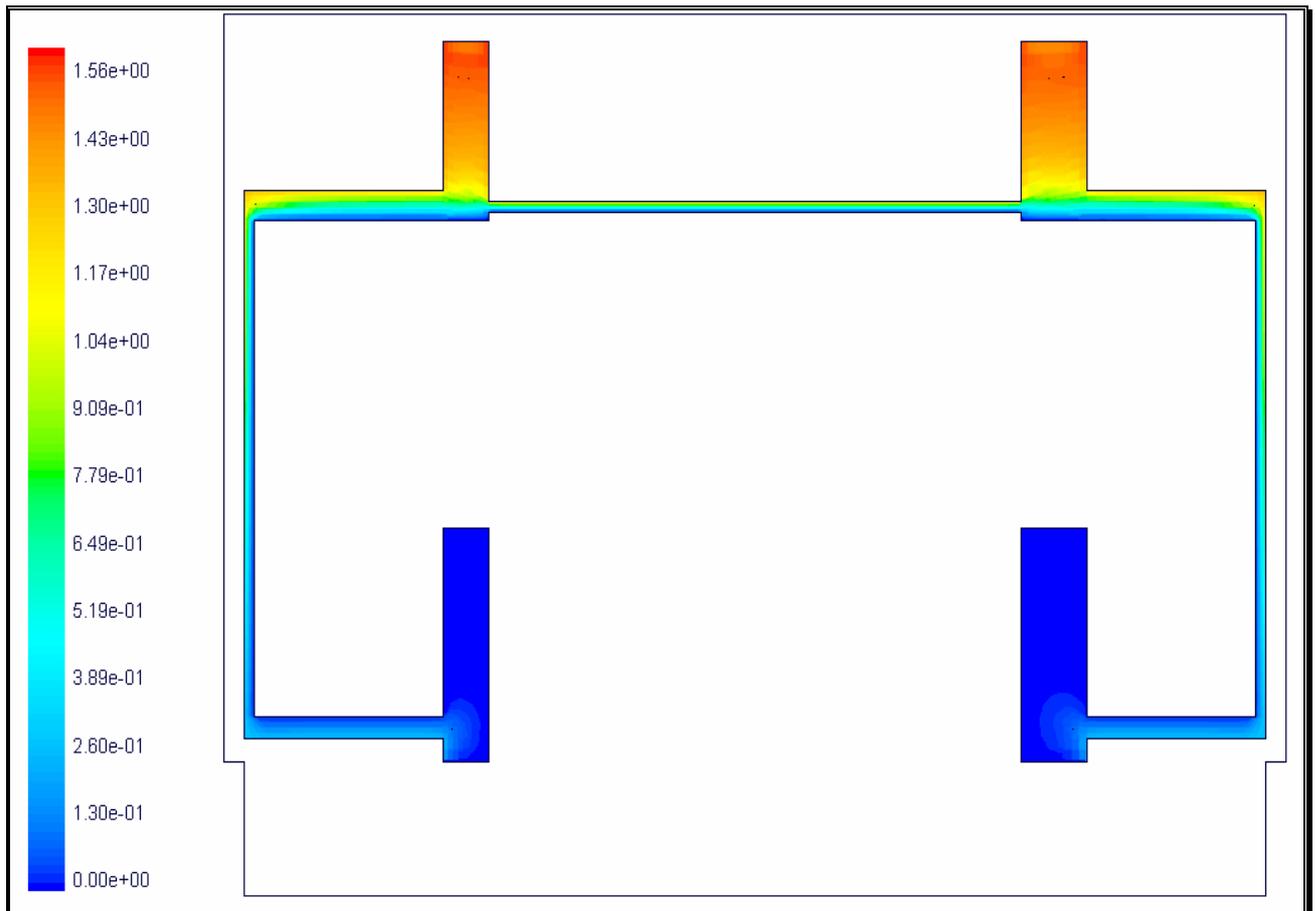


figure 66 : dégradé des vitesses dans l'air intérieur du moteur de vélo à 200 tr/min.

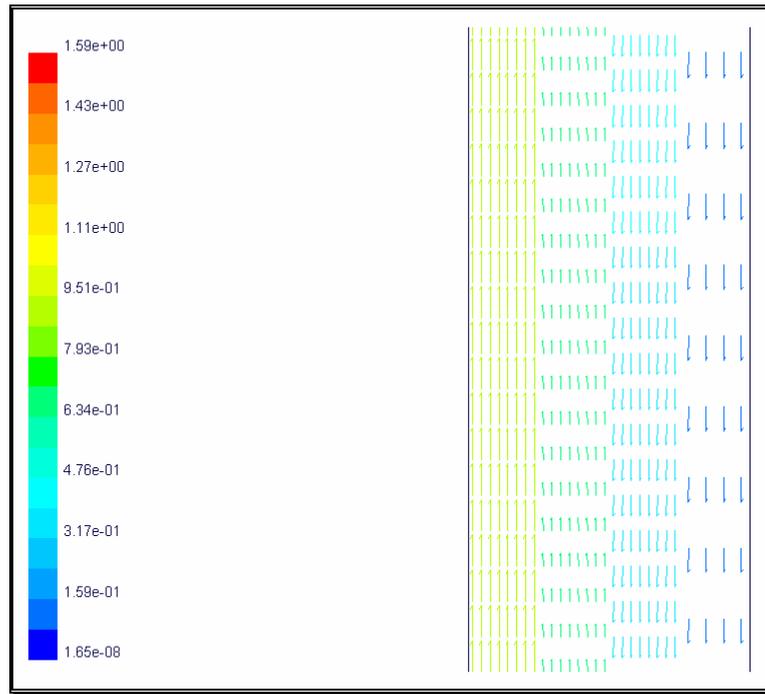


figure 67 : vecteurs vitesse dans l'air intérieur du moteur de vélo à 200 tr/min entre les têtes de bobine et le flasque gauche.

3.5.6. Calcul des coefficients de rayonnement intervenant dans le moteur-roue.

Dans le cas du moteur-roue, les matériaux constituant l'extérieur du moteur sont de l'acier ou de l'aluminium, dont l'émissivité est faible et dont la température ne sera jamais très élevée⁴¹. Nous négligerons donc les échanges par rayonnement. En revanche, nous en tiendrons compte lors des essais, car les surfaces extérieures ont été peintes en noir mat pour faciliter le relevé de thermogrammes par une caméra infrarouge. L'émissivité vaut alors de 0,92 à 0,94 selon la nature de la peinture choisie.

4. Conclusion.

Nous venons de donner les équations décrivant la structure géométrique et les principales propriétés physiques du système. Ces équations sont la base de tout modèle destiné au dimensionnement d'un système, car elles assurent la cohérence géométrique et physique des solutions. En outre, elles permettent aussi d'imposer des contraintes structurelles d'encombrement, de masse, etc. Ces équations sont totalement indépendantes du point de fonctionnement du système, c'est-à-dire, dans notre cas, du couple et de la vitesse du moteur-roue. La suite du travail consiste donc à décrire le fonctionnement du système. Ainsi, dans les chapitres suivants de cette partie, nous établissons les équations décrivant les performances magnétiques, électromécaniques et thermiques du moteur-roue.

⁴¹ Remarquons que cela pourrait constituer un risque réel pour l'utilisateur d'un véhicule si la température extérieure du moteur-roue devenait trop élevée.

Chapitre 5. Modélisation magnétique d'un moteur roue synchrone sans balais, à force électromotrice trapézoïdale et de son alimentation.

1. Introduction.

DANS ce chapitre nous développons d'abord un modèle analytique, puis un modèle numérique donnant l'état magnétique du moteur. Dans les deux cas, l'hypothèse de base consistera à négliger les phénomènes tridimensionnels dans la machine. Pour établir le modèle analytique nous considérons une structure simplifiée bidimensionnelle comprenant deux régions circulaires dans lesquelles nous résolvons les équations de Maxwell. Nous proposons une méthode originale permettant de tenir compte de la saturation des matériaux magnétiques lorsque le moteur est autopiloté. Dans la seconde partie du chapitre, nous montrons comment utiliser des simulations numériques afin de recalculer plus finement les grandeurs déjà évaluées par le modèle analytique.

2. Modélisation analytique.

Pour effectuer les calculs, nous transformons d'abord la structure réelle en une structure équivalente simplifiée. Ensuite, nous posons les équations aux dérivées partielles que vérifie le potentiel vecteur et nous les résolvons en utilisant la méthode de la séparation des variables. Nous donnons alors les expressions de toutes les grandeurs magnétiques (potentiel vecteur, inductions magnétiques et couple électromagnétique) lorsque le moteur est autopiloté. Nous introduisons enfin un coefficient de saturation pour tenir compte de la non-linéarité des matériaux magnétiques.

2.1. Transformation de la structure réelle.

La première transformation consiste à ramener la structure cylindrique dentée du stator à une structure cylindrique lisse (cf. figure 68). L'entrefer de la machine fictive équivalente est alors obtenu en multipliant l'entrefer réel par un coefficient dit de Carter. Cette transformation est usuelle. Néanmoins, comme l'expliquent [60] et [61], la présence d'aimants revient à augmenter artificiellement l'entrefer réel de la machine et, par suite, modifie le coefficient de Carter classique. Nous allons le montrer simplement sur le modèle monodimensionnel du circuit magnétique de la machine présenté sur la figure 69. Dans ce modèle on néglige les flux de fuites, on suppose que la perméabilité relative de fer est infinie et on considère que la section canalisant le flux des aimants est

identique à celle canalisant le flux d'entrefer de telle sorte que l'induction B_a est constante dans tout l'aimant et est égale à celle dans l'entrefer B_e . L'application du théorème d'Ampère sur le chemin C_{th} (cf. figure 69) permet d'écrire l'équation suivante :

$$\oint_{C_{th}} \vec{H}.d\vec{l} = 0 \rightarrow H_a.l_a + H_e.ent = 0 \quad (180)$$

Or le champ dans l'entrefer vaut $H_e = \frac{B_e}{\mu_0}$ et, d'après l'équation 117, le champ dans l'aimant vaut

$$H_a = \frac{B_e - B_{ra0}}{\mu_0 \cdot \mu_{ra}}. \text{ On en déduit donc l'expression de l'induction } B_e :$$

$$B_e = \frac{\frac{h_a}{\mu_{ra}}.B_{ra}}{ent + \frac{h_a}{\mu_{ra}}} \quad (181)$$

Ainsi, l'aimant crée une force magnétomotrice $\frac{h_a}{\mu_0 \cdot \mu_{ra}}.B_{ra}$ d'une part et il augmente l'entrefer réel

ent de $\frac{h_a}{\mu_{ra}}$ d'autre part. On peut donc définir un entrefer efficace valant :

$$ent_{eff} = ent + \frac{h_a}{\mu_{ra}} \quad (182)$$

C'est à cet entrefer efficace que l'on applique le coefficient de Carter classique. L'entrefer efficace corrigé vaut alors :

$$ent_{eff_c} = Kc.ent_{eff} \quad (183)$$

et le coefficient de Carter est défini par :

$$Kc = \frac{\tau_d}{\tau_d + \frac{4}{\pi} \left[\frac{l_e}{2.ent_{eff}} \cdot \arctan\left(\frac{l_e}{2.ent_{eff}}\right) - \ln\left(\sqrt{1 + \left(\frac{l_e}{2.ent_{eff}}\right)^2}\right) \right]} . ent_{eff} \quad (184)$$

où τ_d et l_e sont respectivement le pas dentaire et l'ouverture de l'encoche au niveau de l'entrefer définis par les deux relations suivantes :

$$\tau_d = \frac{2.\pi.R_s}{N_d} \quad (185)$$

$$l_e = \tau_d - (l_d + 2.l_{is}) \quad (186)$$

Et finalement l'entrefer et le rayon statorique de la machine équivalente vérifient les relations suivantes :

$$ent_c = ent_{eff_c} - \frac{h_a}{\mu_{ra}} \rightarrow ent_c = ent + (Kc - 1).ent_{eff} \quad (187)$$

$$R_{sc} = R_s + ent - ent_c \rightarrow R_{sc} = R_s - (Kc - 1).ent_{eff} \quad (188)$$

La transformation que nous venons de réaliser permet de s'affranchir des encoches. Les courants qui y circulent sont alors ramenés à la surface du stator⁴² sous la forme d'une densité surfacique de courant équivalente. En deux dimensions, cette densité est linéique. Elle se calcule comme indiqué sur la figure 71.

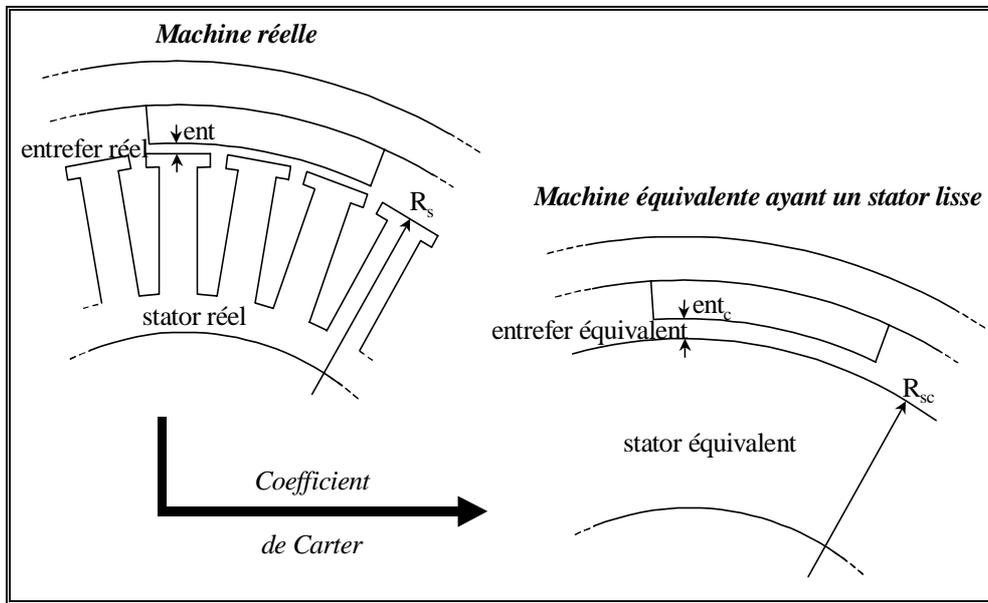


figure 68 : transformation du stator denté en stator lisse.

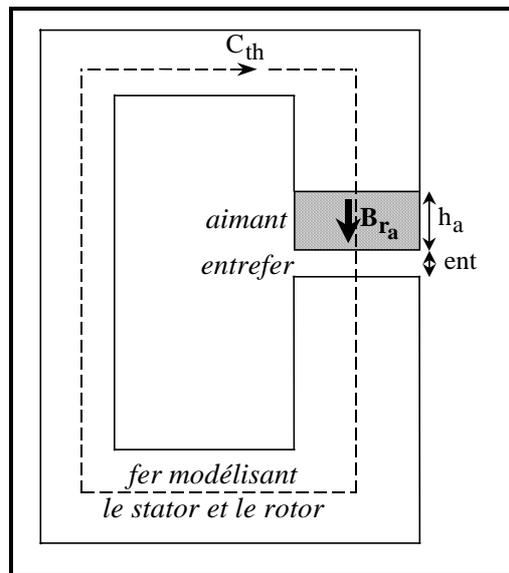


figure 69 : modèle simplifié mono-dimensionnel de la machine mettant en évidence l'entrefer efficace.

⁴² Cette hypothèse reste valable tant que la perméabilité du stator reste grande devant 1 (idéalement infinie).

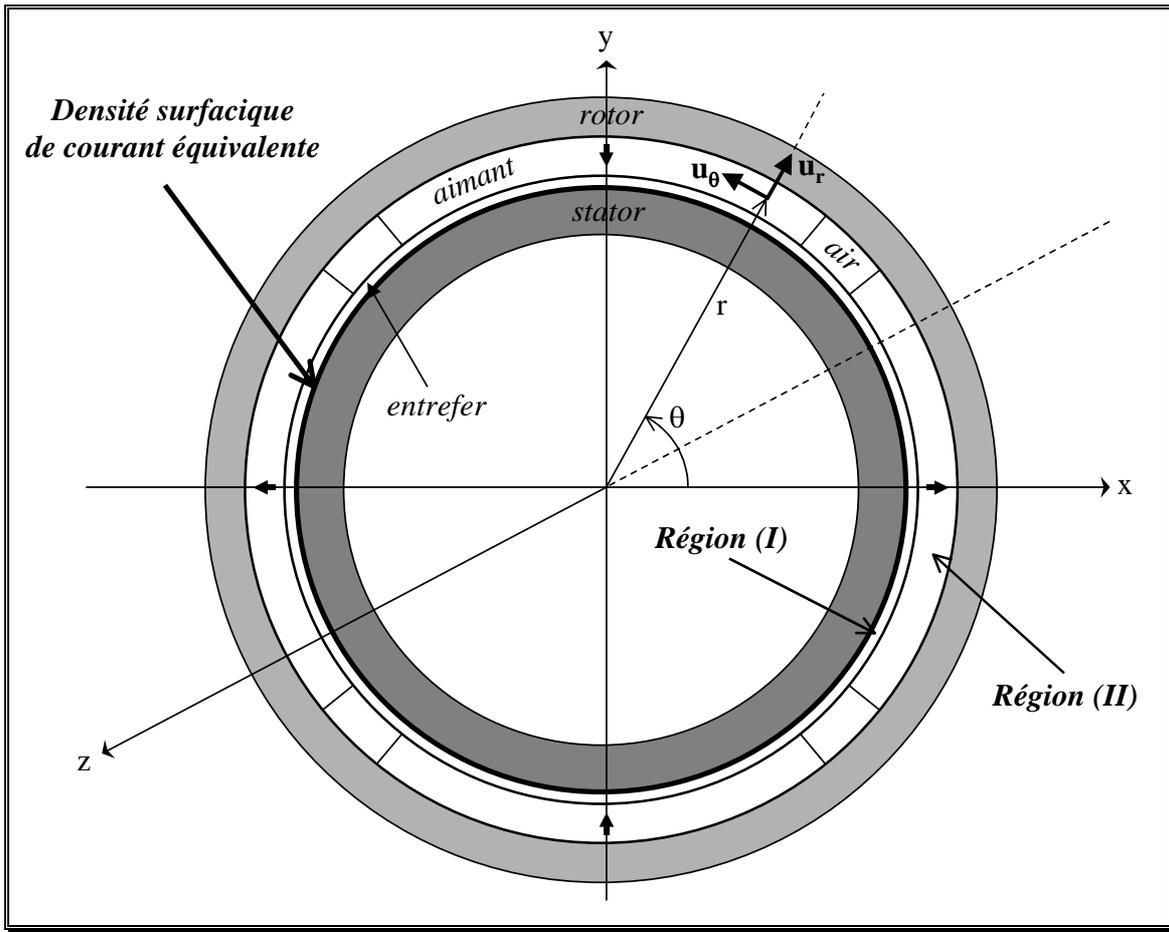


figure 70 : coupe schématique de la machine équivalente permettant le calcul analytique du potentiel vecteur.

2.2. Mise en équations.

Le domaine d'étude est donc constitué de quatre régions circulaires : le stator équivalent lisse, l'entrefer modifié, la région comprenant les aimants et l'air inter-aimants et le rotor [62], [63].

On supposera ici que les matériaux du stator et du rotor possèdent une perméabilité grande devant 1 de telle sorte que le champ magnétique peut y être considéré comme nul⁴³. Nous réduisons donc le domaine d'étude à deux régions circulaires :

- la région (I) correspondant à l'entrefer modifié de rayon intérieur R_{sc} , de rayon extérieur R_a et d'épaisseur ent_c ;
- la région (II) correspondant aux aimants et à l'espace inter-aimants de rayon intérieur R_a , de rayon extérieur R_r et d'épaisseur h_a .

⁴³ Les caractéristiques magnétiques non-linéaires des matériaux magnétiques du stator et du rotor seront prises en compte plus loin en modifiant l'entrefer par un coefficient de saturation.

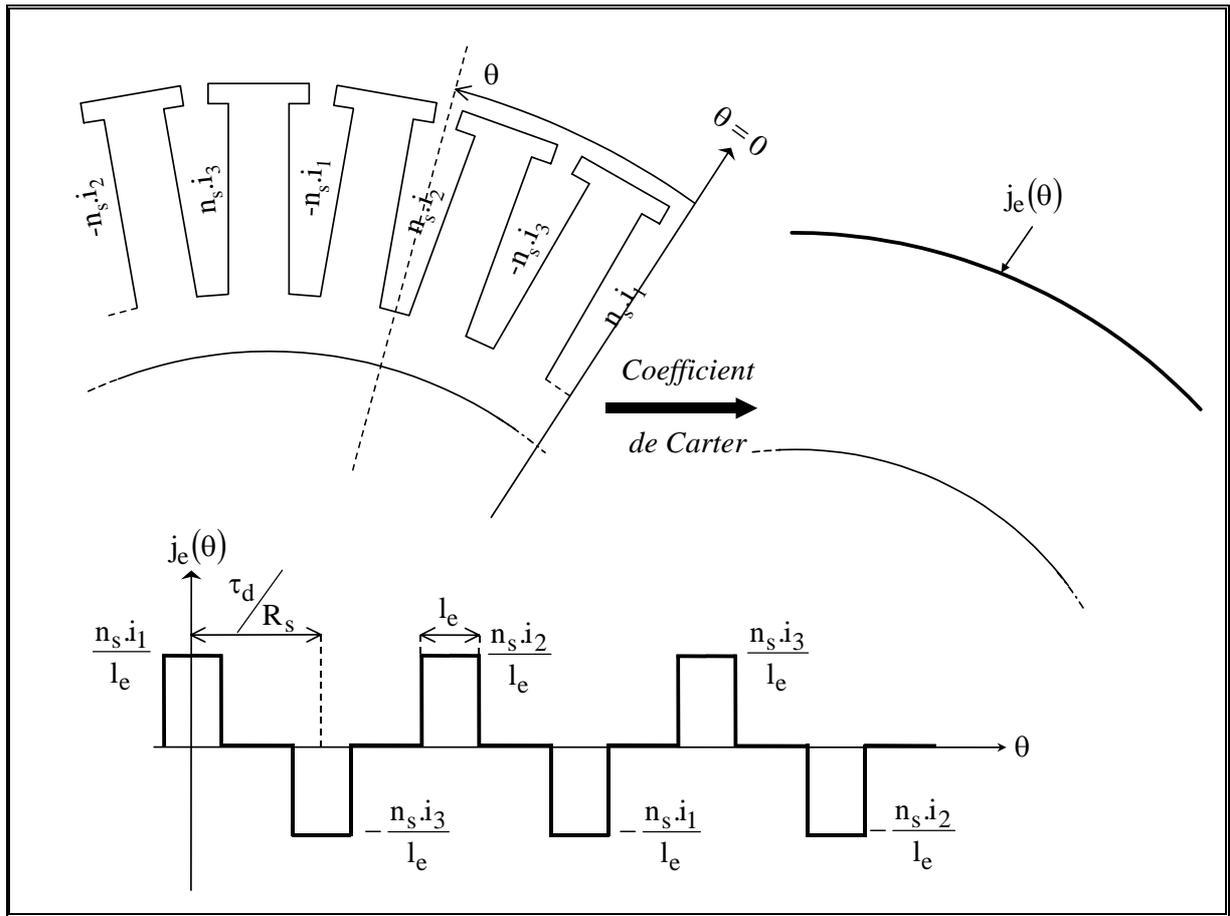


figure 71 : transformation des courants surfaciques dans les encoches du stator réel denté en courants linéiques à la surface du stator lisse équivalent.

Le champ magnétique dans ces deux régions est décrit par les équations de Maxwell et les équations constitutives des matériaux suivantes :

- équation de Maxwell-Ampère :

$$\text{rot}\mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (189)$$

- équation de Maxwell associée à la conservation du flux magnétique :

$$\text{div}\mathbf{B} = 0 \quad (190)$$

- relation constitutive dans la région (I) :

$$\mathbf{B}_I = \mu_0 \cdot \mathbf{H}_I \quad (191)$$

- relation constitutive dans la région (II) :

$$\mathbf{B}_{II} = \mu_0 \cdot \mu_{rII} \cdot \mathbf{H}_{II} + \mathbf{B}_{rII} \quad (192)$$

La région (II) présente la particularité de ne pas être homogène. En effet, elle est constituée d'air où μ_{rII} et \mathbf{B}_{rII} valent respectivement 1 et $\mathbf{0}$ et d'aimants où μ_{rII} et \mathbf{B}_{rII} valent respectivement μ_{r_a} et $\mathbf{B}_{r_{a0}}$ à la température ambiante. Plus loin cette remarque impliquera de faire une hypothèse supplémentaire pour pouvoir poursuivre le calcul.

D'après l'équation 190, il existe un potentiel vecteur \mathbf{A} tel que :

$$\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{A} \quad (193)$$

Si on suppose que les aimants ne sont pas conducteurs, la densité de courant y est nulle, de même que dans l'air.

Dans la région (I), le potentiel vecteur vérifie l'équation suivante :

$$\Delta \mathbf{A}_I = \mathbf{0} \quad (194)$$

Et, dans la région (II), l'équation 189 s'écrit :

$$\text{rot} \left(\frac{\mathbf{B}_{II} - \mathbf{B}_{rII}}{\mu_0 \cdot \mu_{rII}} \right) = \mathbf{0} \quad (195)$$

Comme μ_{rII} n'est pas constant dans toute la région (II), il est impossible de faire la même simplification que pour la région (I). Nous transformons donc l'aimant réel en un aimant équivalent dont la perméabilité relative vaut 1. Ainsi l'hétérogénéité n'intervient que sur l'induction rémanente et l'on peut mener à bien le calcul.

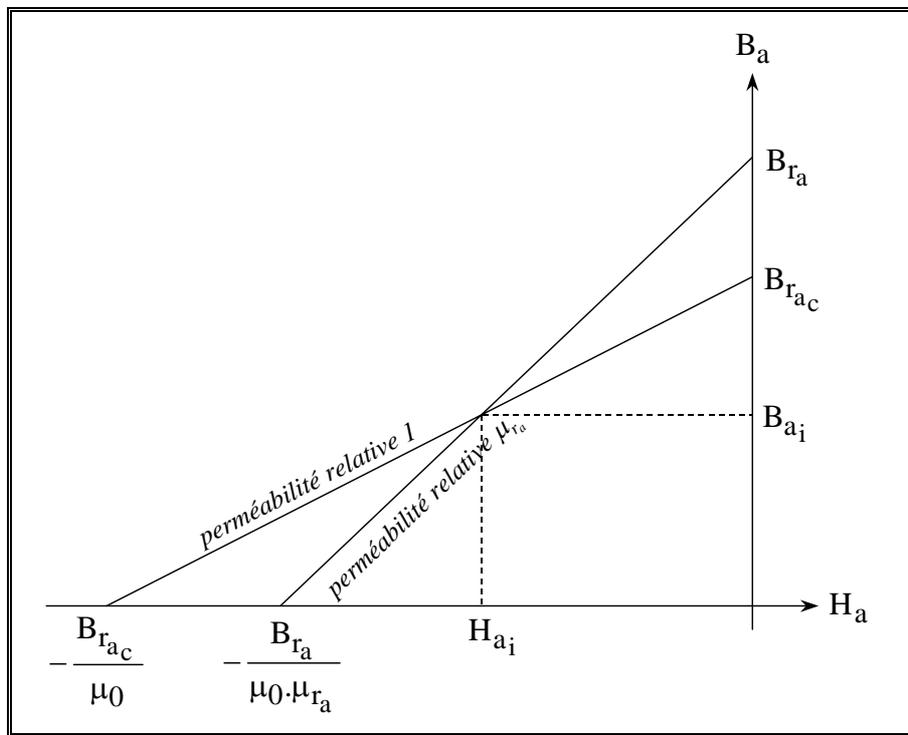


figure 72 : caractéristique magnétique réelle et corrigée des aimants à la température ambiante.

Pour essayer de minimiser l'erreur faite en utilisant un aimant équivalent dont la perméabilité relative vaut 1, nous corrigeons également l'induction rémanente. A une température donnée, la caractéristique magnétique modifiée a donc la forme suivante :

$$H_{ac}(B_a) = \frac{B_a - B_{rac}}{\mu_0} \quad (196)$$

Or, on rappelle que la caractéristique magnétique réelle de l'aimant dans la zone réversible est :

$$H_a(B_a) = \frac{B_a - B_{ra}}{\mu_0 \cdot \mu_{ra}} \quad (197)$$

La figure 72 montre les deux caractéristiques magnétiques réelle et corrigée. L'induction B_{ai} correspondant à l'intersection des deux caractéristiques vaut :

$$B_{a_i}(B_{r_{a_c}}) = \frac{\mu_{r_a} \cdot B_{r_{a_c}} - B_{r_a}}{\mu_{r_a} - 1} \quad (198)$$

Alors, l'erreur commise sur le champ magnétique en utilisant la caractéristique modifiée vaut :

$$\Delta H_a(B_a) = |H_{a_c}(B_a) - H_a(B_a)| = \begin{cases} H_a(B_a) - H_{a_c}(B_a) & \text{si } B_a \leq B_{a_i} \\ H_{a_c}(B_a) - H_a(B_a) & \text{si } B_a \geq B_{a_i} \end{cases} \quad (199)$$

L'erreur moyenne sur le champ magnétique commise dans l'intervalle $[0, B_{r_{a0}}]$ (qui est une plage cohérente d'utilisation des meilleurs aimants Nd-Fe-B) est définie par :

$$\varepsilon_{H_a}(B_{r_{a_c}}) = \frac{1}{B_{r_a}} \cdot \int_0^{B_{r_a}} \Delta H_a(B_a) \cdot dB_a \quad (200)$$

Tous calculs faits, l'erreur moyenne sur le champ vaut :

$$\varepsilon_{H_a}(B_{r_{a_c}}) = \frac{(B_{r_a} - \mu_{r_a} \cdot B_{r_{a_c}}) \cdot [2 \cdot B_{a_i}(B_{r_{a_c}}) - B_{r_a}] + (\mu_{r_a} - 1) \left[B_{a_i}(B_{r_{a_c}})^2 - \frac{B_{r_a}^2}{2} \right]}{\mu_0 \cdot \mu_{r_a} \cdot B_{r_a}} \quad (201)$$

L'erreur est minimale pour une valeur de l'induction rémanente corrigée telle que :

$$\frac{d\varepsilon_{H_a}(B_{r_{a_c}})}{dB_{r_{a_c}}} = 0. \text{ En effectuant les calculs, on montre que cette valeur optimale vaut :}$$

$$B_{r_{a_c}} = \frac{1 + \mu_{r_a}}{2 \cdot \mu_{r_a}} B_{r_a} \quad (202)$$

Avec cette valeur d'induction rémanente corrigée, l'induction B_{a_i} vaut $\frac{B_{r_{a0}}}{2}$ et par conséquent la valeur relative maximale de l'erreur commise sur l'induction dans l'aimant est enregistrée aux deux extrémités de l'intervalle $[0, B_{r_{a0}}]$; elle ne dépend que de μ_{r_a} et elle vaut $\frac{B_{r_{a0}} - B_{r_{a0c}}}{B_{r_{a0}}} = \frac{\mu_{r_a} - 1}{\mu_{r_a}}$.

Par exemple, pour un aimant ayant une perméabilité relative de 1,1, l'erreur maximale commise sur l'induction vaut donc 4,55 %.

En conclusion, la caractéristique magnétique corrigée de l'aimant est la suivante :

$$B_{a_c}(H_a, T_a) = B_{r_{a_c}}(T_a) + \mu_0 \cdot H_a \text{ avec } B_{r_{a_c}}(T_a) = B_{r_{a0c}} \cdot [1 - \Delta B_r \cdot (T_a - T_{a0})] \quad (203)$$

Moyennant cette hypothèse, l'équation 189 peut s'écrire :

$$\mathbf{rot} \mathbf{B}_{II} = \mathbf{rot} \mathbf{B}_{r_{IIc}} \quad (204)$$

Et en utilisant l'équation 193, on obtient celle que vérifie le potentiel vecteur dans la région (II) :

$$\Delta \mathbf{A}_{II} = -\mathbf{rot} \mathbf{B}_{r_{IIc}} \quad (205)$$

Etant données les symétries du système, nous exprimons les équations 194 et 205 dans un système de coordonnées cylindriques, dont l'axe (Oz) est confondu avec l'axe de la machine (cf. figure 70).

Comme nous avons fait l'hypothèse d'un comportement bidimensionnel du potentiel vecteur, celui-ci est alors de la forme $\mathbf{A} = A(r, \theta) \cdot \mathbf{u}_z$ et le laplacien du potentiel vecteur s'écrit :

$$\mathbf{A} = \Delta A(r, \theta) \mathbf{u}_z \text{ avec } \Delta A(r, \theta) = \frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} \quad (206)$$

Donc, dans la région (I) l'équation aux dérivées partielles à résoudre est la suivante :

$$\frac{\partial^2 A_I}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_I}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_I}{\partial \theta^2} = 0 \quad (207)$$

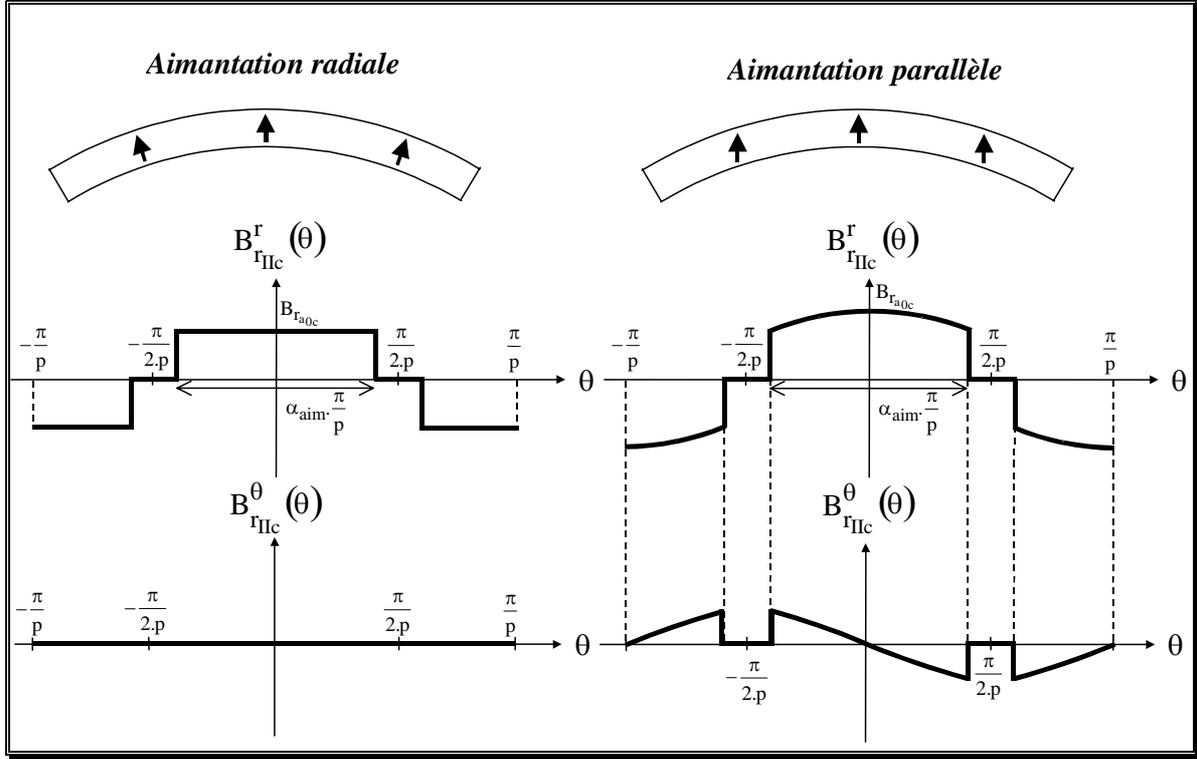


figure 73 : induction rémanente des aimants dans les deux cas d'une aimantation radiale et parallèle.

Dans la région (II), l'équation aux dérivées partielles contient un second membre : $-\text{rot } \mathbf{B}_{rIIc}$. Or l'induction rémanente de l'aimant a la forme générale suivante :

$$\mathbf{B}_{rIIc} = B_{rIIc}^r \cdot \mathbf{u}_r + B_{rIIc}^\theta \cdot \mathbf{u}_\theta \quad (208)$$

Nous faisons l'hypothèse que les aimants sont « radialement » homogènes de telle sorte que les composantes B_{rIIc}^r et B_{rIIc}^θ ne dépendent que de la variable θ . Si l'aimantation de l'aimant est purement radiale, le terme B_{rIIc}^θ est nul. Il ne l'est pas si l'aimantation est parallèle (cf. figure 73).

Dans le cas des matériaux frittés, la fabrication de l'aimant étant réalisée par compression, il semble que l'aimantation soit plutôt de type parallèle. Cependant les conclusions des travaux réalisés par [62] et [64] montrent que l'influence de la nature de l'aimantation sur les grandeurs macroscopiques (le couple électromagnétique moyen, le flux moyen par bobine,...) est faible. Pour simplifier les calculs, nous supposons donc que l'aimantation des aimants est radiale⁴⁴. Le rotationnel de l'induction rémanente vaut alors :

⁴⁴ [64] a développé la totalité des calculs qui suivent dans le cas d'une aimantation parallèle.

$$\text{rot } \mathbf{B}_{r_{IIc}} = \frac{1}{r} \left(\mathbf{B}_{r_{IIc}}^\theta(\theta) - \frac{dB_{r_{IIc}}^r(\theta)}{d\theta} \right) = -\frac{1}{r} \cdot \frac{dB_{r_{IIc}}^r}{d\theta} \cdot \mathbf{u}_z \quad (209)$$

Et l'équation aux dérivées partielles à résoudre dans la région (II) est la suivante :

$$\frac{\partial^2 A_{II}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{II}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{II}}{\partial \theta^2} = \frac{1}{r} \cdot \frac{dB_{r_{IIc}}^r}{d\theta} \quad (210)$$

2.3. Résolution des équations aux dérivées partielles du potentiel vecteur.

2.3.1. Détermination de la forme générale du potentiel vecteur dans les deux régions.

Pour résoudre les équations aux dérivées partielles 207 et 210, nous allons utiliser la méthode classique de la séparation des variables. Les deux équations sont du même type, mais dans la région (II), l'équation aux dérivées partielles contient un second membre. Donc la solution générale de l'équation 210 est égale à celle de l'équation 207 à laquelle se rajoute une solution particulière.

Etant donné la périodicité de $\frac{2\pi}{p}$ de la structure, le potentiel vecteur dans la région (I) est de la forme :

$$A_I(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} \left(\alpha_{I,n}^r \cdot r^{n \cdot p} + \beta_{I,n}^r \cdot r^{-n \cdot p} \right) \left(\alpha_{I,n}^\theta \cdot \cos(n \cdot p \cdot \theta) + \beta_{I,n}^\theta \cdot \sin(n \cdot p \cdot \theta) \right) \quad (211)$$

Dans la région (II), il faut déterminer une solution particulière, correspondant à la présence des aimants (introduisant un second terme dans l'équation aux dérivées partielles 210). Pour déterminer celle-ci, nous commençons par exprimer le second membre. La fonction $B_{r_{IIc}}^r(\theta)$ est représentée sur

la figure 73 (et nous considérons le cas d'une aimantation radiale). Elle est périodique de période $\frac{2\pi}{p}$,

paire et elle vérifie $B_{r_{IIc}}^r\left(\theta + \frac{\pi}{2 \cdot p}\right) = -B_{r_{IIc}}^r\left(\frac{\pi}{2 \cdot p} - \theta\right)$; elle peut donc être représentée par le développement en série de Fourier suivant :

$$B_{r_{IIc}}^r(\theta) = \sum_{n \text{ impair}} \frac{4}{n \cdot \pi} \cdot B_{r_{ac}} \cdot \sin\left(n \cdot \alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos(n \cdot p \cdot \theta) \quad (212)$$

L'équation 210 s'écrit alors :

$$\frac{\partial^2 A_{II}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{II}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{II}}{\partial \theta^2} = -\frac{1}{r} \cdot \sum_{n \text{ impair}} \frac{4 \cdot p}{\pi} \cdot B_{r_{ac}} \cdot \sin\left(n \cdot \alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin(n \cdot p \cdot \theta) \quad (213)$$

Nous allons rechercher une solution particulière de la forme :

$$A_{II}^p(r, \theta) = \sum_{n \text{ impair}} \gamma_{II,n} \cdot r \cdot \sin(n \cdot p \cdot \theta) \quad (214)$$

On détermine la constante $\gamma_{II,n}$ en injectant la fonction $A_{II}^p(r, \theta)$ dans l'équation aux dérivées partielles 213. Nous obtenons la relation suivante :

$$0 + \frac{1}{r} \cdot \sum_{n \text{ impair}} \gamma_{II,n} \cdot \sin(n.p.\theta) - \frac{1}{r^2} \cdot \sum_{n \text{ impair}} \gamma_{II,n} \cdot (n.p)^2 \cdot \sin(n.p.\theta) = -\frac{1}{r} \cdot \sum_{n \text{ impair}} \frac{4.p}{\pi} \cdot B_{r_{ac}} \cdot \sin\left(n.\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin(n.p.\theta) \quad (215)$$

On en déduit que :

$$\left[1 - (n.p)^2\right] \gamma_{II,n} = -\frac{4.p}{\pi} \cdot B_{r_{ac}} \cdot \sin\left(n.\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right) \forall n > 0 \quad (216)$$

Deux cas sont à envisager suivant que la machine est bipolaire ou non.

Pour les machines qui ont plus d'une paire de pôles ($p > 1$), $n.p$ est nécessairement strictement supérieur à 1. Tous calculs faits, la solution particulière vaut alors :

$$A_{II}^p(r, \theta) = - \sum_{n \text{ impair}} \frac{4.p}{\pi \cdot [1 - (n.p)^2]} \cdot \sin\left(n.\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot B_{r_{ac}} \cdot r \cdot \sin(n.p.\theta) \text{ si } p \neq 1 \quad (217)$$

Pour les machines bipolaires ($p = 1$), l'équation 216 ne conduit pas à une solution si $n = 1$. Dans ce cas, on recherche une solution sous la forme suivante :

$$A_{II}^p(r, \theta) = \gamma_{II} \cdot r \cdot \ln(r) \cdot \sin(\theta) \quad (218)$$

L'équation 213 permet de calculer γ_{II} :

$$\gamma_{II} = -B_{r_{ac}} \cdot \frac{\sin\left(\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{\frac{\pi}{2}} \quad (219)$$

Pour les machines bipolaires, la solution particulière vaut alors :

$$A_{II}^p(r, \theta) = -\frac{\sin\left(\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{\frac{\pi}{2}} \cdot r \cdot \ln(r) \cdot B_{r_{ac}} \cdot \sin(\theta) - \sum_{\substack{n \text{ impair} \\ n \geq 3}} \frac{4.p}{\pi \cdot (1 - n^2)} \cdot \sin\left(n.\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot B_{r_{ac}} \cdot r \cdot \sin(n.\theta) \quad (220)$$

La solution générale de l'équation aux dérivées partielles 210 est donc du type :

$$A_{II}(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} \left(\alpha_{I,n}^r \cdot r^{n.p} + \beta_{I,n}^r \cdot r^{-n.p} \right) \left(\alpha_{I,n}^\theta \cdot \cos(n.p.\theta) + \beta_{I,n}^\theta \cdot \sin(n.p.\theta) \right) - \begin{cases} \sum_{n \text{ impair}} \frac{4.p}{\pi \cdot (1 - n^2)} \cdot \sin\left(n.\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot B_{r_{ac}} \cdot r \cdot \sin(n.p.\theta) & \text{si } p \neq 1 \\ \frac{\sin\left(\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{\frac{\pi}{2}} \cdot r \cdot \ln(r) \cdot B_{r_{ac}} \cdot \sin(\theta) + \sum_{\substack{n \text{ impair} \\ n \geq 3}} \frac{4.p}{\pi \cdot (1 - n^2)} \cdot \sin\left(n.\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot B_{r_{ac}} \cdot r \cdot \sin(n.\theta) & \text{si } p = 1 \end{cases} \quad (221)$$

Les machines que nous étudions pour l'application de moteur-roue sont à faible vitesse et à fort couple massique. A priori, leur polarité est donc élevée. Par la suite, pour simplifier, nous excluons le cas des machines bipolaires.

$$A_I(r, \theta, \theta_{rs}, T_a) = \sum_{n \text{ impair}} \left\{ A_{Ia,n}(r, T_a) \cdot \sin[n.p.(\theta + \theta_{rs})] + \sum_{m=1}^3 A_{Ic,n,m}(r) \cos \left[n.p. \left(\theta - m \cdot \frac{2.\pi}{3.p} \right) \right] \right\}$$

$$\text{avec : } \left\{ \begin{array}{l} A_{Ia,n}(r, T_a) = B_{r_{ac}}(T_a) \cdot \frac{\sin \left(n.\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2} \right)}{n \cdot \frac{\pi}{2}} \cdot \frac{R_a}{(n.p)^2 - 1} \\ \left[\frac{n.p+1 - (n.p-1) \cdot \left(\frac{R_a}{R_r} \right)^{2.n.p} - 2 \cdot \left(\frac{R_a}{R_r} \right)^{n.p-1}}{1 - \left(\frac{R_{sc}}{R_r} \right)^{2.n.p}} \right] \cdot \left[\left(\frac{r}{R_a} \right)^{n.p} + \left(\frac{R_{sc}}{R_a} \right)^{n.p} \cdot \left(\frac{R_{sc}}{r} \right)^{n.p} \right] \\ A_{Ic,n,m}(r) = -\mu_0 \cdot \frac{2.p}{\pi} \cdot \frac{n_s \cdot i_m}{n.p} \cdot \frac{\sin \left(n.p. \frac{\theta_e}{2} \right)}{n.p. \frac{\theta_e}{2}} \cdot \left(\frac{r}{R_{sc}} \right)^{n.p} \cdot \frac{1 + \left(\frac{R_r}{r} \right)^{2.n.p}}{1 - \left(\frac{R_r}{R_{sc}} \right)^{2.n.p}} \end{array} \right. \quad (226)$$

$$A_{II}(r, \theta, \theta_{rs}, T_a) = \sum_{n \text{ impair}} \left\{ A_{IIa,n}(r, T_a) \cdot \sin[n.p.(\theta + \theta_{rs})] + \sum_{m=1}^3 A_{IIc,n,m}(r) \cos \left[n.p. \left(\theta - m \cdot \frac{2.\pi}{3.p} \right) \right] \right\}$$

$$\text{avec : } \left\{ \begin{array}{l} A_{IIa,n}(r, T_a) = 2 \cdot B_{r_{ac}}(T_a) \cdot \frac{\sin \left(n.\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2} \right)}{n \cdot \frac{\pi}{2}} \cdot \frac{1}{(n.p)^2 - 1} \\ \left[\frac{n.p.r - R_r \cdot \left(\frac{r}{R_r} \right)^{n.p}}{R_a \cdot \frac{1 - n.p + (1 + n.p) \cdot \left(\frac{R_{sc}}{R_a} \right)^{2.n.p} - 2 \cdot \left(\frac{R_{sc}}{R_a} \right)^{n.p+1} \cdot \left(\frac{R_{sc}}{R_r} \right)^{n.p-1}}{2 \cdot \left[1 - \left(\frac{R_{sc}}{R_r} \right)^{2.n.p} \right]}} \right] \cdot \left[\left(\frac{R_a}{r} \right)^{n.p} + \left(\frac{R_a}{R_r} \right)^{n.p} \cdot \left(\frac{r}{R_r} \right)^{n.p} \right] \\ A_{IIc,n,m}(r) = A_{Ic,n,m}(r) \end{array} \right. \quad (227)$$

Or, en utilisant les mêmes notations qu'au chapitre 3 de ce mémoire, nous rappelons que lorsque le rotor tourne à la vitesse de rotation Ω_{mot} , l'angle θ_{rs} que fait l'axe central d'un aimant Nord donné avec l'axe central d'une encoche aller donnée de la première phase (cf. figure 41 du chapitre 3) vérifie la relation temporelle $\theta_{rs} = \theta_{rs0} + \Omega_{mot} \cdot t$. L'angle θ_{rs0} est la position relative des deux axes (c'est-à-dire en fait du rotor par rapport au stator) à l'instant initial $t = 0$.

2.3.4. Potentiel vecteur dans le cas d'une alimentation autopilotée.

Nous allons réécrire l'expression du potentiel vecteur dans le cas où la machine est autopilotée. Nous rappelons sur la figure 74 la forme idéale des courants dans les trois phases lorsque le moteur est autopiloté (cf. chapitre 3). Nous considérerons la séquence élémentaire où θ_{rs} appartient à l'intervalle

$$\left[-\frac{\pi}{6.p}, \frac{\pi}{6.p}\right]. \text{ Pendant cette séquence, les courants des trois phases valent : } \begin{cases} i_1 = 0 \\ i_2 = -I. \text{ Les six} \\ i_3 = I \end{cases}$$

séquences sont similaires d'un point de vue électromagnétique, car, lorsque le rotor a tourné d'un angle $\frac{\pi}{3.p}$, les capteurs de position imposent à l'onduleur de commuter les courants de manière à

décaler la densité de courant équivalente au stator de $\frac{\pi}{3.p}$.

En mode autopiloté, le potentiel dû aux aimants est inchangé. En revanche, celui dû aux courants statoriques peut se simplifier :

$$\sum_{m=1}^3 A_{IIc,n,m}(r) \cos \left[n.p. \left(\theta - m. \frac{2.\pi}{3.p} \right) \right] = -\mu_0. \frac{4.p}{\pi}. \frac{n_s.I}{n.p}. \frac{\sin \left(n.p. \frac{\theta_e}{2} \right)}{n.p. \frac{\theta_e}{2}}. \left(\frac{r}{R_{sc}} \right)^{n.p}. \quad (228)$$

$$\frac{1 + \left(\frac{R_r}{r} \right)^{2.n.p}}{1 - \left(\frac{R_{sc}}{R_r} \right)^{2.n.p}}. (-1)^n. \sin \left(n. \frac{\pi}{3} \right). \sin(n.p.\theta)$$

En tenant compte du fait que n est impair, nous obtenons alors les expressions simplifiées suivantes du potentiel vecteur total dans les régions (I) et (II) dans le cas d'une alimentation autopilotée :

$$A_{Iap}(r, \theta, \theta_{rs}, I, T_a) = \sum_{n \text{ impair}} \left\{ A_{Ia,n}(r, T_a). \sin[n.p.(\theta + \theta_{rs})] + A_{Iap,n}(r, I). \sin(n.p.\theta) \right\}$$

$$\text{avec : } A_{Iap,n}(r, I) = \mu_0. \frac{4.p}{\pi}. \frac{n_s.I}{n.p}. \frac{\sin \left(n.p. \frac{\theta_e}{2} \right)}{n.p. \frac{\theta_e}{2}}. \left(\frac{r}{R_{sc}} \right)^{n.p}. \frac{1 + \left(\frac{R_r}{r} \right)^{2.n.p}}{1 - \left(\frac{R_{sc}}{R_r} \right)^{2.n.p}}. \sin \left(n. \frac{\pi}{3} \right) \quad (229)$$

$$A_{IIap}(r, \theta, \theta_{rs}, I, T_a) = \sum_{n \text{ impair}} \left\{ A_{IIa,n}(r, T_a). \sin[n.p.(\theta + \theta_{rs})] + A_{IIap,n}(r, I). \sin(n.p.\theta) \right\}$$

$$\text{avec : } A_{IIap,n}(r, I) = A_{Iap,n}(r, I) \quad (230)$$

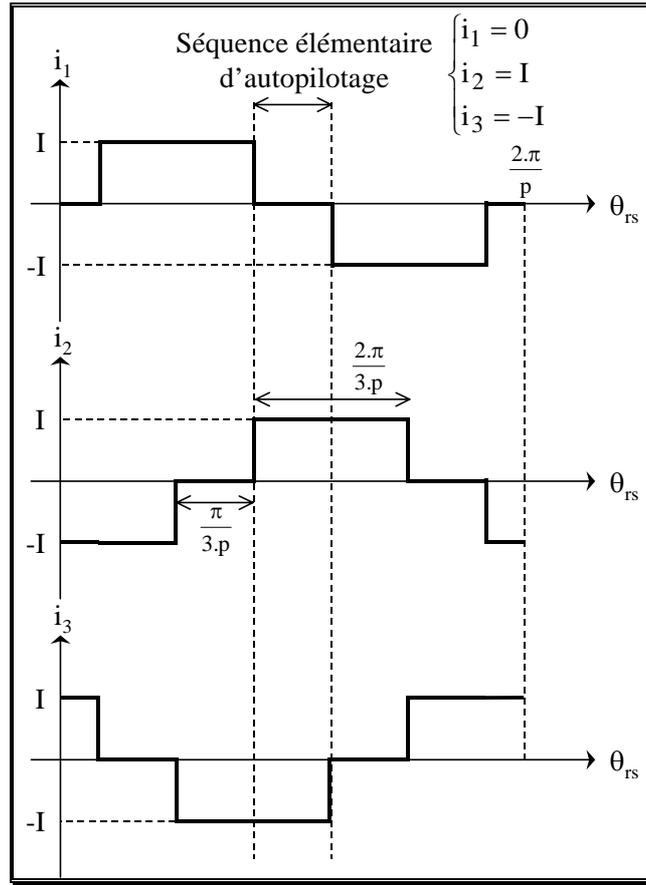


figure 74 : allure idéale des courants dans les trois phases lorsque le moteur est autopiloté

$$(\theta_{rs0} = \frac{\pi}{2.p}).$$

2.4. Calcul du couple électromagnétique.

Nous pouvons calculer le couple électromagnétique C_{em} du moteur en intégrant le tenseur de Maxwell sur une surface quelconque insérée dans l'entrefer. Nous choisissons un cylindre de rayon R_{sc} . On obtient :

$$C_{em}(\theta_{rs}, T_a) = \int_0^{2.\pi} H_I^\theta(R_{sc}, \theta, \theta_{rs}, T_a) B_I^r(R_{sc}, \theta, \theta_{rs}, T_a) k_f . l_{fer} . R_{sc}^2 . d\theta \quad (231)$$

En utilisant la relation constitutive dans l'air, nous réécrivons C_{em} :

$$C_{em}(\theta_{rs}, T_a) = \frac{k_f . l_{fer} . R_{sc}^2}{\mu_0} . \int_0^{2.\pi} B_I^\theta(R_{sc}, \theta, \theta_{rs}, T_a) B_I^r(R_{sc}, \theta, \theta_{rs}, T_a) d\theta \quad (232)$$

En mode autopiloté, les équations 387 et 388 permettent d'exprimer C_{em} en fonction du potentiel vecteur :

$$C_{em}(\theta_{rs}, I, T_a) = - \frac{k_f . l_{fer} . R_{sc}^2}{\mu_0} . \int_0^{2.\pi} \left. \frac{\partial A_{Iap}(r, \theta, \theta_{rs}, I, T_a)}{\partial r} \right)_{r=R_{sc}} . \left. \frac{1}{R_{sc}} . \frac{\partial A_{Iap}(r, \theta, \theta_{rs}, I, T_a)}{\partial \theta} \right)_{r=R_{sc}} . d\theta \quad (233)$$

Soit, en développant l'expression du potentiel vecteur :

$$C_{em}(\theta_{rs}, I, T_a) = -\frac{k_f \cdot I_{fer} \cdot R_{sc}}{\mu_0} \int_0^{2\pi} \left\{ \frac{\partial}{\partial r} \left[\sum_{n \text{ impair}} \{ A_{Ia,n}(r, T_a) \cdot \sin[n \cdot p \cdot (\theta + \theta_{rs})] + A_{Iap,n}(r, I) \cdot \sin(n \cdot p \cdot \theta) \} \right] \right\}_{R_{sc}} \dots \left. \vphantom{\int_0^{2\pi}} \right\} d\theta \quad (234)$$

$$\dots \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} \left[\sum_{m \text{ impair}} \{ A_{Ia,m}(R_{sc}, T_a) \cdot \sin[m \cdot p \cdot (\theta + \theta_{rs})] + A_{Iap,m}(R_{sc}, I) \cdot \sin(m \cdot p \cdot \theta) \} \right] \right\} \dots$$

Cette équation se met sous la forme suivante puisque le potentiel vecteur est $\frac{2\pi}{p}$ périodique :

$$C_{em}(\theta_{rs}, I, T_a) = -\frac{p \cdot k_f \cdot I_{fer} \cdot R_{sc}}{\mu_0} \sum_{n \text{ impair}} \sum_{m \text{ impair}} \left\{ \begin{aligned} & \left(\frac{\partial A_{Ia,n}(r, T_a)}{\partial r} \right)_{R_{sc}} \cdot A_{Ia,m}(R_{sc}, T_a) \int_0^{\frac{2\pi}{p}} \sin[n \cdot p \cdot (\theta + \theta_{rs})] \cdot \cos[m \cdot p \cdot (\theta + \theta_{rs})] d\theta + \\ & \left(\frac{\partial A_{Ia,n}(r, T_a)}{\partial r} \right)_{R_{sc}} \cdot A_{Iap,m}(R_{sc}, I) \int_0^{\frac{2\pi}{p}} \sin[n \cdot p \cdot (\theta + \theta_{rs})] \cdot \cos[m \cdot p \cdot \theta] d\theta + \\ & \left(\frac{\partial A_{Iap,n}(r, T_a)}{\partial r} \right)_{R_{sc}} \cdot A_{Ia,m}(R_{sc}, T_a) \int_0^{\frac{2\pi}{p}} \sin[n \cdot p \cdot \theta] \cdot \cos[m \cdot p \cdot (\theta + \theta_{rs})] d\theta + \\ & \left(\frac{\partial A_{Iap,n}(r, T_a)}{\partial r} \right)_{R_{sc}} \cdot A_{Iap,m}(R_{sc}, I) \int_0^{\frac{2\pi}{p}} \sin[n \cdot p \cdot \theta] \cdot \cos[m \cdot p \cdot \theta] d\theta \end{aligned} \right\} \quad (235)$$

En effectuant les calculs, on obtient l'expression du couple statique en fonction de la position θ_{rs} du rotor par rapport au stator, du courant I et de la température T_a des aimants :

$$C_{em}(\theta_{rs}, I, T_a) = 8 \cdot p \cdot k_f \cdot I_{fer} \cdot R_a \cdot B_{rac}(T_a) \cdot n_s \cdot I \cdot \sum_{n \text{ impair}} [C_{em,n} \cdot \sin(n \cdot p \cdot \theta_{rs})]$$

$$\text{avec } C_{em,n} = \frac{\sin\left(n \cdot \alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin\left(n \cdot p \cdot \frac{\theta_e}{2}\right)}{n \cdot \frac{\pi}{2} \cdot n \cdot p \cdot \frac{\theta_e}{2}} \cdot \sin\left(n \cdot \frac{\pi}{3}\right) \cdot \frac{n \cdot p}{(n \cdot p)^2 - 1} \cdot \left(\frac{R_{sc}}{R_a}\right)^{n \cdot p} \cdot \frac{n \cdot p + 1 - (n \cdot p - 1) \cdot \left(\frac{R_a}{R_r}\right)^{2 \cdot n \cdot p} - 2 \cdot \left(\frac{R_a}{R_r}\right)^{n \cdot p - 1}}{1 - \left(\frac{R_{sc}}{R_r}\right)^{2 \cdot n \cdot p}} \quad (236)$$

Pour chacune des six séquences élémentaires, on a la même expression du couple statique décalé de $\frac{\pi}{3.p}$. Ainsi, le couple électromagnétique développé par le moteur en mode autopiloté est périodique de

période $\frac{\pi}{3.p}$. L'expression calculée ci-dessus est valable lorsque θ_{rs} est dans l'intervalle

$\left[\theta_{rs0} - \frac{\pi}{6.p}, \theta_{rs0} + \frac{\pi}{6.p} \right]$. Alors le couple électromagnétique moyen est défini par la relation suivante :

$$C_{em_{moy}}(\theta_{rs0}, I, T_a) = \frac{1}{\frac{\pi}{3.p}} \int_{\theta_{rs0} - \frac{\pi}{6.p}}^{\theta_{rs0} + \frac{\pi}{6.p}} C_{em}(\theta_{rs}, I, T_a) d\theta_{rs} \quad (237)$$

En effectuant les calculs avec l'expression du couple donnée par l'équation 236, on obtient le couple moyen $C_{em_{moy}}$:

$$C_{em_{moy}}(\theta_{rs0}, I, T_a) = 8.p.k_f \cdot I_{fer} \cdot R_a \cdot B_{r_{ac}}(T_a) \cdot n_s \cdot I \cdot \sum_{n \text{ impair}} \left[C_{em,n}(I, T_a) \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\pi}{6}\right)}{n \cdot \frac{\pi}{6}} \cdot \sin(n.p \cdot \theta_{rs0}) \right] \quad (238)$$

On choisit un angle d'autopilotage θ_{rs0} égal à $\frac{\pi}{2.p}$ pour que le moteur développe le couple moyen maximal qui vaut alors :

$$C_{em_{moy_{max}}}(I, T_a) = 8.p.k_f \cdot I_{fer} \cdot R_a \cdot B_{r_{ac}}(T_a) \cdot n_s \cdot I \cdot \sum_{n \text{ impair}} \left[C_{em,n}(I, T_a) \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\pi}{6}\right)}{n \cdot \frac{\pi}{6}} \cdot \sin\left(n \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (239)$$

2.5. Prise en compte de la saturation magnétique du stator et du rotor : calcul d'un coefficient de saturation.

Les calculs réalisés reposent sur l'hypothèse que les perméabilités du stator et du rotor sont infinies. En réalité, ce n'est pas le cas, surtout si le flux créé par les aimants s'additionne au flux créé par les courants statoriques. Dans ce cas, le matériau ferromagnétique du stator sature. Cela a pour influence de diminuer l'induction dans l'entrefer et par suite le couple moyen. Dans notre cas, ceci est d'autant plus important que le moteur doit pouvoir fournir des couples élevés, qui sont obtenus en augmentant l'intensité des courants statoriques. Il est donc important de pouvoir prédire l'évolution des ampères-tours statoriques nécessaires à l'obtention d'un couple donné afin de calculer le plus justement possible les pertes, le rendement et les échauffements de la machine aux points de fonctionnement les plus contraignants.

2.5.1. Principe de la méthode.

Nous proposons une méthode permettant de tenir compte simplement de la saturation des matériaux magnétiques. Elle consiste à corriger l'entrefer efficace en le multipliant par un coefficient de saturation, de la même manière qu'on a pu le faire avec le coefficient de Carter [62].

Pour comprendre cette méthode, revenons au modèle monodimensionnel simplifié décrit au paragraphe 2.1 de ce chapitre (cf. figure 69). Si nous ne supposons plus que la perméabilité du fer est infinie, l'application du théorème d'Ampère sur le chemin C_{th} amène à écrire que :

$$\int_{\text{aimant}} \vec{H}.d\vec{l} + \int_{\text{entrefer}} \vec{H}.d\vec{l} + \int_{\text{fer}} \vec{H}.d\vec{l} = 0 \quad (240)$$

Introduisons le coefficient de saturation k_s défini par :

$$k_s = \frac{\sum \text{ampères - tours consommés dans tout le circuit magnétique}}{\sum \text{ampères - tours consommés dans l'entrefer et les aimants}} \quad (241)$$

Compte-tenu de la relation 240, k_s s'exprime par :

$$k_s = \frac{\int_{\text{aimant}} \left(\vec{H} + \frac{\vec{B}_{r_a}}{\mu_0 \cdot \mu_{r_a}} \right) .d\vec{l} + \int_{\text{entrefer}} \vec{H}.d\vec{l} + \int_{\text{fer}} \vec{H}.d\vec{l}}{\int_{\text{aimant}} \left(\vec{H} + \frac{\vec{B}_{r_a}}{\mu_0 \cdot \mu_{r_a}} \right) .d\vec{l} + \int_{\text{entrefer}} \vec{H}.d\vec{l}} \quad (242)$$

Nous pouvons alors réécrire l'équation 240 :

$$k_s \cdot \left(\int_{\text{aimant}} \left(\vec{H} + \frac{\vec{B}_{r_a}}{\mu_0 \cdot \mu_{r_a}} \right) .d\vec{l} + \int_{\text{entrefer}} \vec{H}.d\vec{l} \right) - \int_{\text{aimant}} \frac{\vec{B}_{r_a}}{\mu_0 \cdot \mu_{r_a}} .d\vec{l} = 0 \quad (243)$$

En effectuant les calculs, l'induction dans l'entrefer vaut :

$$B_e = \frac{\frac{h_a}{\mu_{r_a}} \cdot B_{r_a}}{k_s \cdot \left(\text{ent} + \frac{h_a}{\mu_{r_a}} \right)} = \frac{\frac{h_a}{\mu_{r_a}} \cdot B_{r_a}}{k_s \cdot \text{ent}_{\text{eff}}} \quad (244)$$

L'induction dans l'entrefer est donc obtenue en utilisant le résultat fourni par le calcul où les ampères-tours consommés dans le fer sont négligés et en multipliant l'entrefer efficace par le coefficient de saturation (cf. équation 181).

L'entrefer efficace modifié par les coefficients de Carter et de saturation vaut :

$$\text{ent}_{\text{eff}_{cs}}(k_s) = k_s \cdot \text{ent}_{\text{eff}_c} \quad (245)$$

Quant à l'entrefer équivalent ent_{cs} et au rayon statorique $R_{s_{cs}}$ corrigés par les coefficients de Carter et de saturation, ils sont définis par les relations suivantes :

$$\text{ent}_{cs}(k_s) = \text{ent} + (K_c \cdot k_s - 1) \cdot \text{ent}_{\text{eff}} \quad (246)$$

$$R_{s_{cs}}(k_s) = R_s - (K_c \cdot k_s - 1) \cdot \text{ent}_c \quad (247)$$

Dans les équations 226, 227, 229 et 230 le rayon statorique R_{s_c} doit être remplacé par le rayon $R_{s_{cs}}(k_s)$.

Cependant le calcul du coefficient de saturation n'est pas aussi simple qu'il y paraît. En effet, si l'induction dans l'entrefer dépend de k_s , alors le flux dans l'entrefer dépend de k_s et, d'après le

principe de conservation du flux, les inductions et les champs dans les aimants et dans le fer aussi. Par suite les ampères-tours consommés dans les différentes parties de la machine sont également fonction de k_s . Le coefficient sera donc déterminé en résolvant (par itérations numériques) l'équation implicite suivante :

$$k_s = \frac{at_{fer}(k_s) + at_{entrefer}(k_s) + at_{aimants}(k_s)}{at_{entrefer}(k_s) + at_{aimants}(k_s)} = 1 + \frac{at_{fer}(k_s)}{at_{entrefer}(k_s) + at_{aimants}(k_s)} \quad (248)$$

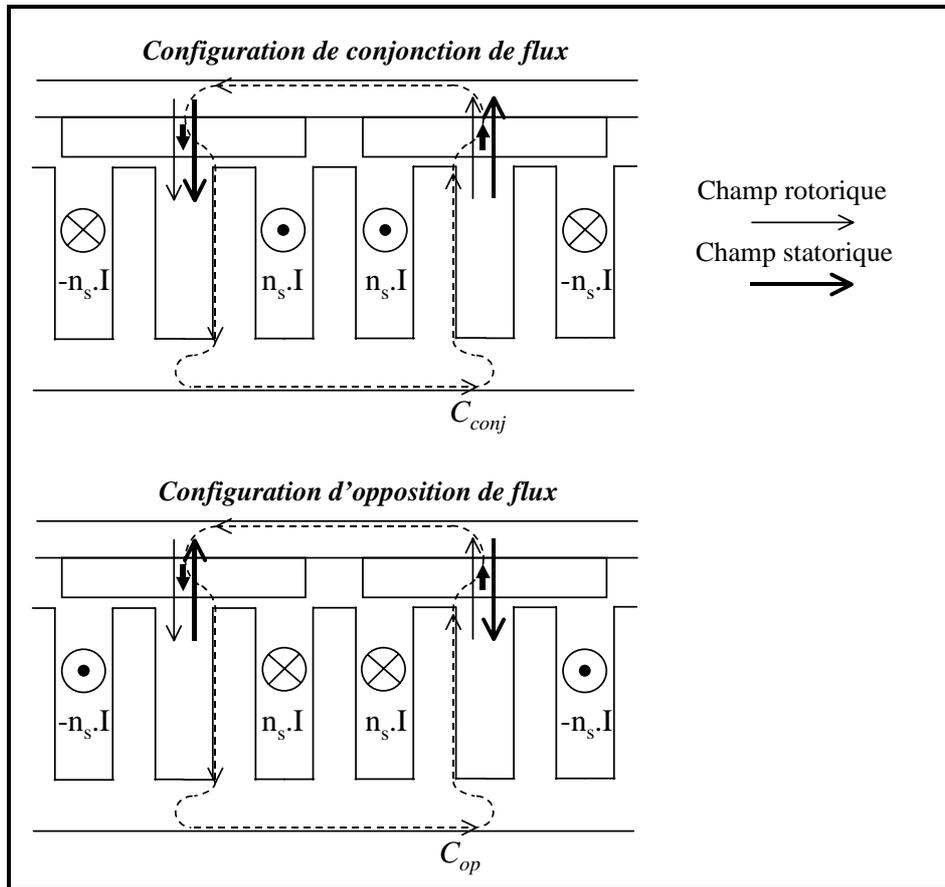


figure 75 : configurations schématiques de conjonction et d'opposition des champs statoriques et rotoriques.

Il reste maintenant à évaluer l'expression analytique de ces différents ampères-tours. Pour cela, nous supposons que la machine est autopilotée et que l'on se trouve dans une séquence élémentaire de conduction (hors commutation). Nous définissons deux configurations particulières :

- la configuration de conjonction des flux : c'est la position relative du rotor par rapport au stator où le champ créé par les aimants est de même sens et de même direction que le champ créé par les conducteurs du stator ; l'angle vaut alors $\theta_{rs} = 0$;
- la configuration d'opposition des flux : c'est la position relative du rotor par rapport au stator où le champ créé par les aimants est de même sens et de direction opposé au champ créé par les conducteurs du stator ; l'angle vaut alors $\theta_{rs} = \frac{\pi}{p}$.

La figure 75 précise ces deux configurations. En réalité le moteur ne se trouve jamais dans ces deux positions extrêmes (où le couple est nul), mais entre les deux : la position où le couple est maximum

correspond en principe à la position médiane où le champ du stator est décalé de $\pm \frac{\pi}{2}$ électrique par rapport au champ rotorique. Nous faisons alors l'hypothèse que le coefficient de saturation est la moyenne arithmétique des coefficients de saturation calculés dans les deux configurations, respectivement sur les chemins C_{conj} et C_{op} (cf. figure 68).

2.5.2. Calcul des ampères-tours.

Les calculs des ampères-tours dans l'entrefer, les aimants, le rotor et le stator sont développés dans l'annexe 5. Remarquons que pour passer de la configuration de conjonction des flux à la configuration d'opposition des flux, la figure 75 montre clairement qu'il suffit de remplacer I par $-I$.

2.5.3. Calcul du coefficient de saturation.

D'après l'équation 248, le coefficient de saturation calculé dans la position de conjonction des flux est donné par l'équation implicite suivante :

$$k_{s_{conj}} = 1 + \frac{at_{rot_{conj}}(k_{s_{conj}}, I, T_a) + at_{stat_{conj}}(k_{s_{conj}}, I, T_a) + at_{dent_{conj}}(k_{s_{conj}}, I, T_a)}{at_{ent_{conj}}(k_{s_{conj}}, I, T_a) + at_{aim_{conj}}(k_{s_{conj}}, I, T_a)} \quad (249)$$

Celui calculé dans la position d'opposition de flux vaut :

$$k_{s_{op}} = 1 + \frac{at_{rot_{op}}(k_{s_{op}}, I, T_a) + at_{stat_{op}}(k_{s_{op}}, I, T_a) + at_{dent_{op}}(k_{s_{op}}, I, T_a)}{at_{ent_{op}}(k_{s_{op}}, I, T_a) + at_{aim_{op}}(k_{s_{op}}, I, T_a)} \quad (250)$$

Les deux coefficients ci-dessus peuvent être numériquement déterminés si on fixe I et T_a . Et le coefficient de saturation global vaut alors :

$$k_s(I, T_a) = \frac{k_{s_{conj}}(I, T_a) + k_{s_{op}}(I, T_a)}{2} \quad (251)$$

Ainsi, pour une machine et un type d'aimant donnés, le coefficient de saturation est fonction du courant I injecté au stator dans une séquence élémentaire d'autopilotage et de la température T_a dans les aimants, c'est-à-dire des sources du champ magnétique dans la machine.

2.5.4. Remarques sur la validité de la méthode.

La méthode que nous venons de décrire permet de tenir compte de l'influence des non-linéarités des matériaux magnétiques doux du stator et du rotor dans un modèle dont les équations supposent a priori des perméabilités infinies de ces matériaux. Il est bon de préciser que la méthode sera essentiellement justifiée par une aptitude correcte à modéliser les phénomènes non-linéaires macroscopiques (tels que la saturation de la courbe de couple en fonction des ampères-tours injectés au stator) mais qu'elle ne repose pas sur un raisonnement physique rigoureux. En quelque sorte, nous pouvons dire que *le modèle fonctionne* (cf. chapitre 7 de ce mémoire).

2.6. Prise en compte de l'inclinaison du stator.

Pour diminuer l'effet de réluctance dû à l'encoche du stator (ondulations de couple, de la force électromotrice,...), on incline le stator d'un angle égal à l'ouverture du pas dentaire $\theta_i = \frac{2\pi}{N_d}$ (cf. Chapitre 3). Pour une machine triphasée à p paires de pôle et une encoche par pôle et par phase,

l'angle θ_i vaut $\frac{\pi}{3.p}$. On va supposer que cette caractéristique tridimensionnelle du stator peut être traitée à l'aide du théorème de superposition. Ainsi, si on considère une machine bidimensionnelle de référence dont l'angle que fait le rotor avec le stator vaut θ_{rs} , la machine réelle est la résultante de machines bidimensionnelles régulièrement décalées de $-\frac{\pi}{6.p}$ à $\frac{\pi}{6.p}$ par rapport à la machine de référence. Alors, les grandeurs magnétiques de la machine ayant un stator incliné sont la résultante des grandeurs magnétiques des machines bidimensionnelles décrites précédemment auxquelles on peut appliquer les calculs développés jusqu'ici.

Si on considère la grandeur magnétique gd_{mag} (potentiel vecteur, induction, couple électromagnétique,...), ayant la forme suivante pour la machine bidimensionnelle de référence :

$$gd_{mag_{2d}}(r, \theta, \theta_{rs}) = \sum_n gd_{mag_{2d},n}(r) \cdot \sin[n.p.(\theta + \theta_{rs}) + \theta_0] \quad (252)$$

Pour la machine ayant un stator incliné, la grandeur gd_{mag} vaut :

$$gd_{mag_{inc}}(r, \theta, \theta_{rs}) = \frac{3}{\pi} \cdot \int_{-\pi/6.p}^{\pi/6.p} \left[\sum_n gd_{mag_{2d},n}(r) \cdot \sin[n.p.(\theta + \theta_{rs} + \alpha) + \theta_0] \right] d\alpha \quad (253)$$

Soit, en effectuant les calculs :

$$gd_{mag_{inc}}(r, \theta, \theta_{rs}) = \sum_n gd_{mag_{2d},n}(r) \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\pi}{6}\right)}{n \cdot \frac{\pi}{6}} \cdot \sin[n.p.(\theta + \theta_{rs} + \alpha) + \theta_0] \quad (254)$$

Il faut donc corriger le terme général des séries de Fourier correspondant à un phénomène intégré sur la longueur de la machine (le couple électromagnétique, la fém ou le flux envoyé par les aimants dans une phase).

2.7. Résumé des caractéristiques de fonctionnement magnétique.

Nous résumons dans ce paragraphe les équations magnétiques de fonctionnement dans le cas d'une alimentation autopilotée où $\begin{cases} i_1 = 0 \\ i_2 = -I \\ i_3 = I \end{cases}$ et en tenant compte de la saturation magnétique et de

l'inclinaison du stator.

2.7.1. Caractéristiques de fonctionnement magnétique à vide.

Nous donnons d'abord les caractéristiques magnétiques concernant le fonctionnement à vide.

2.7.1.1 Induction radiale dans l'entrefer.

C'est l'induction radiale au niveau de la frontière stator équivalent – entrefer (cf. équations 387 et 226).

$$B_{ent_v}^r(\theta, \theta_{rs}, T_a) = \sum_{n \text{ impair}} B_{ent_v, n}(T_a) \cdot \cos[n.p.(\theta + \theta_{rs})]$$

$$\text{avec : } B_{ent_v, n}(T_a) = 2 \cdot B_{r_{ac}}(T_a) \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{n \cdot \frac{\pi}{2}} \cdot \frac{n.p}{(n.p)^2 - 1} \quad (255)$$

$$\left[\frac{n.p + 1 - (n.p - 1) \left(\frac{R_a}{R_r}\right)^{2.n.p} - 2 \cdot \left(\frac{R_a}{R_r}\right)^{n.p-1}}{1 - \left(\frac{R_{sc} [k_s(0, T_a)]}{R_r}\right)^{2.n.p}} \right] \cdot \left(\frac{R_{sc} [k_s(0, T_a)]}{R_a}\right)^{n.p}$$

2.7.1.2 Induction maximale dans l'entrefer.

C'est la valeur maximale de l'induction radiale dans l'entrefer $B_{ent_v}^r(\theta, \theta_{rs}, T_a)$.

$$B_{ent_v}(T_a) = \sum_{n \text{ impair}} B_{ent_v, n}(T_a) \quad (256)$$

2.7.1.3 Flux à vide dans l'entrefer.

C'est le flux créé par les aimants qui traverse la frontière stator équivalent – entrefer (cf. équations 387 et 425).

$$\phi_{ent_v}(T_a) = \sum_{n \text{ impair}} \phi_{ent_v, n}(T_a)$$

$$\text{avec : } \phi_{ent_v, n}(T_a) = -8 \cdot k_f \cdot l_{fer} \cdot R_a \cdot B_{r_{ac}}(T_a) \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{n \cdot \frac{\pi}{2}} \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\pi}{6}\right)}{n \cdot \frac{\pi}{6}} \cdot \sin\left(n \cdot \frac{\pi}{4}\right) \cdot \cos\left(n \cdot \frac{5 \cdot \pi}{4}\right) \cdot \frac{1}{(n.p)^2 - 1}$$

$$\left[\frac{n.p + 1 - (n.p - 1) \left(\frac{R_a}{R_r}\right)^{2.n.p} - 2 \cdot \left(\frac{R_a}{R_r}\right)^{n.p-1}}{1 - \left(\frac{R_{sc} [k_s(0, T_a)]}{R_r}\right)^{2.n.p}} \right] \cdot \left(\frac{R_{sc} [k_s(0, T_a)]}{R_a}\right)^{n.p} \quad (257)$$

2.7.1.4 Inductions maximales à vide dans le stator.

Nous donnons successivement les valeurs des inductions maximales dans la culasse statorique, dans l'isthme de la dent et dans la dent, en négligeant les flux de fuites dans l'encoche.

– induction maximale à vide dans la culasse statorique (cf. l'équation 426) :

$$B_{cs_v}(T_a) = \frac{\phi_{ent_v}(T_a)}{2 \cdot k_f \cdot l_{fer} \cdot h_{cs}} \quad (258)$$

– induction maximale à vide dans l'isthme de la dent (cf. équation 430) :

$$B_{is_v}(T_a) = \frac{\phi_{ent_v}(T_a)}{2.k_f.l_{fer}.(l_{hd} + 2.l_{is})} \quad (259)$$

– induction maximale à vide dans la dent (cf. équation 431) :

$$B_{d_v}(T_a) = \frac{\phi_{ent_v}(T_a)}{2.k_f.l_{fer}.l_d} \quad (260)$$

2.7.1.5 Flux à vide au sommet de l'aimant.

C'est le flux créé par les aimants qui traverse la frontière aimant – rotor. On le calcule à partir des équations 227 et 418.

$$\phi_{aim_v}(T_a) = \sum_{n \text{ impair}} \phi_{aim_v,n}(T_a)$$

$$\text{avec : } \phi_{aim_v,n}(T_a) = -4.l_{fer}.B_{ra_c}(T_a) \cdot \frac{\sin\left(n.\alpha_a.\frac{\pi}{2}\right)}{n.\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{\sin\left(n.\frac{\pi}{6}\right)}{n.\frac{\pi}{6}} \cdot \sin\left(n.\alpha_a.\frac{\pi}{4}\right) \cdot \cos\left(n.\alpha_a.\frac{\pi}{4}\right) \cdot \frac{(-1)^n}{(n.p)^2 - 1} \cdot \left\{ \frac{(n.p-1).R_r + 2.R_a \cdot \left[\frac{1-n.p+(1+n.p).\left(\frac{R_{sc}}{R_r}\right)^{2.n.p} - 2.\left(\frac{R_{sc}}{R_r}\right)^{n.p+1}.\left(\frac{R_{sc}}{R_a}\right)^{n.p-1}}{\left[1-\left(\frac{R_{sc}}{R_r}\right)^{2.n.p}\right]} \right] \cdot \left(\frac{R_a}{R_r}\right)^{n.p}}{1} \right\} \quad (261)$$

2.7.1.6 Induction maximale à vide dans le culasse rotorique.

On la déduit de l'équation 419 :

$$B_{cr_v}(T_a) = \frac{\phi_{aim_v}(T_a)}{2.k_f.l_{fer}.h_{cr}} \quad (262)$$

2.7.2. Caractéristiques de fonctionnement magnétique en charge.

On parle de fonctionnement en charge lorsque le stator est alimenté et qu'il fournit un couple électromagnétique.

2.7.2.1 Couple moyen maximal du moteur.

Lorsque l'angle d'autopilotage est réglé de manière à rendre maximal le couple électromagnétique du moteur, celui-ci s'exprime à partir de l'équation 239, en tenant compte de l'inclinaison du stator et de la saturation magnétique :

$$C_{em_{mot}}(I, T_a) = 8 \cdot p \cdot k_f \cdot I_{fer} \cdot R_a \cdot B_{r_{ac}}(T_a) \cdot n_s \cdot I \cdot \sum_{n \text{ impair}} C_{em_{mot},n}(I, T_a)$$

$$\text{avec } C_{em_{mot},n}(I, T_a) = \frac{\sin\left(n \cdot \alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{n \cdot \frac{\pi}{2}} \cdot \frac{\sin\left(n \cdot p \cdot \frac{\theta_e}{2}\right)}{n \cdot p \cdot \frac{\theta_e}{2}} \cdot \left(\frac{\sin\left(n \cdot \frac{\pi}{6}\right)}{n \cdot \frac{\pi}{6}} \right)^2 \cdot \sin\left(n \cdot \frac{\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(n \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \frac{n \cdot p}{(n \cdot p)^2 - 1} \quad (263)$$

$$\left(\frac{R_{s_c} [k_s(I, T_a)]}{R_a} \right)^{n \cdot p} \cdot \frac{n \cdot p + 1 - (n \cdot p - 1) \cdot \left(\frac{R_a}{R_r} \right)^{2 \cdot n \cdot p} - 2 \cdot \left(\frac{R_a}{R_r} \right)^{n \cdot p - 1}}{1 - \left(\frac{R_{s_c} [k_s(I, T_a)]}{R_r} \right)^{2 \cdot n \cdot p}}$$

2.7.2.2 Induction minimale dans les aimants en charge.

Lorsque le moteur doit développer un très fort couple, l'aimant est soumis à un champ démagnétisant important. Nous évaluons ici l'induction minimale à la frontière de l'entrefer avec l'aimant⁴⁵ dans la configuration d'opposition où le champ statorique s'oppose complètement au champ créé par les aimants et en négligeant la saturation magnétique afin de considérer la pire situation. Il faut que l'induction calculée alors soit toujours supérieure à l'induction correspondant au champ limite de rigidité de l'aimant sur toute la plage de fonctionnement, c'est-à-dire à la température la plus élevée et pour le courant statorique le plus important⁴⁶.

$$B_{a_{min}}(I, T_a) = \sum_{n \text{ impair}} B_{a_{min},n}(I, T_a)$$

$$\text{avec } B_{a_{min},n}(I, T_a) = B_{r_{ac}}(T_a) \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{n \cdot \frac{\pi}{2}} \cdot \frac{n \cdot p}{(n \cdot p)^2 - 1} \cdot \frac{\left(n \cdot p + 1 - (n \cdot p - 1) \cdot \left(\frac{R_a}{R_r} \right)^{2 \cdot n \cdot p} - 2 \cdot \left(\frac{R_a}{R_r} \right)^{n \cdot p - 1} \right)}{1 - \left(\frac{R_{s_c}}{R_r} \right)^{2 \cdot n \cdot p}} \cdot \left[1 + \left(\frac{R_{s_c}}{R_a} \right)^{2 \cdot n \cdot p} \right] +$$

$$\mu_0 \cdot \frac{4 \cdot p}{\pi} \cdot \frac{n_s \cdot I}{R_a} \cdot \frac{\sin\left(n \cdot p \cdot \frac{\theta_e}{2}\right)}{n \cdot p \cdot \frac{\theta_e}{2}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \cdot \left(\frac{R_a}{R_{s_c}} \right)^{n \cdot p} \cdot \frac{1 + \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2 \cdot n \cdot p}}{1 - \left(\frac{R_r}{R_{s_c}} \right)^{2 \cdot n \cdot p}} \quad (264)$$

⁴⁵ C'est dans cette partie de l'aimant que le champ démagnétisant est le plus important, donc le plus gênant.

⁴⁶ Attention, en pratique, il convient de se méfier des fonctionnements transitoires où le courant statorique peut prendre des valeurs importantes pendant un temps très court.

3. Modélisation numérique.

La méthode analytique que nous venons de présenter nécessite beaucoup d'hypothèses sur les matériaux, la prise en compte de la saturation est approximative et, du fait de la transformation du stator, le modèle analytique ne tient pas compte des phénomènes de denture. Cette approche trouve son intérêt dans l'optique d'un dimensionnement par optimisation du système. Pour autant, nous allons montrer que des simulations numériques peuvent être un complément judicieux pour valider un dimensionnement réalisé sur la base du modèle analytique précédent. Dans ce paragraphe, nous présentons donc sommairement l'outil de simulation numérique utilisé, puis nous décrivons les simulations à effectuer et l'exploitation des résultats afin, non seulement de confirmer les grandeurs résumées au paragraphe 2.7, mais aussi d'apporter des informations nouvelles.

Remarquons que, dans la suite de ce mémoire, chaque grandeur calculée numériquement sera représentée avec une étoile pour la distinguer de la même grandeur calculée analytiquement.

3.1. Description sommaire de l'outil utilisé.

Pour simuler numériquement le comportement magnétique du moteur, nous utilisons le logiciel FLUX2D [33] de calcul magnétique, électrique ou thermique par la méthode des éléments finis. Ce logiciel, grâce à sa structure modulaire, permet une simulation rapide d'un moteur synchrone à aimants permanents⁴⁷. Il se décompose en quatre modules fondamentaux :

- un module de description de la géométrie et de maillage de la structure ;
- un module de définition des propriétés physiques de la structure à partir d'une banque de matériaux ;
- un module de résolution, c'est-à-dire de calcul numérique (par la méthode des éléments finis) de la variable d'état (ici le potentiel vecteur) en tous les nœuds du maillage ;
- un module d'exploitation permettant un calcul exhaustif des grandeurs microscopiques⁴⁸ et macroscopiques (couple, force électromotrice, flux,...).

3.2. Description géométrique et physique du moteur-roue.

Le logiciel utilisé sait exploiter les symétries d'une structure. Ainsi, il autorise à ne représenter qu'une section élémentaire de la machine : deux pôles. La figure 76 montre les contours de la géométrie du moteur-roue de 30 kW (cf. annexe 1) décrite dans FLUX2D.

Pour ce qui est du maillage de la géométrie, nous pouvons faire les deux remarques suivantes :

- le maillage doit être suffisamment fin pour obtenir une précision correcte ;
- le maillage ne doit pas être trop dense sous peine de ralentir fortement les calculs.

On retiendra que les culasses peuvent être maillées relativement grossièrement, alors que les dents et surtout l'entrefer doivent l'être plus finement. Nous choisissons deux épaisseurs de maille dans l'entrefer qui est le lieu de la machine où les variations du champ magnétique sont les plus importantes.

⁴⁷ Nous détaillons dans le dernier chapitre de ce mémoire comment les différentes simulations peuvent être automatisées en utilisant une structure géométrique paramétrée et des fichiers de commande ; cela permet d'accroître l'efficacité du processus de conception.

⁴⁸ On peut citer l'induction en tous les points de la machine ; la connaissance de cette grandeur microscopique permet de détecter d'éventuelles saturations locales.

Pour automatiser le maillage, nous choisissons en fait une longueur de maille l_{maille} constante dans toute la machine et égale à $\frac{\text{ent}}{2}$. Comme, par hypothèse, nous avons fixé une structure géométrique pour tous les moteurs-roues que nous considérons ici, la formule $l_{\text{maille}} = \frac{\text{ent}}{2}$ est générique et elle permet de réaliser automatiquement le maillage pour une machine donnée. Ce maillage n'est pas optimal⁴⁹, mais il présente l'avantage d'obtenir des résultats précis sans intervention manuelle du concepteur. Le maillage du moteur-roue 30 kW est donné dans la partie droite de la figure 76. Nous avons utilisé des caractéristiques non-linéaires pour les tôles statoriques et les aciers rotoriques afin de tenir compte de la saturation des matériaux magnétique ; cela permet notamment d'évaluer correctement la valeur du couple électromagnétique pour un niveau d'ampères-tours donné. Pour ce qui est des aimants, la caractéristique magnétique $B(H)$ est une droite de pente $\mu_0 \cdot \mu_{r_a}$ et d'ordonnée à l'origine $B_{r_a}(T_a)$. On modifie la valeur de l'induction rémanente de l'aimant en fonction de la température moyenne de l'aimant T_a conformément à l'équation 117. Cela impose de connaître ou de supposer connue cette température au début de la simulation.

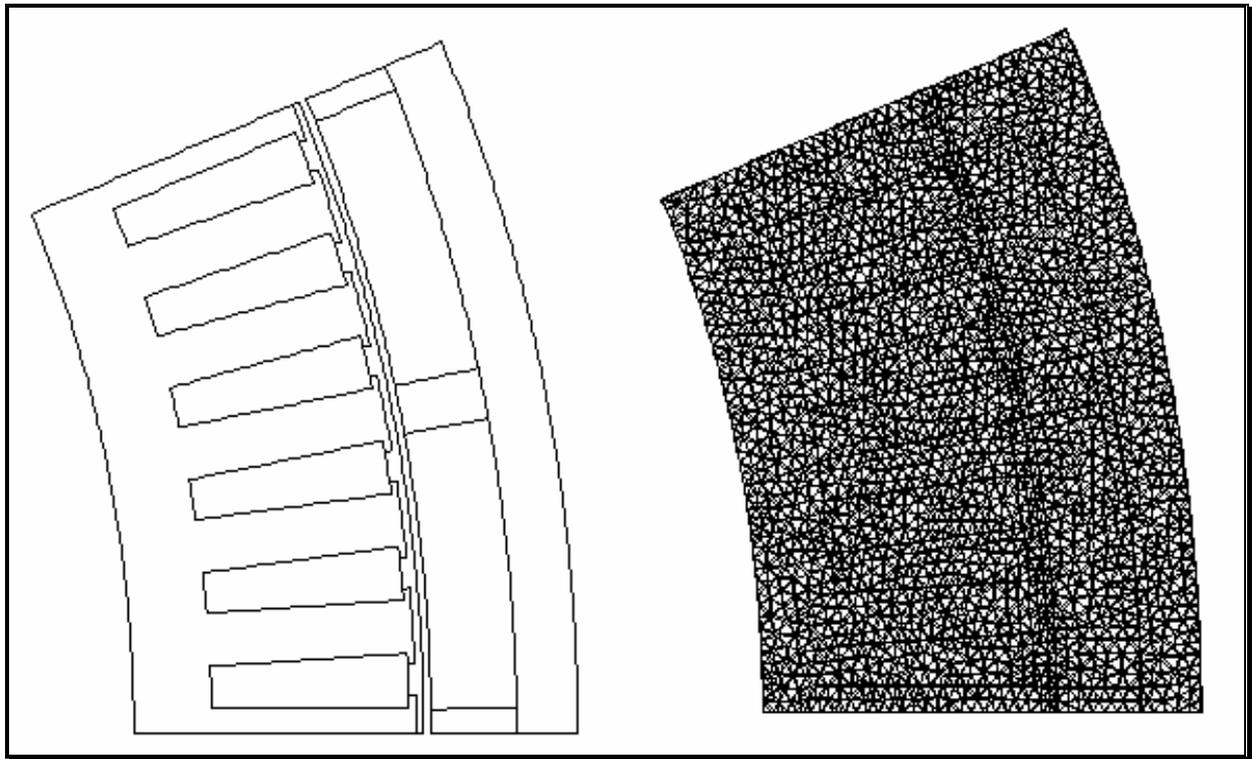


figure 76 : contours et maillage du moteur-roue 30 kW.

3.3. Description des simulations réalisées.

Nous allons décrire successivement les simulations du moteur à vide et en charge.

⁴⁹ Notamment, les culasses sont *sur-maillées*.

3.3.1. Simulation du fonctionnement du moteur-roue à vide.

L'objectif de ces simulations est de recalculer toutes les grandeurs du paragraphe 2.7.1, c'est-à-dire d'établir la valeur de l'induction dans tous les points importants de la machine (entrefer, rotor, dent et culasse statorique). Pour cela, une seule simulation en magnétostatique à vide est utile. A partir de celle-ci, nous calculons d'abord l'induction en plusieurs points importants de la machine :

- induction maximale dans le rotor : $B_{cr_v}^*(T_a)$;
- induction maximale dans l'isthme de la dent : $B_{is_v}^*(T_a)$;
- induction maximale dans la dent : $B_{d_v}^*(T_a)$;
- induction maximale dans la culasse du stator : $B_{cs_v}^*(T_a)$.

De plus, à partir de cette simulation en magnétostatique on trace une cartographie détaillée de l'induction dans toute la machine, sous la forme d'un dégradé en couleur (ou en niveaux de gris). La figure 77 montre un exemple d'une telle image et précise la position des points de calcul des différentes inductions. Cette image nous informe aussi sur des saturations locales au niveau de l'isthme de dent. A partir du tracé des lignes de champ dans la machine (cf. figure 78), on peut apprécier le chemin du flux dans la machine et détecter d'éventuelles fuites. Remarquons que, sur la figure 78, nous avons choisi la position du rotor par rapport au stator qui conduit à la plus forte saturation des dents. En effet, le flux créé par les aimants ne circule qu'à travers deux dents alors que dans une position décalée de $\pm \frac{\pi}{6.p}$, le flux des aimants traverse trois dents.

Pour ce qui est de l'induction radiale dans l'entrefer, nous traçons la courbe représentative de $B_{ent_v}^r(\theta, T_a)$ au milieu de l'entrefer pour $\theta \in \left[0, \frac{2.\pi}{p}\right]$. Sur la figure 79, nous avons d'abord représenté la courbe obtenue directement par la simulation. Nous observons des ondulations de l'induction dues aux effets de réductance de la denture statorique. Or le stator étant incliné pour supprimer ces effets, nous définissons une courbe moyenne sur toute la longueur de la machine. Pour cela, nous interpolons la courbe $B_{ent_v}^r(\theta)$ à partir des points obtenus par la simulation et nous calculons la courbe résultante après inclinaison d'un pas dentaire par la formule suivante :

$$B_{ent_v\ inc}^r(\theta, T_a) = \frac{3.p}{\pi} \cdot \int_{-\pi/6.p}^{+\pi/6.p} B_{ent_v}^r(\theta + \alpha, T_a).d\alpha \quad (265)$$

La valeur maximale de l'induction dans l'entrefer notée $B_{ent_v}^r(\theta, T_a)$ est directement lue sur la courbe représentative de $B_{ent_v}^r(\theta)$.

Enfin nous évaluons le couple de détente, c'est-à-dire le couple à vide. Ce couple dépend de la position du rotor par rapport au stator. Sur la figure 80, nous avons représenté ce couple $C_{dét}^*(\theta, T_a)$ pour le moteur 30kW en fonction de l'angle θ_{rs} que fait le rotor par rapport au stator avec et sans la prise en compte de l'inclinaison. Nous réalisons autant de simulations en magnétostatique que d'échantillons que nous voulons obtenir. Nous observons que ce couple est périodique d'un pas dentaire en l'absence d'inclinaison du stator et qu'il est nettement filtré par l'inclinaison du stator.

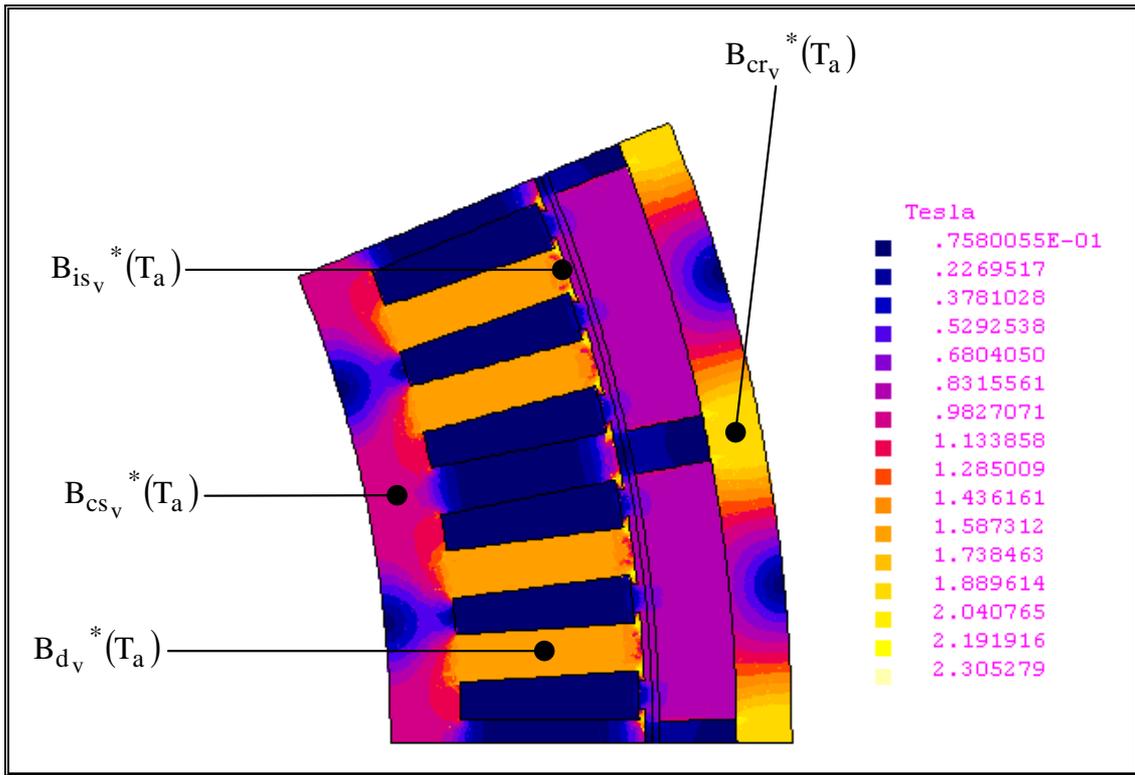


figure 77 : dégradé d'induction à vide dans le moteur-roue 30 kW ($T_a = 40^\circ\text{C}$).

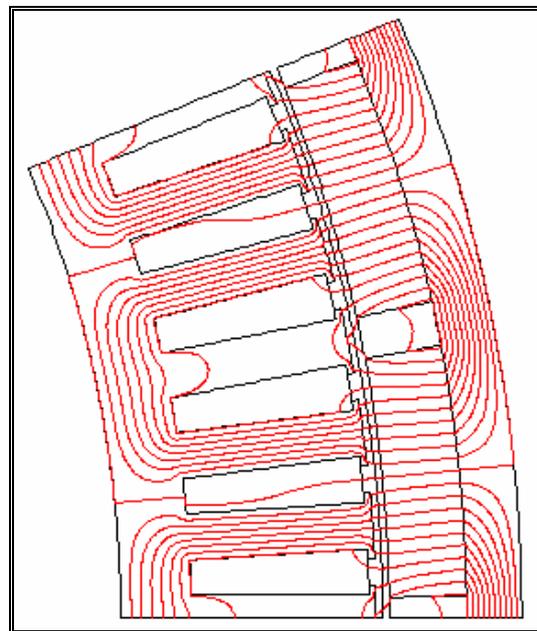


figure 78 : lignes d'induction magnétique à vide dans le moteur-roue 30 kW ($T_a = 40^\circ\text{C}$).

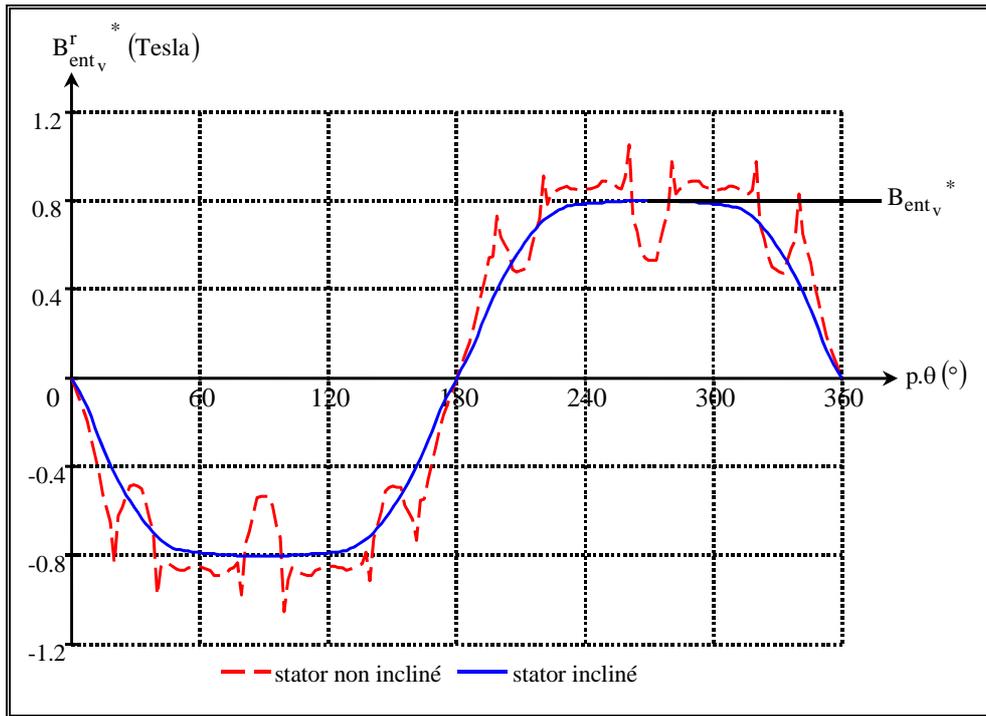


figure 79 : inductions radiales dans l'entrefer du moteur-roue 30 kW, obtenues par une simulation directe et par une simulation corrigée en tenant compte de l'inclinaison du stator ($T_a = 40^\circ\text{C}$).

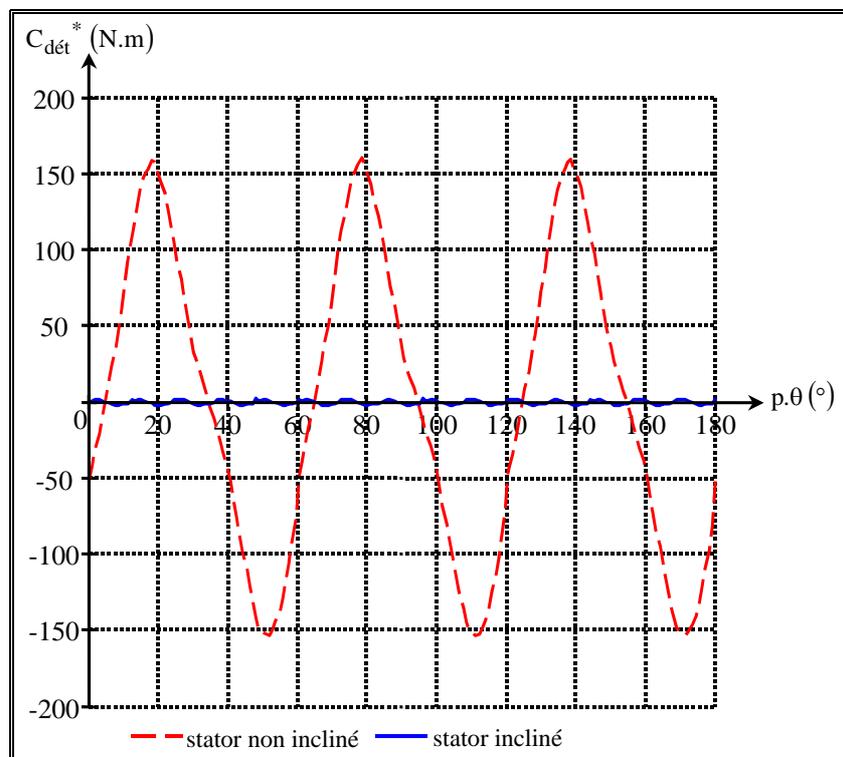


figure 80 : courbes représentant le couple de détente du moteur-roue 30 kW obtenu par une simulation directe et par une simulation corrigée en tenant compte de l'inclinaison du stator ($T_a = 40^\circ\text{C}$).

3.3.2. Simulation du fonctionnement du moteur-roue en charge.

En charge, c'est-à-dire lorsque les ampères-tours au stator ne sont pas nuls, nous nous intéressons à deux problèmes : le calcul de la valeur moyenne du couple électromagnétique et l'étude de la désaimantation des aimants pour des valeurs données des ampères-tours au stator et de la température des aimants. Pour une étude exhaustive du comportement de la machine en charge, il faut donc réaliser une série de simulations en fixant la température des aimants et en faisant varier les ampères-tours, puis recommencer cette série autant de fois que de températures d'aimant considérées. Si on considère n_{at} échantillons d'ampères-tours et n_{T_a} échantillons de température d'aimant, il faut donc considérer $n_{at} \times n_{T_a}$ cas. L'importance d'automatiser au maximum ces simulations apparaît clairement.

Commençons par décrire les simulations permettant de calculer le couple moyen en alimentation autopilotée. Pour cela, nous fixons les ampères-tours dans les encoches conformément au schéma de la figure 81.

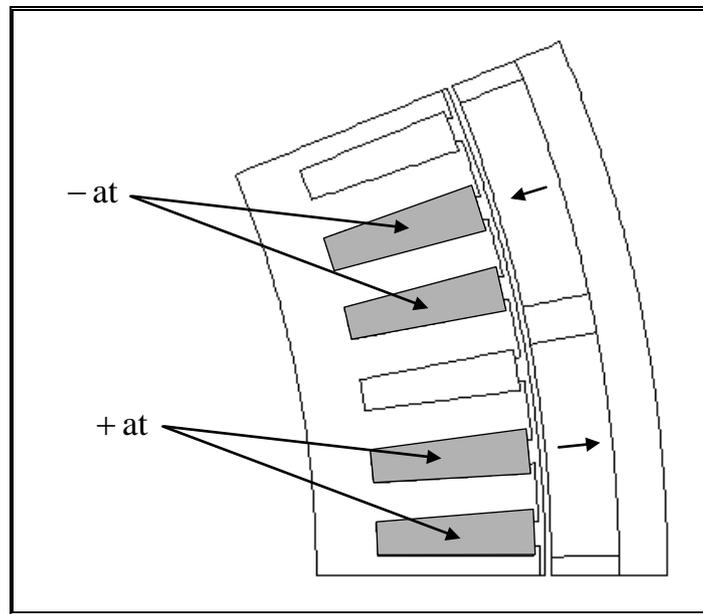


figure 81 : valeur des ampères-tours dans les encoches pour une alimentation autopilotée.

Nous réalisons plusieurs simulations en magnétostatique en faisant tourner le rotor par rapport au stator et, pour chaque simulation, nous calculons le couple électromagnétique. En interpolant les résultats, nous pouvons tracer le couple statique $C_{em}^*(\theta_{rs}, at, T_a)$ en fonction de θ_{rs} . Nous tenons compte de l'inclinaison du stator en appliquant une formule identique à celle de l'équation 265, ce qui permet de calculer $C_{em_{dec}}^*(\theta_{rs}, at, T_a)$. Par simple décalage de $\frac{\pi}{3.p}$, nous obtenons les cinq autres couples statiques correspondant aux cinq autres séquences d'autopilotage. Nous supposons que l'angle d'autopilotage θ_{rs}^* correspond à l'angle naturel d'intersection entre deux couples statiques consécutifs. Nous en déduisons alors le couple dynamique $C_{dyn}^*(\theta_{rs}, at, T_a)$ et nous pouvons calculer le couple moyen $C_{em_{mot}}^*(I, T_a)$ par la formule suivante :

$$C_{em_mot}^*(at, T_a) = \frac{3 \cdot p}{\pi} \cdot \int_{\theta_{rs}^*}^{\theta_{rs}^* + \pi/3 \cdot p} C_{em_dec}^*(\theta_{rs}, at, T_a) \cdot d\theta_{rs} \quad (266)$$

La figure 82 illustre ce qui vient d'être énoncé sur le calcul du couple électromagnétique moyen.

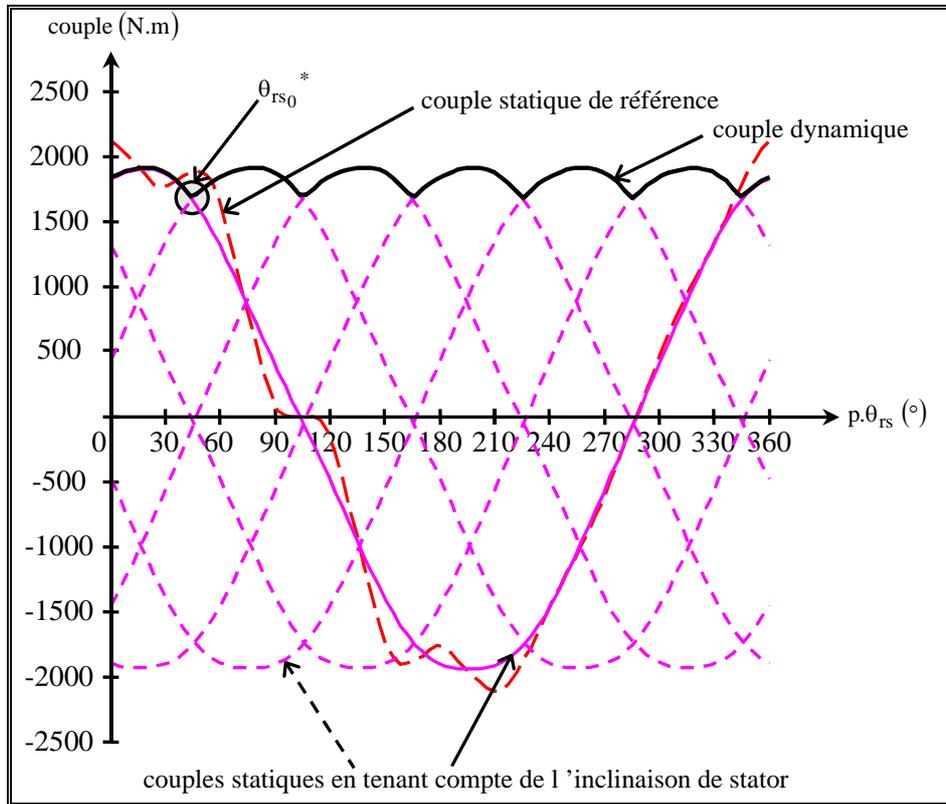


figure 82 : couples statiques obtenus par une simulation directe et par une simulation corrigée en tenant compte de l'inclinaison du stator ($T_a = 40^\circ\text{C}$ et $at = 1000\text{ A}$) et couple dynamique.

Enfin, parmi les simulations précédentes, nous considérons celle qui correspond à la situation d'opposition des flux. Pour celle-ci nous traçons au pied de l'aimant ($r = R_a$) le module, la composante radiale et la composante tangentielle de l'induction en fonction de l'angle θ . Nous pouvons accompagner ce tracé d'un dégradé d'induction dans les aimants. Cela permet de détecter des risques éventuels de désaimantation. Il est bon d'effectuer ces simulations pour la température maximale possible des aimants afin de prendre une marge de sécurité. Nous montrons les courbes d'induction dans les aimants sur la figure 83 et le dégradé d'induction sur la figure 84.

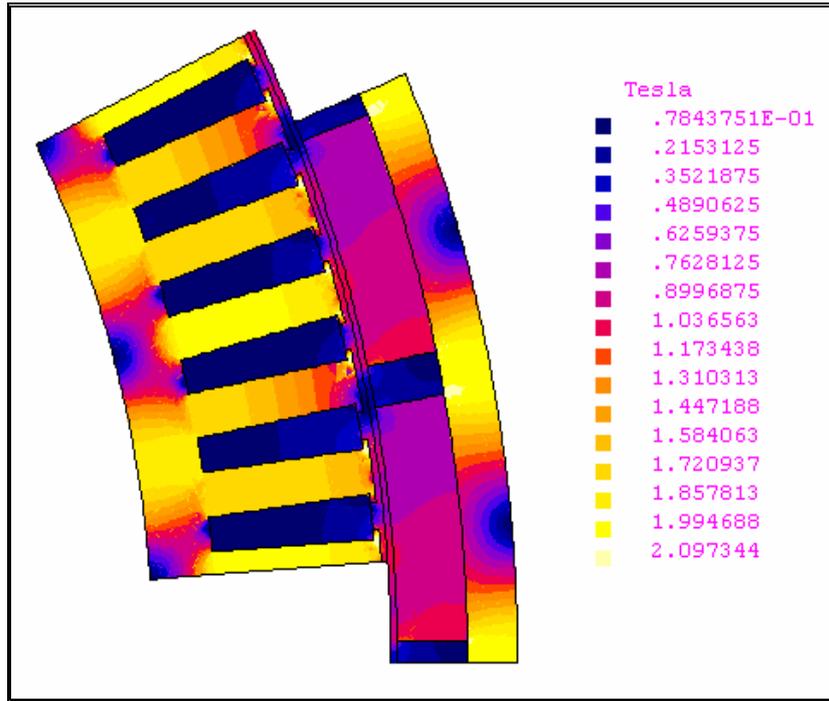


figure 83 : dégradé d'induction dans le moteur 30 kW dans la configuration d'opposition des flux ($T_a = 40^\circ\text{C}$ et $a_t=2000\text{ A}$).

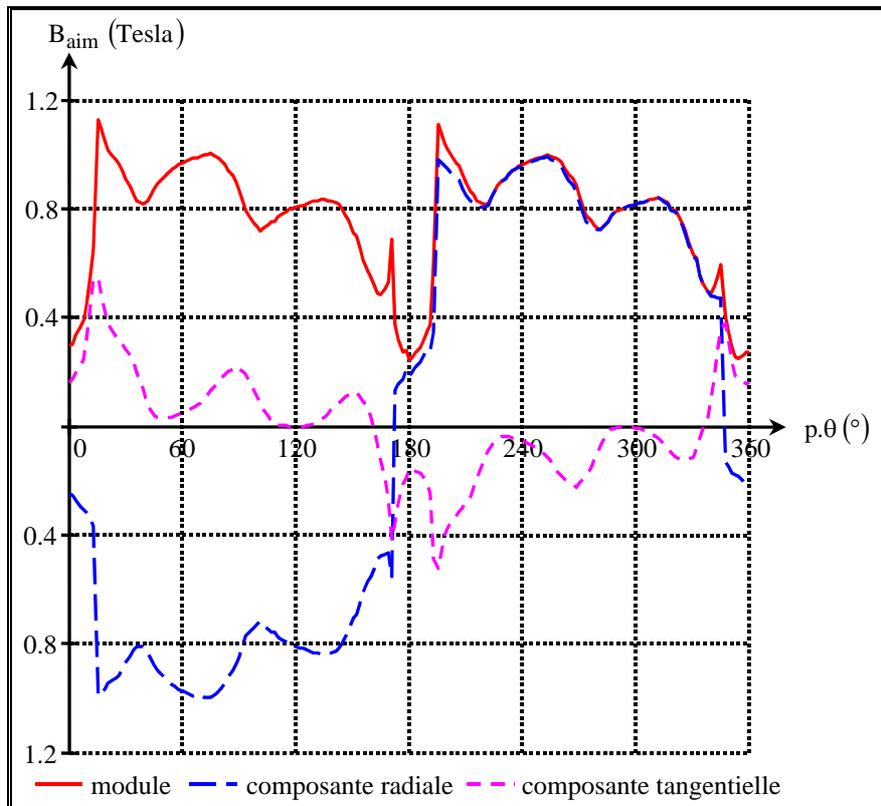


figure 84 : induction radiale à la base des aimants du moteur 30 kW dans la configuration d'opposition des flux ($T_a = 40^\circ\text{C}$ et $a_t=2000\text{ A}$).

4. Conclusion.

Dans ce chapitre, nous nous étions donné pour objectif de calculer les grandeurs magnétiques d'un moteur-roue synchrone à aimants alimenté par des quasi-créneaux de courant. Dans un premier temps, nous avons donc développé un modèle analytique possédant les principales caractéristiques suivantes :

- il s'agit d'un modèle bidimensionnel fournissant l'expression du potentiel vecteur en chaque point de l'entrefer et des aimants sous la forme de séries ;
- nous avons développé à la fois le cas général d'une alimentation quelconque et le cas particulier d'une alimentation autopiloté ;
- ce modèle tient compte de la température des aimants ;
- en introduisant un facteur de saturation, nous avons proposé une méthode permettant d'apprécier, d'un point de vue macroscopique, l'influence de la non-linéarité des matériaux magnétiques sur les inductions dans la machine et sur le couple électromagnétique.

Dans un second temps, nous avons décrit les simulations numériques à effectuer pour valider et compléter les résultats obtenus par le modèle analytique. En particulier, nous avons pu tracer le dégradé d'induction et les lignes de champ dans la machine et nous avons calculé l'amplitude du couple de détente. Nous allons maintenant étudier les performances électromécaniques, c'est-à-dire les différentes puissances en jeu, les différentes pertes et les rendements dans les diverses composantes du système.

Chapitre 6. Modélisation électromécanique d'un moteur roue synchrone sans balais, à force électromotrice trapézoïdale et de son alimentation.

1. Introduction.

DANS ce chapitre, nous développons les équations permettant de calculer toutes les grandeurs électromécaniques du système. Il s'agit des grandeurs électriques (les tensions et les courants) et des grandeurs représentant le bilan énergétique (les puissances, les pertes et le rendement). Pour cela, nous partons du couple et de la vitesse imposés aux roues du véhicule et nous remontons progressivement à travers tout le dispositif (réducteur, moteur, convertisseur) à la puissance absorbée par la batterie. Parallèlement, nous établissons un schéma électrique équivalent du système pendant une séquence élémentaire d'autopilotage du moteur. De la même façon qu'au chapitre précédent, nous développons d'abord une modélisation analytique et ensuite une modélisation numérique.

2. Modélisation analytique.

2.1. Calcul de la puissance mécanique aux roues et au moteur.

Supposons que les contraintes extérieures imposent au niveau des roues un couple de charge C_r pour une vitesse de rotation Ω_r . La puissance mécanique demandée aux roues est :

$$P_{m_r}(C_r, \Omega_r) = C_r \cdot \Omega_r \quad (267)$$

Si le moteur entraîne la roue à travers un réducteur de rapport r_{red} , la vitesse de rotation du moteur vaut donc :

$$\Omega_{mot}(\Omega_r) = \Omega_r \cdot r_{red} \quad (268)$$

Si le réducteur a un rendement $rend_{red}$ constant en fonction de la vitesse, le bilan de puissance représenté sur la figure 85 permet d'exprimer la puissance mécanique du moteur en fonction de celle de la roue :

$$P_{mot}(C_r, \Omega_r) = \frac{P_{m_r}(C_r, \Omega_r)}{rend_{red}} = \frac{C_r \cdot \Omega_r}{rend_{red}} \quad (269)$$

Le couple mécanique demandé au moteur vaut donc :

$$C_{\text{mot}}(C_r) = \frac{P_{\text{mot}}(C_r, \Omega_r)}{\Omega_{\text{mot}}(\Omega_r)} = \frac{C_r}{r_{\text{red}} \cdot \text{rend}_{\text{red}}} \quad (270)$$

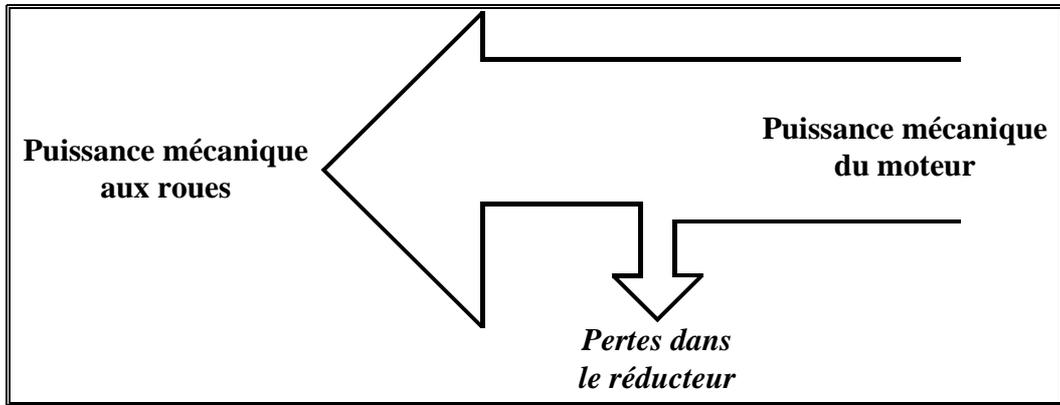


figure 85 : bilan de puissance au niveau de la roue et du réducteur.

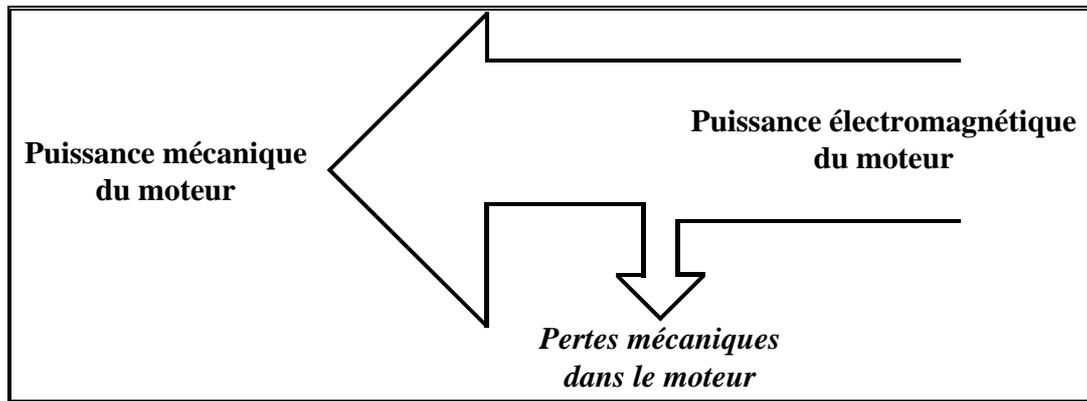


figure 86 : bilan de puissance partiel dans le moteur.

2.2. Calcul des grandeurs électromagnétiques du moteur.

2.2.1. Calcul de la puissance électromagnétique.

Nous négligeons les pertes mécaniques dans le moteur⁵⁰ ; le bilan de puissance représenté sur la figure 86 permet alors d'exprimer la puissance électromagnétique du moteur :

$$P_{\text{em}}(C_r, \Omega_r) = P_{\text{mot}}(C_r, \Omega_r) = \frac{C_r \cdot \Omega_r}{\text{rend}_{\text{red}}} \quad (271)$$

2.2.2. Calcul du courant électromagnétique.

La puissance électromagnétique s'exprime aussi par la relation suivante :

$$P_{\text{em}}(C_r, \Omega_r) = C_{\text{em_mot}}(I, T_a) \cdot \Omega_{\text{mot}}(\Omega_r) \quad (272)$$

On définit alors le courant électromagnétique I_{em} comme l'amplitude du courant absorbé par le moteur autopiloté permettant de fournir le couple C_r , les aimants étant à la température T_a . Il est donc solution de l'équation implicite suivante :

$$C_{em_mot}(I_{em}, T_a) = C_r \quad (273)$$

où l'expression de C_{em_mot} en fonction de I_{em} et T_a est donnée par l'équation 263.

2.2.3. Calcul de la force électromotrice du moteur autopiloté.

La puissance électromagnétique instantanée vérifie la relation suivante :

$$P_{em}(t) = \sum_{n=1}^3 e_n(t) \cdot i_n(t) \quad (274)$$

où $e_n(t)$ est la force électromotrice instantanée de la nième phase.

En mode autopiloté, pendant une séquence élémentaire où les courants valent $\begin{cases} i_1 = 0 \\ i_2 = -I_{em} \\ i_3 = I_{em} \end{cases}$, la

puissance électromagnétique vaut donc :

$$P_{em}(t) = I_{em} \cdot [e_3(t) - e_2(t)] \quad (275)$$

Comme les six séquences élémentaires sont équivalentes d'un point de vue électromagnétique, la puissance électromagnétique moyenne en régime permanent peut être calculée par l'équation suivante :

$$P_{em} = \frac{1}{T} \cdot \int_{(T)} P_{em}(t) \cdot dt = \frac{1}{T/6} \cdot \int_{(T/6)} I_{em} \cdot [e_3(t) - e_2(t)] \cdot dt \quad (276)$$

En faisant le changement de variable $t = \frac{\theta_{rs} - \theta_{rs0}}{\Omega}$, on peut réécrire P_{em} :

$$P_{em} = \frac{I_{em}}{\pi/3.p} \cdot \int_{\theta_{rs0} - \pi/6.p}^{\theta_{rs0} + \pi/6.p} [e_3(\theta_{rs}) - e_2(\theta_{rs})] \cdot d\theta_{rs} \quad (277)$$

Pour évaluer P_{em} , nous allons calculer les forces électromotrices des trois phases. Nous rappelons que la fém d'une phase est égale à la dérivée temporelle du flux créé par l'inducteur (ici les aimants du rotor) à travers le bobinage de la phase considérée.

Or le flux ϕ créé par l'inducteur à travers la première phase vaut :

$$\phi_1(\theta_{rs}, I, T_a) = \iint_{\text{phase n}^\circ 1} B_{Ia}^r(R_{s_{cs}} [k_s(I, T_a)], \theta, \theta_{rs}, T_a) \cdot dS \quad (278)$$

Soit encore :

$$\phi_1(\theta_{rs}, I, T_a) = \int_{\text{phase n}^\circ 1} \frac{1}{R_{s_{cs}} [k_s(I, T_a)]} \cdot \left. \frac{\partial A_{Ia}(r, \theta, \theta_{rs}, T_a)}{\partial \theta} \right)_{r=R_{s_{cs}} [k_s(I, T_a)]} \cdot k_f \cdot l_{fer} \cdot R_{s_{cs}} [k_s(I, T_a)] \cdot d\theta \quad (279)$$

⁵⁰ Cette hypothèse est surtout réaliste en l'absence de réducteur, car la vitesse de rotation du moteur est alors

Si on suppose que l'enroulement de la machine équivalente (ayant un stator) lisse est réduit à une spire unique infiniment fine, placée à la surface du stator équivalent au milieu de l'encoche réelle, le flux ϕ_1 vaut :

$$\phi_1(\theta_{rs}, I, T_a) = p \cdot k_f \cdot I_{fer} \cdot \int_0^{\pi/p} \left. \frac{\partial A_{Ia}(r, \theta, \theta_{rs}, T_a)}{\partial \theta} \right|_{r=R_{s_{cs}}[k_s(I, T_a)]} \cdot d\theta \quad (280)$$

En rappelant que n_s est le nombre de spires par encoche, le flux total dans la première phase est donné par :

$$\phi_1(\theta_{rs}, I, T_a) = p \cdot n_s \cdot k_f \cdot I_{fer} \cdot \left[A_{Ia}(R_{s_{cs}}[k_s(I, T_a)], \pi/p, \theta_{rs}, T_a) - A_{Ia}(R_{s_{cs}}[k_s(I, T_a)], 0, \theta_{rs}, T_a) \right] \quad (281)$$

En fait, les n_s spires de l'enroulement sont réparties sur une ouverture angulaire $\theta_e = \frac{l_e}{R_s}$. Le flux ϕ_1

vaut donc :

$$\phi_1(\theta_{rs}, I, T_a) = p \cdot n_s \cdot k_f \cdot I_{fer} \cdot \left[\frac{1}{\theta_e} \cdot \int_{\pi - \frac{\theta_e}{2}}^{\pi + \frac{\theta_e}{2}} A_{Ia}(R_{s_{cs}}[k_s(I, T_a)], \theta, \theta_{rs}, T_a) d\theta - \frac{1}{\theta_e} \cdot \int_{0 - \frac{\theta_e}{2}}^{0 + \frac{\theta_e}{2}} A_{Ia}(R_{s_{cs}}[k_s(I, T_a)], \theta, \theta_{rs}, T_a) d\theta \right] \quad (282)$$

De plus, les enroulements sont logés dans des encoches inclinées, ce qui conduit à l'expression suivante du flux ϕ_1 :

$$\phi_1(\theta_{rs}, I, T_a) = -4 \cdot p \cdot n_s \cdot k_f \cdot I_{fer} \cdot R_a \cdot B_{r_{ac}}(T_a) \cdot \sum_{n \text{ impair}} \phi_{1,n}(I, T_a) \cdot \sin(n \cdot p \cdot \theta_{rs})$$

avec :
$$\phi_{1,n}(\theta_{rs}, I, T_a) = \frac{\sin\left(n \cdot \alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{n \cdot \frac{\pi}{2}} \cdot \frac{\sin\left(n \cdot p \cdot \frac{\theta_e}{2}\right)}{n \cdot p \cdot \frac{\theta_e}{2}} \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\pi}{6}\right)}{n \cdot \frac{\pi}{6}} \cdot \frac{1}{(n \cdot p)^2 - 1} \cdot \left[\frac{n \cdot p + 1 - (n \cdot p - 1) \cdot \left(\frac{R_a}{R_r}\right)^{2 \cdot n \cdot p} - 2 \cdot \left(\frac{R_a}{R_r}\right)^{n \cdot p - 1}}{1 - \left(\frac{R_{s_{cs}}[k_s(I, T_a)]}{R_r}\right)^{2 \cdot n \cdot p}} \right] \cdot \left(\frac{R_{s_{cs}}[k_s(I, T_a)]}{R_a}\right)^{n \cdot p} \quad (283)$$

La fém de la première phase se calcule à partir du flux ϕ_1 par la formule suivante :

$$e_1(t, I, T_a) = \frac{\partial \phi_1(\theta_{rs}(t), I, T_a)}{\partial t} = \frac{d\theta_{rs}(t)}{dt} \cdot \frac{\partial \phi_1(\theta_{rs}, I, T_a)}{\partial \theta_{rs}} = \Omega_{mot} \cdot \frac{\partial \phi_1(\theta_{rs}, I, T_a)}{\partial \theta_{rs}} \quad (284)$$

Tous calculs faits, on obtient l'expression suivante de e_1 :

$$e_1(\theta_{rs}, I, T_a) = -4.p.n_s.k_f.l_{fer}.R_a.B_{r_{ac}}(T_a).\Omega_{mot} \cdot \sum_{n \text{ impair}} e_n(I, T_a) \cdot \cos(n.p.\theta_{rs})$$

$$\text{avec : } e_n(I, T_a) = \frac{\sin\left(n.\alpha_a.\frac{\pi}{2}\right)}{n.\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{\sin\left(n.p.\frac{\theta_e}{2}\right)}{n.p.\frac{\theta_e}{2}} \cdot \frac{\sin\left(n.\frac{\pi}{6}\right)}{n.\frac{\pi}{6}} \cdot \frac{n.p}{(n.p)^2 - 1} \quad (285)$$

$$\left[\frac{n.p+1 - (n.p-1) \cdot \left(\frac{R_a}{R_r}\right)^{2.n.p} - 2 \cdot \left(\frac{R_a}{R_r}\right)^{n.p-1}}{1 - \left(\frac{R_{scs}[k_s(I, T_a)]}{R_r}\right)^{2.n.p}} \right] \cdot \left(\frac{R_{scs}[k_s(I, T_a)]}{R_a}\right)^{n.p}$$

On en déduit les expressions de e_2 , e_3 et $e_3 - e_2$:

$$e_2(\theta_{rs}, I, T_a) = e_1\left(\theta_{rs} - \frac{2.\pi}{3}, I, T_a\right) \quad (286)$$

$$e_3(\theta_{rs}, I, T_a) = e_1\left(\theta_{rs} - \frac{4.\pi}{3}, I, T_a\right) \quad (287)$$

$$e_3(\theta_{rs}, I, T_a) - e_2(\theta_{rs}, I, T_a) = 8.p.n_s.k_f.l_{fer}.R_a.B_{r_{ac}}(T_a).\Omega_{mot} \cdot \sum_{n \text{ impair}} e_n(I, T_a) \cdot \sin\left(n.\frac{\pi}{3}\right) \cdot \sin(n.p.\theta_{rs}) \quad (288)$$

En appliquant la relation de l'équation 277 avec $\theta_{rs0} = \frac{\pi}{2.p}$ et en effectuant les calculs, on obtient une nouvelle expression de la puissance électromagnétique :

$$P_{em} = 8.p.k_f.l_{fer}.R_a.B_{r_{ac}}(T_a).n_s.I_{em}.\Omega_{mot} \cdot \sum_{n \text{ impair}} P_{em,n}(I_{em}, T_a)$$

$$\text{avec : } P_{em,n}(I_{em}, T_a) = \frac{\sin\left(n.\alpha_a.\frac{\pi}{2}\right)}{n.\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{\sin\left(n.p.\frac{\theta_e}{2}\right)}{n.p.\frac{\theta_e}{2}} \cdot \left(\frac{\sin\left(n.\frac{\pi}{6}\right)}{n.\frac{\pi}{6}}\right)^2 \cdot \sin\left(n.\frac{\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(n.\frac{\pi}{2}\right) \cdot \frac{n.p}{(n.p)^2 - 1} \quad (289)$$

$$\left(\frac{R_{sc}[k_s(I_{em}, T_a)]}{R_a}\right)^{n.p-1} \cdot \frac{n.p - (n.p-1) \cdot \left(\frac{R_a}{R_r}\right)^{2.n.p} - 2 \cdot \left(\frac{R_a}{R_r}\right)^{n.p-1}}{1 - \left(\frac{R_{sc}[k_s(I_{em}, T_a)]}{R_a}\right)^{2.n.p}}$$

En comparant les équations 263 et 289, on retrouve l'équation 272 ; cela permet de vérifier la cohérence des calculs.

Pour simplifier, nous allons introduire une fém E définie par la relation simple suivante (par analogie avec une machine à courant continu) :

$$P_{em} = 2.E.I_{em} \quad (290)$$

La fém E se calcule donc à partir du couple demandé au moteur :

$$E(C_r, \Omega_r, T_a) = \frac{C_r.\Omega_r}{2.I_{em}(C_r, T_a)} \quad (291)$$

Nous remarquons que E est indéterminée lorsque le courant $I_{em}(C_r, T_a)$ est nul. En effet, dans ce cas, la puissance électromagnétique transmise est nulle car le couple demandé au moteur-roue est nul. On calcule alors E directement par le développement en série suivant (qui est plus lourd, mais toujours valable) :

$$E(C_r, \Omega_r, T_a) = 4.p.k_f . I_{fer} . R_a . B_{r_{ac}}(T_a) . n_s . \Omega_{mot} . \sum_{n \text{ impair}} E_n(C_r, T_a)$$

$$\text{avec : } E_n(I, T_a) = \frac{\sin\left(n.\alpha_a.\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(n.p.\frac{\theta_e}{2}\right) \left(\frac{\sin\left(n.\frac{\pi}{6}\right)}{n.\frac{\pi}{6}}\right)^2 \cdot \sin\left(n.\frac{\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(n.\frac{\pi}{2}\right) \cdot \frac{n.p}{(n.p)^2 - 1} \quad (292)$$

$$\left(\frac{R_{s_c} [k_s(I_{em}(C_r, T_a), T_a)]}{R_a}\right)^{n.p-1} \cdot \frac{n.p - (n.p-1) \cdot \left(\frac{R_a}{R_r}\right)^{2.n.p} - 2 \cdot \left(\frac{R_a}{R_r}\right)^{n.p-1}}{1 - \left(\frac{R_{s_c} [k_s(I_{em}(C_r, T_a), T_a)]}{R_a}\right)^{2.n.p}}$$

On peut ainsi définir une fém par phase idéalisée, équivalente à la fém réelle d'un point de vue énergétique. Elle est strictement trapézoïdale, en phase avec le courant électromagnétique de la phase considérée et sa valeur crête vaut E . Nous représentons les fém et les courants idéaux des trois phases sur la figure 87.

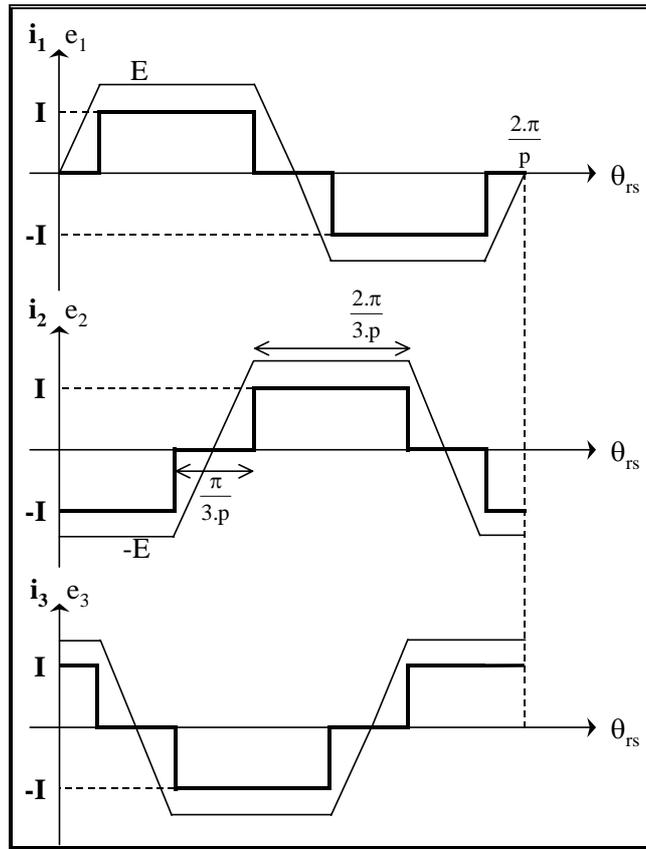


figure 87 : courant idéaux et forces électromotrices trapézoïdales équivalentes lorsque le moteur est autopiloté ($\theta_{rs0} = \frac{\pi}{2.p}$).

2.2.4. Modélisation par schéma électrique équivalent.

Du point de vue des grandeurs électromagnétiques (courant électromagnétique et fém), chaque phase du moteur peut être représentée par une fém traversée par un courant. Si les phases du moteur sont connectées en étoile, cela conduit au schéma équivalent de la figure 88.

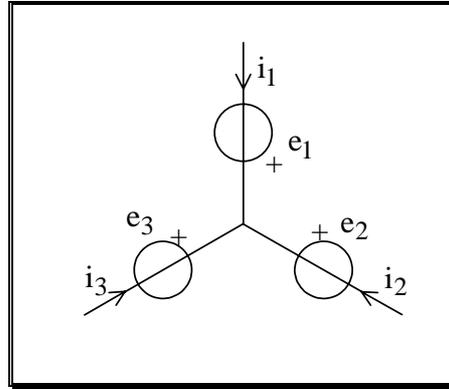


figure 88 : schéma électrique équivalent du moteur pour les grandeurs électromagnétiques.

Lorsque le moteur est autopiloté, les courants électromagnétiques et les fém ont les allures idéales représentées sur la figure 87. En se plaçant pendant une séquence élémentaire d'autopilotage, par exemple pour $\theta_{rs} \in \left[-\frac{\pi}{6.p}, \frac{\pi}{6.p}\right]$, le schéma électrique équivalent de la figure 88 devient celui de la figure 89.

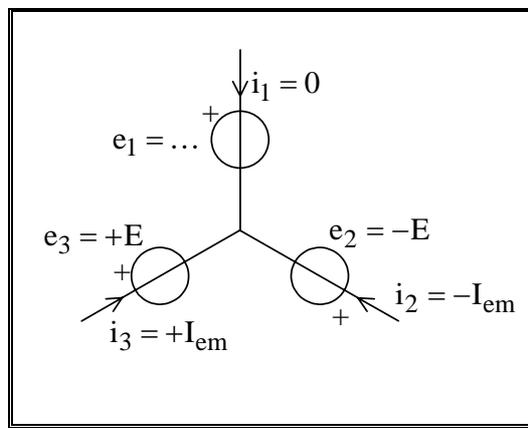


figure 89 : schéma électrique équivalent des grandeurs électromagnétiques lorsque le moteur est autopiloté.

D'un point de vue électromagnétique, toutes les séquences sont équivalentes. Donc on peut finalement ramener le schéma de la figure 89 au schéma monophasé de la figure 90. Celui-ci permet d'évaluer correctement la fém moyenne, la valeur crête du courant électromagnétique et la puissance électromagnétique moyenne pendant n'importe quelle séquence d'autopilotage.

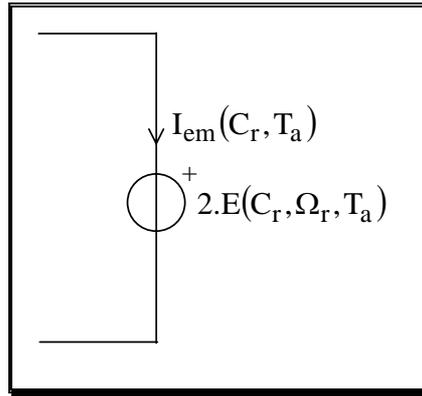


figure 90 : schéma électrique équivalent monophasé du moteur autopiloté pour les grandeurs électromagnétiques.

2.3. Calcul des pertes fer du moteur autopiloté.

Dans ce paragraphe, nous proposons un calcul des pertes fer (par hystérésis et par courant de Foucault) pour le moteur autopiloté. Ce calcul doit tenir compte du fait que les variations de l'induction dans le fer sont non sinusoïdales.

2.3.1. Pertes fer en induction sinusoïdale.

Nous rappelons (cf. §3.4 du chapitre 4) que les pertes électromagnétiques d'un élément volumique dV de matériau ferromagnétique de masse volumique m_{fer} , soumis à une induction sinusoïdale de pulsation ω et de valeur crête B_m , peuvent être calculées à partir des équations suivantes :

$$P_{\text{hyst}} = k_{\text{hyst}} \cdot \omega \cdot B_m^{n_{\text{hyst}}} \cdot m_{\text{fer}} \cdot dV \quad (293)$$

$$P_{\text{Fouc}} = k_{\text{Fouc}} \cdot \omega^2 \cdot B_m^2 \cdot m_{\text{fer}} \cdot dV \quad (294)$$

où k_{hyst} et k_{Fouc} sont des constantes qui dépendent du matériau utilisé. Leurs valeurs numériques sont données pour différentes tôles dans le tableau 13 (cf. §3.4 du Chapitre 4).

2.3.2. Pertes fer en induction non sinusoïdale.

En première approximation, nous pouvons supposer que l'induction est uniquement variable dans le stator (et pas dans le rotor) et qu'il n'y a donc des pertes fer qu'au stator. Les équations 122 et 123 donnent les pertes fer lorsque les variations de l'induction sont sinusoïdales, ce qui n'est pas le cas ici. Nous allons donc proposer une méthode pour étudier ces pertes lorsque l'induction n'est pas sinusoïdale.

Pour ce qui est des pertes par hystérésis, la loi de Steimetz (équation 122) reste valable tant que la forme de l'induction variable ne crée aucun cycle d'hystérésis mineur dans le matériau.

En revanche, nous allons formuler autrement les pertes par courants de Foucault. Pour cela, nous commençons par considérer une induction dans le fer sinusoïdale :

$$B(t) = B_m \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (295)$$

La valeur moyenne du carré de la dérivée de l'induction vaut :

$$\left\langle \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \right\rangle_T = \frac{1}{2} \cdot \omega^2 \cdot B_m^2 \quad (296)$$

La comparaison des équations 123 et 296 nous suggère que les pertes par courants de Foucault peuvent s'exprimer de la façon suivante :

$$P_{\text{Fouc}} = 2 \cdot k_{\text{Fouc}} \cdot \left\langle \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \right\rangle_T \cdot m_{\text{Vfer}} \cdot dV \quad (297)$$

Nous retenons cette formulation pour calculer les pertes par courants de Foucault de notre machine [54], [65].

2.3.3. Calculs des pertes par courant de Foucault d'un moteur synchrone sans balais à fém trapézoïdale.

2.3.3.1 Pertes par courants de Foucault dans les dents du stator.

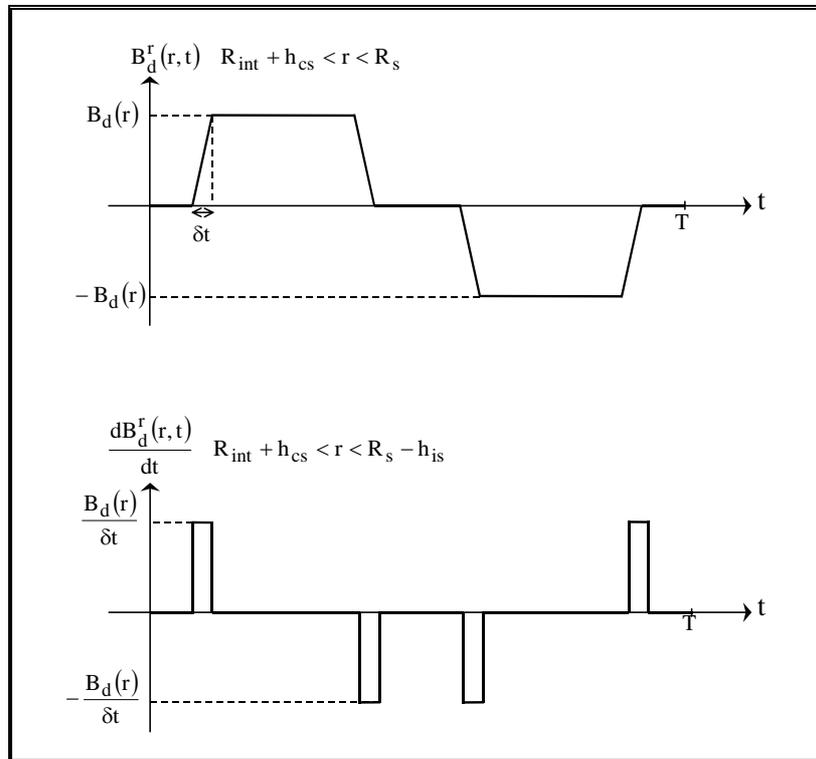


figure 91 : représentation de l'induction radiale dans une dent et de sa dérivée temporelle.

Comme pour le calcul des ampèretours, nous supposons dans tout ce paragraphe que l'induction est :

- purement radiale dans les dents ;
- purement tangentielle dans la culasse.

Lorsque le rotor tourne, nous supposons que la composante radiale de l'induction dans une dent est :

- nulle quand la dent est en face d'un espace inter aimants ;
- croissante (respectivement décroissante) de façon linéaire jusqu'à égale à sa valeur maximum B_d (respectivement sa valeur minimale $-B_d$) quand un aimant arrive devant la dent ;
- égale à B_d (respectivement $-B_d$) quand l'aimant est complètement en face de la dent.

Cette variation est représentée sur la figure 91.

Si on suppose que l'induction est purement radiale dans les dents, les pertes fer par courants de Foucault dans la dent valent alors :

$$p_{\text{Fouc}_d} = N_d \cdot \int_{R_{\text{int}} + h_{\text{cs}}}^{R_s} 2 \cdot k_{\text{Fouc}} \cdot \left\langle \left(\frac{dB_d^r}{dt} \right)^2 \right\rangle_T \cdot mv_{\text{stat}} \cdot k_f \cdot l_{\text{fer}} \cdot l(r) \cdot dr \quad (298)$$

en notant $l(r)$ la largeur de la dent au rayon r .

Or le temps δt mis par l'induction dans la dent pour passer de 0 à B_d ou de B_d à 0 vaut :

$$\delta t = \frac{\tau_d - \theta_e}{\Omega_{\text{mot}}} \quad (299)$$

Et la période T vaut :

$$T = \frac{2 \cdot \pi / p}{\Omega_{\text{mot}}} \quad (300)$$

On en déduit que p_{Fouc_d} vaut :

$$p_{\text{Fouc}_d} = N_d \cdot \int_{R_{\text{int}} + h_{\text{cs}}}^{R_s} \frac{4 \cdot p}{\pi} \cdot k_{\text{Fouc}} \cdot \Omega_{\text{mot}}^2 \cdot B_d(r)^2 \cdot \frac{R_s}{l_d + 2 \cdot l_{\text{is}}} \cdot mv_{\text{stat}} \cdot k_f \cdot l_{\text{fer}} \cdot l(r) \cdot dr \quad (301)$$

En utilisant l'expression de $B_d(r)$ donnée par l'équation 433, nous pouvons finalement exprimer p_{Fouc_d} lorsque le moteur est à vide ($I_{\text{em}} = 0$) :

$$p_{\text{Fouc}_d}(\Omega_r, T_a) = \frac{4 \cdot p \cdot N_d}{\pi} \cdot k_{\text{Fouc}} \cdot \Omega_{\text{mot}}(\Omega_r)^2 \cdot B_{d_v}(T_a)^2 \cdot R_s \cdot mv_{\text{stat}} \cdot k_f \cdot l_{\text{fer}} \cdot \frac{l_d}{l_d + 2 \cdot l_{\text{is}}} \cdot \left(h_d + \frac{l_d}{l_d + 2 \cdot l_{\text{is}}} \cdot h_{\text{is}} \right) \quad (302)$$

2.3.3.2 Pertes par courant de Foucault dans la culasse statorique.

Dans la culasse statorique nous supposons que l'induction est purement tangentielle. De plus, nous faisons les mêmes hypothèses de variation qu'au paragraphe 2.3.3.1. L'induction tangentielle dans la culasse du stator et sa dérivée temporelle ont alors les allures représentées sur la figure 92.

Les pertes fer par courants de Foucault dans la culasse du stator valent :

$$p_{\text{Fouc}_{\text{cs}}} = \int_{R_{\text{int}}}^{R_{\text{int}} + h_{\text{cs}}} 2 \cdot k_{\text{Fouc}} \cdot \left\langle \left(\frac{dB_{\text{cs}}^\theta}{dt} \right)^2 \right\rangle_T \cdot mv_{\text{stat}} \cdot k_f \cdot l_{\text{fer}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot r \cdot dr \quad (303)$$

Or le temps $\delta t'$ mis par la composante tangentielle de l'induction dans la culasse pour passer de 0 à B_{cs} ou de B_{cs} à 0 vaut :

$$\delta t' = \frac{\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2 \cdot p}}{\Omega_{\text{mot}}} \quad (304)$$

En effectuant le calcul de $\left\langle \left(\frac{dB_{\text{cs}}^\theta}{dt} \right)^2 \right\rangle_T$, on trouve :

$$p_{\text{Fouc}_{\text{cs}}} = \int_{R_{\text{int}}}^{R_{\text{int}} + h_{\text{cs}}} 2 \cdot k_{\text{Fouc}} \cdot \frac{4}{\alpha_a \cdot p \cdot \pi^2} \cdot \Omega_{\text{mot}}^2 \cdot B_{\text{cs}}^2 \cdot mv_{\text{stat}} \cdot k_f \cdot l_{\text{fer}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot r \cdot dr \quad (305)$$

Le calcul de l'intégrale permet finalement d'exprimer $p_{\text{Fouc}_{cs}}$ lorsque le moteur est à vide ($I_{em} = 0$) :

$$p_{\text{Fouc}_{cs}}(\Omega_r, T_a) = \frac{8 \cdot p^2}{\alpha_a \cdot \pi^2} \cdot k_{\text{Fouc}} \cdot \Omega_{\text{mot}} (\Omega_r)^2 \cdot B_{cs_v}(T_a)^2 \cdot m_{\text{stat}} \quad (306)$$

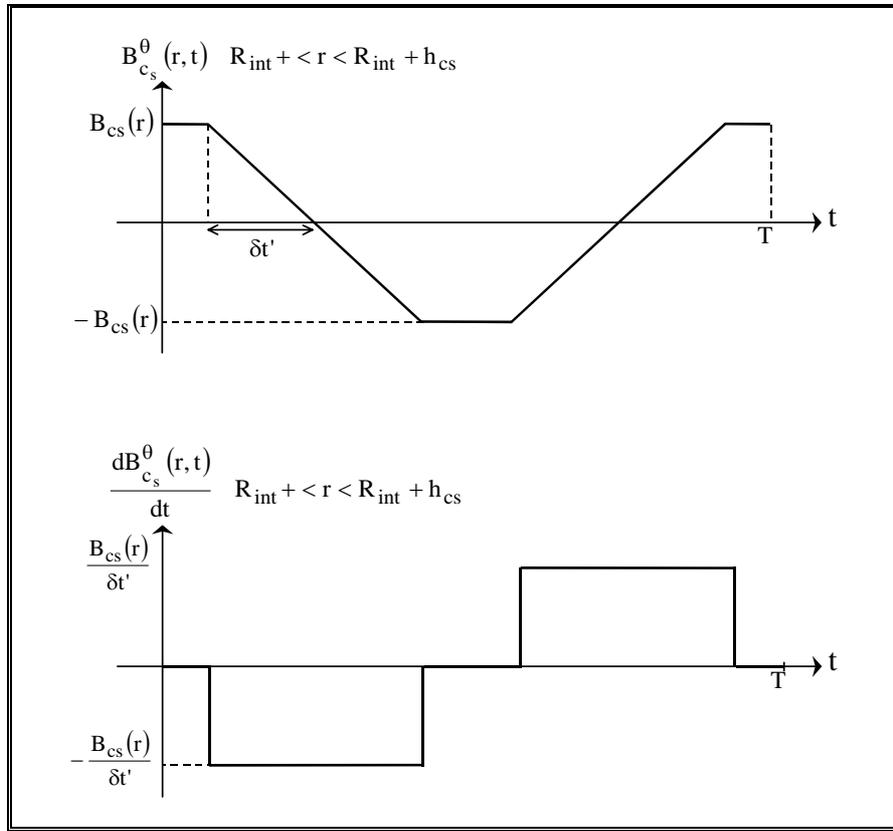


figure 92 : représentation de l'induction tangentielle dans la culasse statorique et de sa dérivée temporelle.

2.3.3.3 Pertes par courant de Foucault totales.

Les pertes par courants de Foucault totales à vide correspondent à la somme de ces pertes dans les dents et dans la culasse statorique :

$$p_{\text{Fouc}}(\Omega_r, T_a) = p_{\text{Fouc}_d}(\Omega_r, T_a) + p_{\text{Fouc}_{cs}}(\Omega_r, T_a) \quad (307)$$

2.3.4. Calculs des pertes par hystérésis d'un moteur synchrone sans balais à fém trapézoïdale

2.3.4.1 Pertes par hystérésis dans les dents.

On applique directement la formule de Steimetz en supposant que $n_{\text{hyst}} = 2$; les pertes par hystérésis dans les dents valent alors :

$$p_{\text{hyst}_d} = N_d \cdot \int_{R_{\text{int}} + h_{cs}}^{R_s} k_{\text{hyst}} \cdot p \cdot \Omega_{\text{mot}} \cdot B_d(r)^2 \cdot m_{\text{stat}} \cdot k_f \cdot l_{\text{fer}} \cdot l(r) \cdot dr \quad (308)$$

En calculant l'intégrale, on obtient l'expression finale de p_{hyst_d} lorsque le moteur est à vide :

$$P_{\text{hyst}_d} = N_d \cdot p \cdot k_{\text{hyst}} \cdot \Omega_{\text{mot}} \cdot B_{d_v} (T_a)^2 \cdot m v_{\text{stat}} \cdot k_f \cdot l_{\text{fer}} \cdot l_d \cdot \left(h_d + \frac{l_d}{l_d + 2 \cdot l_{is}} \cdot h_{is} \right) \quad (309)$$

2.3.4.2 Pertes par hystérésis dans la culasse statorique.

On applique le même raisonnement pour la culasse statorique :

$$P_{\text{hyst}_{cs}} = \int_{R_{\text{int}}}^{R_{\text{int}} + h_{cs}} k_{\text{hyst}} \cdot p \cdot \Omega_{\text{mot}} \cdot B_{cs}^2 \cdot m v_{\text{stat}} \cdot k_f \cdot l_{\text{fer}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot r \cdot dr \quad (310)$$

En effectuant le calcul de l'intégrale, on obtient :

$$P_{\text{hyst}_{cs}}(\Omega_r, T_a) = p \cdot k_{\text{hyst}} \cdot \Omega_{\text{mot}}(\Omega_r) \cdot B_{cs_v} (T_a)^2 \cdot m_{\text{stat}} \quad (311)$$

2.3.4.3 Pertes par hystérésis totales.

Les pertes par hystérésis totales à vide correspondent à la somme de ces pertes dans les dents et dans la culasse statorique :

$$P_{\text{hyst}}(\Omega_r, T_a) = P_{\text{hyst}_d}(\Omega_r, T_a) + P_{\text{hyst}_{cs}}(\Omega_r, T_a) \quad (312)$$

2.3.5. Expression des pertes fer totales d'un moteur synchrone sans balais à fém trapézoïdale.

Les pertes fer totales sont égales à la somme des pertes par courant de Foucault et par hystérésis dans les dents et la culasse statorique. Lorsque le moteur est à vide, ces pertes valent :

$$P_{\text{fer}}(\Omega_r, T_a) = P_{\text{Fouc}}(\Omega_r, T_a) + P_{\text{hyst}}(\Omega_r, T_a) \quad (313)$$

Par la suite, nous allons supposer que les pertes fer en charge sont égales aux pertes fer à vide. Ainsi, elles ne dépendent que de la vitesse de rotation du moteur et de la température des aimants, mais pas du couple demandé aux roues du véhicule. En d'autres termes, on admet que le flux dans le stator n'est pas profondément modifié par la réaction d'induit. C'est sûrement inexact pour de forts courants. Mais dans cette situation, la vitesse de rotation est faible et par conséquent les pertes Joule sont nettement prépondérantes par rapport aux pertes électromagnétiques.

2.3.6. Calcul du courant équivalent aux pertes fer.

Nous modélisons le courant absorbé par le moteur à cause des pertes fer par un courant équivalent en créneaux comme le courant électromagnétique en mode autopiloté (cf. figure 74). De plus, nous supposons que ce courant équivalent est en phase avec le courant électromagnétique.

Lorsque le moteur tourne à vide, il existe une force électromotrice induite dans chaque enroulement. Nous supposons donc que les pertes fer peuvent se calculer à partir de la puissance d'interaction entre les fém équivalentes définies au §2.2.3 et les courants équivalents aux pertes fer. Ces trois grandeurs sont représentées sur la figure 93. Au vu de cette figure, les pertes fer calculées par l'interaction entre les forces électromotrices et les courants des pertes fer valent :

$$P_{\text{fer}} = 2 \cdot E(C_r, \Omega_r, T_a) \cdot I_{\text{fer}} \quad (314)$$

On en déduit l'expression de la valeur crête du courant équivalent aux pertes fer :

$$I_{\text{fer}}(C_r, \Omega_r, T_a) = \frac{P_{\text{fer}}(\Omega_r, T_a)}{2 \cdot E(C_r, \Omega_r, T_a)} \quad (315)$$

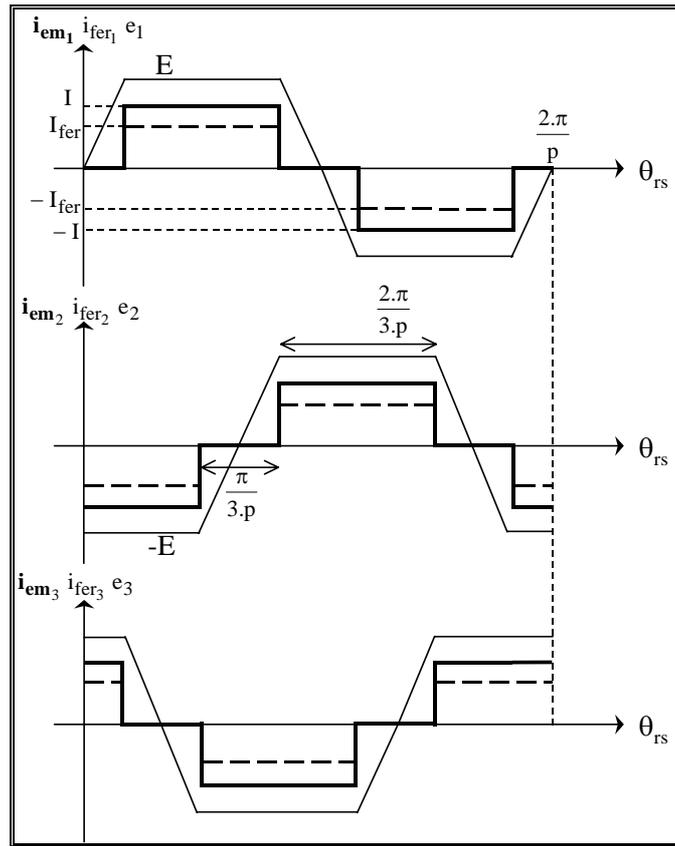


figure 93 : allure des courants électromagnétiques, des courants équivalents aux pertes fer et des forces électromotrices lorsque le moteur est autopiloté ($\theta_{rs_0} = 0$).

2.3.7. Schéma électrique équivalent tenant compte des pertes fer.

Nous complétons le schéma électrique monophasé équivalent de la figure 90 en ajoutant une source de courant de valeur $I_{fer}(\Omega_r, T_a)$ permettant de calculer les pertes fer du moteur lorsqu'il est autopiloté. On obtient alors le schéma équivalent monophasé de la figure 94.

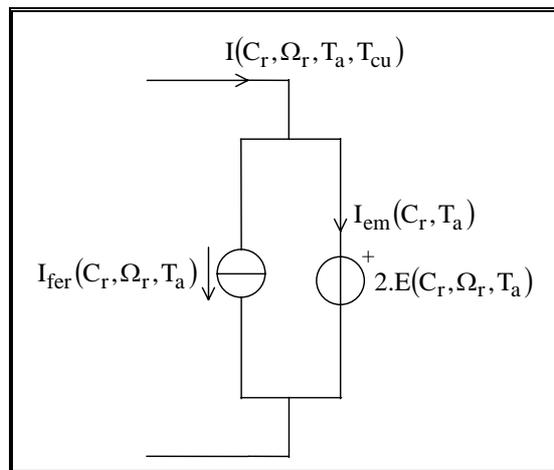


figure 94 : schéma équivalent monophasé du moteur autopiloté modélisant les grandeurs électromagnétiques et les pertes fer.

2.4. Calcul des pertes Joule du moteur autopiloté.

Dans ce paragraphe, nous évaluons la résistance d'une phase, puis nous calculons les pertes Joule du moteur. Enfin, nous donnons un schéma monophasé équivalent complet du moteur autopiloté.

2.4.1. Calcul de la résistance d'une phase.

Chaque phase est constituée d'une bobine de longueur l_{bob} et de section active de cuivre S_{bob} . Sa résistance vaut donc :

$$R(T_{cu}) = \rho_{cu}(T_{cu}) \cdot \frac{l_{bob}}{S_{bob}} \quad (316)$$

La résistivité du cuivre ρ_{cu} en fonction de sa température T_{cu} est donnée par l'équation 113 et la longueur de la bobine l_{bob} se calcule à partir des paramètres purement géométriques du moteur suivant les équations 97 à 103.

2.4.2. Calcul des pertes Joule.

La k ème phase du moteur a une résistance R et est parcouru par un courant i_k qui est la somme du courant électromagnétique et du courant dû aux pertes fer. D'après la figure 93, le courant i_k est un courant en créneaux (de 120° électriques) et en phase avec le courant électromagnétique. Sa valeur crête I vaut :

$$I(C_r, \Omega_r, T_a) = I_{fer}(C_r, \Omega_r, T_a) + I_{em}(C_r, T_a) \quad (317)$$

On peut alors calculer :

– la valeur efficace I_{eff} du courant dans chaque phase :

$$I_{eff}(C_r, \Omega_r, T_a) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I(C_r, \Omega_r, T_a) \quad (318)$$

– les pertes Joules totales du moteur :

$$p_J(C_r, \Omega_r, T_a, T_{cu}) = 3 \cdot R(T_{cu}) \cdot \left[\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I(C_r, \Omega_r, T_a) \right]^2 = 2 \cdot R(T_{cu}) \cdot I(C_r, \Omega_r, T_a)^2 \quad (319)$$

2.4.3. Schéma équivalent complet du moteur autopiloté.

On complète très simplement le schéma de la figure 94 en ajoutant la résistance des deux phases qui, dans chaque séquence d'autopilotage, conduisent le courant I . On obtient alors le schéma équivalent monophasé complet du moteur autopiloté représenté sur la figure 95.

En résumé, ce schéma est donc constitué d'une fém continue de valeur $2 \cdot E$ parcourue par un courant constant I_{em} qui représentent la conversion d'énergie électromagnétique dans la machine. Le courant I_{fer} traduit les pertes fer et la résistance R traduit les pertes Joule.

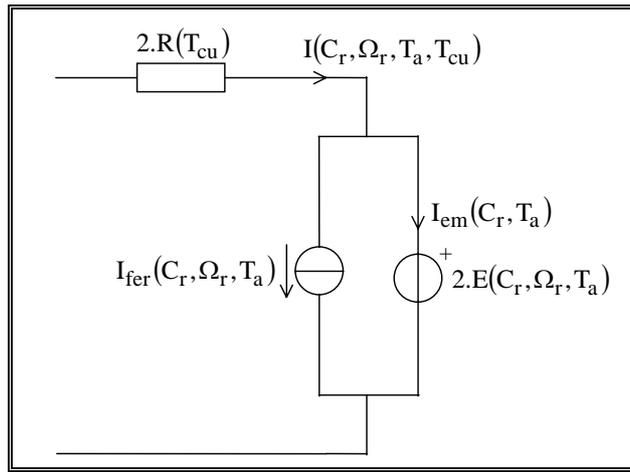


figure 95 : schéma monophasé équivalent complet du moteur autopiloté.

2.5. Modélisation de l'onduleur alimentant le moteur synchrone autopiloté.

Nous poursuivons la modélisation du système par celle du convertisseur statique alimentant le moteur synchrone sans balais. Il s'agit d'un onduleur de tension régulé en courant par modulation de largeur d'impulsion (cf. figure 96). La modélisation de l'onduleur est sommaire. Nous nous limitons aux valeurs moyennes des grandeurs en régime permanent. Le but est plutôt de connaître les pertes, le rendement et les grandeurs limites (tension et courant maximum) afin de dimensionner les composants de l'onduleur et de connaître l'influence de celui-ci sur le système global. Nous laissons de côté tous les phénomènes transitoires et ceux liés aux imperfections des semi-conducteurs.

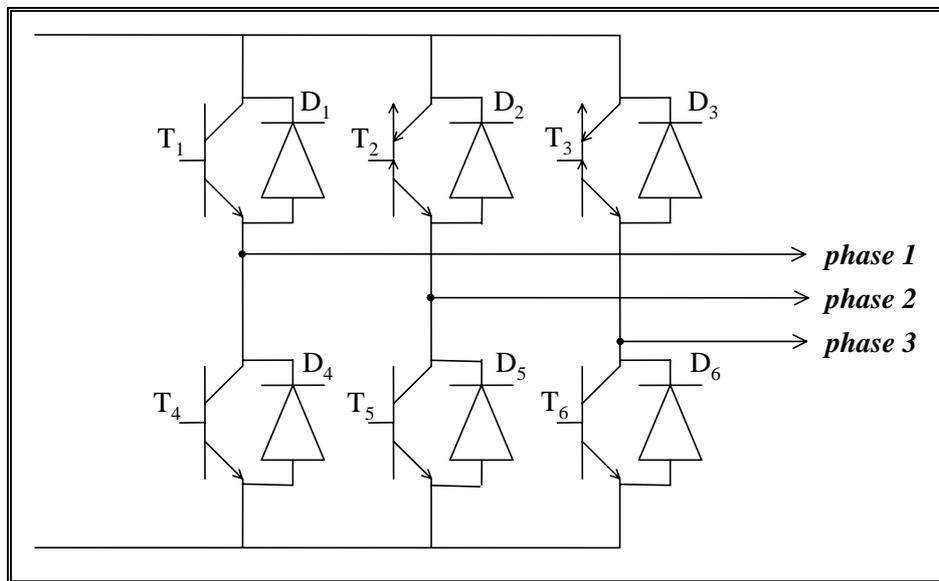


figure 96 : onduleur de tension régulé en courant alimentant le moteur autopiloté.

2.5.1. Principe de fonctionnement de l'onduleur.

Si on néglige les effets dus aux inductances des phases (commutations d'une phase à l'autre et ondulations du courant au niveau du plateau des créneaux), cet onduleur fournit des créneaux de courant de 120° électriques parfaits, conformément à ceux décrit sur la figure 93.

Le rapport cyclique r_c de l'onduleur permet de régler la valeur crête du courant. En effet, supposons que l'on soit dans la séquence élémentaire d'autopilotage où l'angle θ_{rs} appartient à l'intervalle

$$\left[-\frac{\pi}{6.p}, \frac{\pi}{6.p} \right]. \text{ Les courants dans le moteur valent } \begin{cases} i_1 = 0 \\ i_2 = -I \\ i_3 = I \end{cases} \text{ et ce sont les transistors } T_3 \text{ et } T_5 \text{ qui}$$

conduisent le courant. En fait, le transistor T_3 conduit pendant toute la séquence d'autopilotage, mais on applique à T_5 un signal modulé tel que celui représenté sur la figure 97. Ce signal est par exemple obtenu en comparant un signal triangulaire avec un signal constant ; en faisant varier le signal constant, on fait varier le rapport cyclique du signal de commande de T_5 . Lorsque celui-ci ne conduit pas, on est en phase de roue-libre : le moteur est en court-circuit et c'est la diode D_2 qui assure la continuité du courant dans la seconde phase. Ainsi, on applique la tension constante d'entrée de l'onduleur entre les phases 3 et 2 pendant le temps $r_c \cdot T_{mli}$ et le moteur est court-circuité pendant le temps $(1 - r_c) \cdot T_{mli}$ ⁵¹. La figure 98 montre alors l'allure du courant dans la source de tension continue de l'onduleur. La valeur moyenne du courant débité par cette source vaut :

$$I_{bat}(C_r, \Omega_r, r_c, T_a, T_{cu}) = r_c \cdot I(C_r, \Omega_r, T_a, T_{cu}) \quad (320)$$

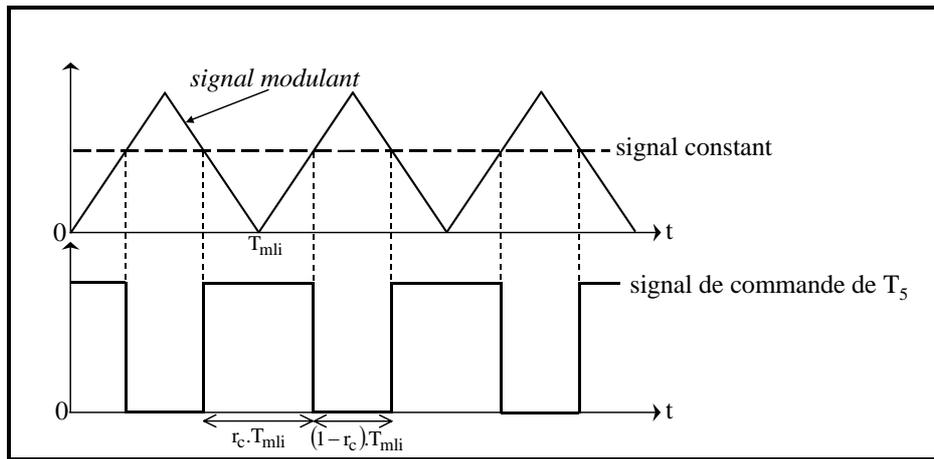


figure 97 : signal modulé commandant le transistor T_5 .

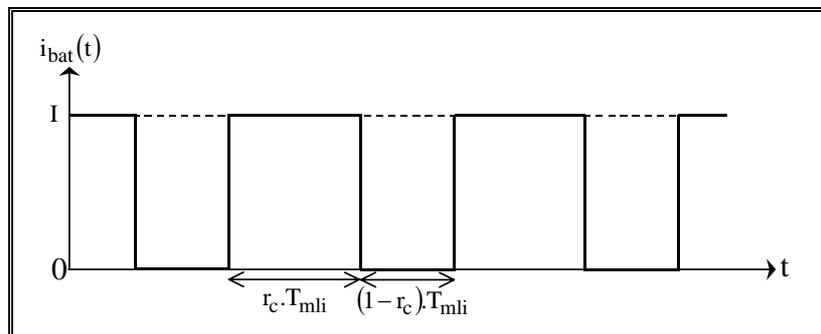


figure 98 : allure idéale du courant débité par la source de tension d'entrée de l'onduleur.

⁵¹ Le signal modulé peut aussi être appliqué au deux transistors ; on applique alors successivement $+U$ et $-U$ entre deux phase. L'avantage est de pouvoir récupérer de l'énergie dans la source continue (batterie par exemple) dans les phases de roue libre. En revanche, on multiplie par deux les pertes par commutation.

2.5.2. Note sur l'ondulation des courants.

Les interrupteurs de l'onduleur sont constitués soit de transistors MOS FET de puissance, soit d'IGBT. Nous avons déjà évoqué au chapitre 3 les critères de choix d'un type ou l'autre de transistor. Pendant la conduction, les transistor MOS peuvent être modélisés par une résistance r_{on} et les IGBT par une chute de tension δ_{on} sensiblement constante avec le courant de conduction. Pendant une séquence élémentaire d'autopilotage du moteur, les phases de celui-ci sont en série soit avec un transistor (MOS ou IGBT), soit une diode. Nous négligeons les pertes liées à la commutation des transistors et nous supposons que les pertes par conduction peuvent être calculées en considérant que les transistors conduisent pendant toute la durée de la période de MLI⁵². Ainsi, ces pertes p_{conv} valent :

$$p_{conv}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{cu}) = \begin{cases} 2 \cdot r_{on} \cdot I(C_r, \Omega_r, T_a, T_{cu})^2 & \text{si MOS} \\ 2 \cdot \delta_{on} \cdot I(C_r, \Omega_r, T_a, T_{cu}) & \text{si IGBT} \end{cases} \quad (321)$$

Nous pouvons alors compléter le schéma équivalent monophasé du moteur. D'une part, on modélise les pertes du convertisseur par une résistance $2 \cdot r_{on}$ ou une source de tension $2 \cdot \delta_{on}$. D'autre part, l'équation 320 suggère de modéliser le comportement « hacheur » du convertisseur par un transformateur continu de rapport $\frac{1}{r_c}$.

Pendant chaque séquence élémentaire d'autopilotage, les tensions U_{mot} et U_{conv} sont continues et elles vérifient les relations suivantes :

$$U_{mot}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{cu}) = 2 \cdot E(C_r, \Omega_r, T_a, T_{cu}) + 2 \cdot R(T_{cu}) \cdot I(C_r, \Omega_r, T_a, T_{cu}) \quad (322)$$

$$U_{conv}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{cu}) = U_{mot}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{cu}) + \begin{cases} 2 \cdot r_{on} \cdot I(C_r, \Omega_r, T_a, T_{cu}) & \text{si MOS} \\ 2 \cdot \delta_{on} & \text{si IGBT} \end{cases} \quad (323)$$

La conservation de puissance au niveau du transformateur de la figure 99 permet de donner l'expression de la tension de la source continue :

$$U_{bat}(C_r, \Omega_r, r_c, T_a, T_{cu}) = \frac{U_{conv}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{cu})}{r_c} \quad (324)$$

2.5.3. Modélisation de l'onduleur par schéma équivalent monophasé.

A cause du découpage de la tension, le courant subit des ondulations. Nous avons établi au chapitre 3 de ce mémoire l'expression de la valeur maximale de cette ondulation :

$$\Delta I_{MLI_{max}} = \frac{U_{bat}}{8 \cdot L_c \cdot f_{MLI}} \quad (325)$$

Elle dépend notamment de l'inductance cyclique. Nous donnons ici les expressions analytiques de l'inductance propre, de l'inductance mutuelle et de l'inductance cyclique obtenues en calculant le flux dû au seul courant dans un enroulement [66]. On néglige donc l'influence des aimants qui ont tendance à diminuer le rapport de proportionnalité entre le flux et le courant dans un enroulement du

⁵² Les pertes par conduction calculées ainsi sont majorées car les diodes présentes généralement moins de pertes par conduction.

stator. C'est certainement faux, mais comme l'inductance est surévaluée, cela permet de donner une valeur limite supérieure de la fréquence de la MLI pour une ondulation de courant donnée.

L'inductance propre vaut :

$$L_p = \sum_{n \text{ impair}} l_{p_n}$$

$$\text{avec : } l_{p_n} = -\mu_0 \cdot \frac{4 \cdot p^2 \cdot q \cdot n_s}{\pi} \cdot k_f \cdot l_{\text{fer}} \cdot \left(\frac{\sin\left(n \cdot p \cdot \frac{\theta_e}{2}\right)}{n \cdot p \cdot \frac{\theta_e}{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{n \cdot p} \cdot \frac{1 + \left(\frac{R_r}{R_{sc}}\right)^{2 \cdot n \cdot p}}{1 - \left(\frac{R_r}{R_{sc}}\right)^{2 \cdot n \cdot p}} \sin\left(n \cdot \frac{\pi}{2}\right) \quad (326)$$

L'inductance mutuelle vaut :

$$M = \sum_{n \text{ impair}} M_n$$

$$\text{avec : } l_{p_n} = -\mu_0 \cdot \frac{4 \cdot p^2 \cdot q \cdot n_s}{\pi} \cdot k_f \cdot l_{\text{fer}} \cdot \left(\frac{\sin\left(n \cdot p \cdot \frac{\theta_e}{2}\right)}{n \cdot p \cdot \frac{\theta_e}{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{n \cdot p} \cdot \frac{1 + \left(\frac{R_r}{R_{sc}}\right)^{2 \cdot n \cdot p}}{1 - \left(\frac{R_r}{R_{sc}}\right)^{2 \cdot n \cdot p}} \sin\left(n \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(n \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (327)$$

Et enfin, l'inductance cyclique vaut :

$$L_c = L_p - M \quad (328)$$

2.6. Modélisation de la batterie d'alimentation.

Nous finissons la modélisation du système par la source primaire d'énergie. Nous supposons qu'il s'agit d'une batterie et, là encore, nous en donnons un modèle très simplifié. Notamment, nous négligeons l'évolution de ses grandeurs caractéristiques en fonction de sa charge.

2.6.1. Schéma équivalent monophasé du système complet.

Nous modélisons la batterie par une source de tension parfaite constante de valeur E_{bat} en série avec une résistance constante r_{bat} caractérisant sa chute de tension en charge.

On établit ainsi le schéma équivalent monophasé du système complet : {batterie + onduleur + moteur autopiloté}. Il est représenté sur la figure 99.

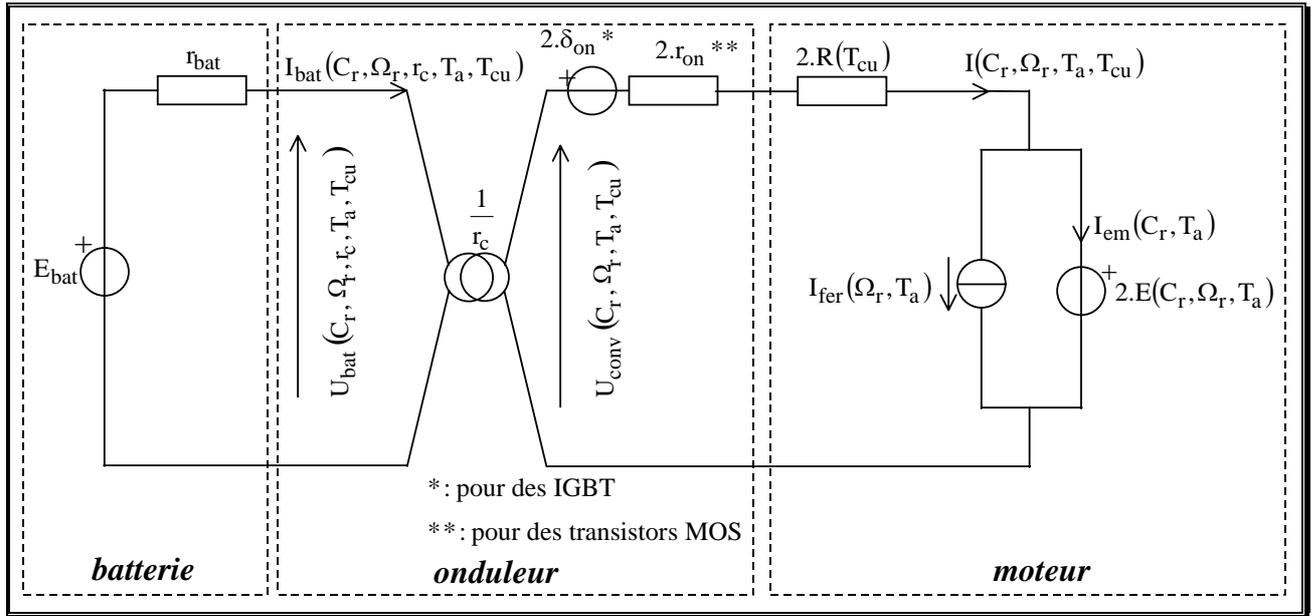


figure 99 : schéma monophasé équivalent du système complet.

2.6.2. Expression du rapport cyclique.

La loi des mailles aux bornes de la batterie fournit l'équation implicite à résoudre pour trouver le rapport cyclique de l'onduleur :

$$E_{bat} = U_{bat}(C_r, \Omega_r, r_c, T_a, T_{cu}) + r_{bat} \cdot I_{bat}(C_r, \Omega_r, r_c, T_a, T_{cu}) \quad (329)$$

Le rapport cyclique, compris entre 0 et 1, est donc fixé par le couple C_r que doit fournir une roue et la vitesse Ω_r qu'elle doit atteindre, pour des températures moyennes du bobinage et des aimants qui valent respectivement T_{cu} et T_{aim} . C'est en fait la seule grandeur de réglage du moteur. On l'asservit à la valeur crête du courant dans une phase I pour réaliser une commande du moteur en courant, autrement dit en couple. Ainsi, une augmentation du rapport cyclique impose-t-elle une accélération du véhicule. Le réglage du rapport cyclique est donc l'analogie du réglage de l'injection par la pédale ou de la poignée d'accélération d'un véhicule à moteur thermique.

2.7. Bilan de puissance global, calcul des différents rendements.

L'objectif de ce paragraphe est d'établir l'expression des rendements des différents éléments du système, de manière à caractériser de leur efficacité en terme de conversion d'énergie. En effet, ces rendements conditionnent grandement l'autonomie du système.

2.7.1. Bilan de puissance du système.

La figure 100 résume les échanges de puissance et les pertes à travers tout le système.

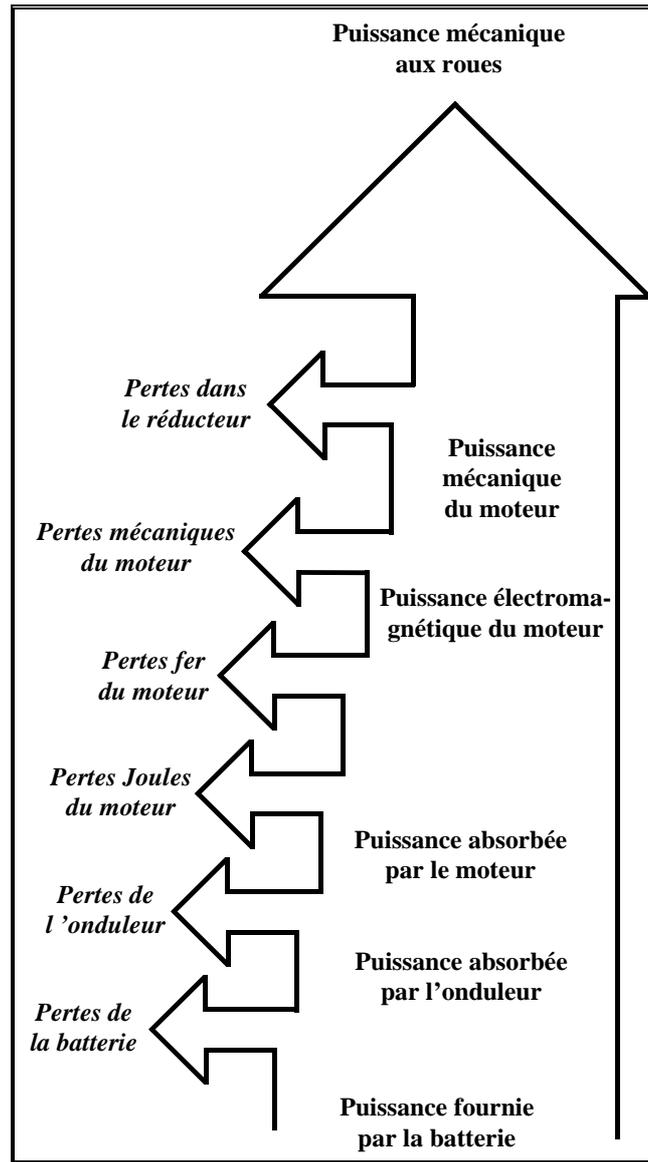


figure 100 : bilan de puissance global du système {batterie + onduleur + moteur}.

2.7.2. Rendement du moteur.

La puissance $P_{a_{mot}}$ absorbée par le moteur vaut :

$$P_{a_{mot}}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{cu}) = U_{mot}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{cu}) I(C_r, \Omega_r, T_a, T_{cu}) \quad (330)$$

La puissance mécanique fournie par le moteur vaut P_{mot} . Donc le rendement du moteur vaut :

$$\eta_{mot}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{cu}) = \frac{P_{mot}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{cu})}{P_{a_{mot}}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{cu})} \quad (331)$$

2.7.3. Rendement de l'onduleur.

Le convertisseur fournit la puissance $P_{a_{mot}}$ au moteur et il absorbe à la batterie la puissance $P_{a_{conv}}$ qui vaut :

$$P_{a_{\text{conv}}}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{\text{cu}}) = U_{\text{bat}} [C_r, \Omega_r, r_c(C_r, \Omega_r, T_a, T_{\text{cu}}), T_a, T_{\text{cu}}] I_{\text{bat}} [C_r, \Omega_r, r_c(C_r, \Omega_r, T_a, T_{\text{cu}}), T_a, T_{\text{cu}}] \quad (332)$$

Donc le rendement du convertisseur vaut :

$$\eta_{\text{conv}}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{\text{cu}}) = \frac{P_{a_{\text{mot}}}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{\text{cu}})}{P_{a_{\text{conv}}}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{\text{cu}})} \quad (333)$$

2.7.4. Rendement de l'ensemble {convertisseur + moteur}.

Le rendement de l'ensemble {convertisseur + moteur} est égal au produit des rendements des deux éléments constitutifs. Il vaut donc :

$$\eta_{\text{mot-conv}}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{\text{cu}}) = \eta_{\text{mot}}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{\text{cu}}) \cdot \eta_{\text{conv}}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{\text{cu}}) \quad (334)$$

2.7.5. Rendement de la batterie.

La batterie fournit la puissance $P_{a_{\text{conv}}}$ à l'onduleur et elle consomme une puissance P_{bat} qui vaut :

$$P_{\text{bat}}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{\text{cu}}) = E_{\text{bat}} \cdot I_{\text{bat}} [C_r, \Omega_r, r_c(C_r, \Omega_r, T_a, T_{\text{cu}}), T_a, T_{\text{cu}}] \quad (335)$$

Donc, le rendement de la batterie vaut :

$$\eta_{\text{bat}}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{\text{cu}}) = \frac{P_{a_{\text{conv}}}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{\text{cu}})}{P_{\text{bat}}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{\text{cu}})} \quad (336)$$

2.7.6. Rendement du système complet.

Le rendement de l'ensemble {batterie + convertisseur + moteur} est égal au produit des rendements des trois éléments constitutifs. Il vaut donc :

$$\eta_{\text{tot}}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{\text{cu}}) = \eta_{\text{mot}}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{\text{cu}}) \cdot \eta_{\text{conv}}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{\text{cu}}) \cdot \eta_{\text{bat}}(C_r, \Omega_r, T_a, T_{\text{cu}}) \quad (337)$$

3. Modélisation numérique.

Nous nous proposons de montrer comment valider et corriger le calcul analytique des performances du paragraphe 2 à l'aide d'un modèle numérique. Nous allons voir que l'approche n'est que semi-numérique. En effet, nous utilisons encore une grande partie des équations du modèle analytique dans lesquelles seulement certaines des grandeurs sont calculées numériquement.

3.1. Calcul du courant électromagnétique.

Nous utilisons les valeurs de $C_{\text{em}_{\text{mot}}}^*(at, T_a)$ (cf. 3.3.2 du chapitre 5) fournies par le modèle numérique. Pour trouver le courant électromagnétique, il faut donc résoudre l'équation suivante :

$$C_{\text{em}_{\text{mot}}}^*(I_{\text{em}}^*, T_a) = C_r \quad (338)$$

sachant que les ampères-tours et le courant électromagnétique sont reliés par la relation :

$$at = \frac{n_s}{N_{\text{bob}_{\text{paral}}}} \cdot I_{\text{em}} \quad (339)$$

où $N_{\text{bob}_{\text{paral}}}$ correspond au nombre de pôles couplés en parallèle dans le moteur.

3.2. Calcul de la force électromotrice du moteur autopiloté.

Nous utilisons les simulations en charges décrites au paragraphe 3.3.2 du chapitre 5. Nous calculons puis nous interpolons l'évolution du flux à travers la phase n°1 : $\phi_1^*(\theta_{rs}, at, T_a)$. En tenant compte de l'inclinaison du stator, nous calculons $\phi_{dec1}^*(\theta_{rs}, at, T_a)$. Ce calcul est uniquement valable dans la séquence d'autopilotage considérée, car en dehors les courants sont répartis différemment.

Dans cette séquence, nous avons
$$\begin{cases} i_1(t) = +I \\ i_2(t) = 0 \\ i_3(t) = -I \end{cases}$$
. Si nous faisons l'hypothèse que les courants restent

constants durant toute la séquence, nous obtenons l'expression de la fém dans la première phase avec la relation suivante :

$$e_1^*(\theta_{rs}, at, T_a, \Omega_{mot}) = \Omega_{mot} \cdot \frac{\partial \phi_{dec1}^*(\theta_{rs}, at, T_a)}{\partial \theta_{rs}} \quad (340)$$

Nous calculons de la même façon $\phi_3^*(\theta_{rs}, at, T_a)$, $\phi_{dec3}^*(\theta_{rs}, at, T_a)$ et $e_3^*(\theta_{rs}, at, T_a, \Omega_{mot})$. Pour cette séquence, la fém E définie au 2.2.3 se calcule par la relation suivante :

$$E^*(at, T_a, \Omega_{mot}) = \frac{1}{2} \cdot \frac{3 \cdot p}{\pi} \cdot \int_{\theta_{rs0}^* - \pi/3 \cdot p}^{\theta_{rs0}^*} [e_1^*(\theta_{rs}, at, T_a, \Omega_{mot}) - e_3^*(\theta_{rs}, at, T_a, \Omega_{mot})] d\theta_{rs} \quad (341)$$

Comme pour le couple électromagnétique, nous obtenons ainsi un tableau de valeurs de la fém dépendant des ampères-tours statoriques et de la température des aimants⁵³. Pour un fonctionnement particulier caractérisé par Ω_r et C_r , il faut d'abord rechercher les ampères-tours (puis le courant électromagnétique) nécessaires pour obtenir le couple demandé à l'aide l'équation implicite 338, puis en déduire par interpolation (dans le tableau) la fém E*. Celle-ci est donc fonction de Ω_r , C_r et T_a .

3.3. Calcul des pertes fer du moteur autopiloté.

Pour calculer les pertes par courants de Foucault et les pertes par hystérésis dans les dents et dans la culasse statorique, nous utilisons les relations 298, 305, 309 et 311. Comme pour la modélisation analytique, nous supposons que les pertes fer ne dépendent que de la vitesse de rotation et pas du couple de charge du moteur. Nous pouvons donc utiliser des simulations en magnétostatique à vide en faisant tourner le rotor par rapport au stator. Cela permet de calculer puis d'interpoler l'évolution des inductions dans la dent et dans la culasse statorique. Nous laissons de côté l'isthme de la dent dont la contribution pour les pertes fer est faible. Nous obtenons donc les fonctions $B_{dv}^*(\theta_{rs}, T_a)$ et

$B_{cs_v}^*(\theta_{rs}, T_a)$. La figure de la page 208 montre l'évolution de ces inductions en fonction de l'angle θ_{rs} pour le moteur 30 kW. A partir de ces fonctions nous calculons numériquement

$$\left\langle \left(\frac{dB_{dv}^*(\theta_{rs}, T_a)}{d\theta_{rs}} \right)^2 \right\rangle_{> 2 \cdot \pi / p} \text{ et } \left\langle \left(\frac{dB_{cs_v}^*(\theta_{rs}, T_a)}{d\theta_{rs}} \right)^2 \right\rangle_{> 2 \cdot \pi / p}$$
. Nous faisons l'hypothèse que l'induction

évolue de la même façon en tout point des dents et qu'il en est de même dans la culasse statorique. En

⁵³ La dépendance de E* par rapport à la vitesse de rotation est linéaire.

conséquence, nous calculons les expressions corrigées des pertes par courant de Foucault à l'aide des relations suivantes :

$$p_{\text{Fouc}_d}^*(T_a) = 2 \cdot k_{\text{Fouc}} \cdot \Omega_{\text{mot}}(\Omega_r)^2 \cdot \left\langle \left(\frac{dB_{d_v}^*(\theta_{rs}, T_a)}{d\theta_{rs}} \right)^2 \right\rangle_{> 2\pi/p} \cdot m_d \quad (342)$$

$$p_{\text{Fouc}_{cs}}^*(T_a) = 2 \cdot k_{\text{Fouc}} \cdot \Omega_{\text{mot}}(\Omega_r)^2 \cdot \left\langle \left(\frac{dB_{d_{cs}}^*(\theta_{rs}, T_a)}{d\theta_{rs}} \right)^2 \right\rangle_{> 2\pi/p} \cdot m_{\text{stat}} \quad (343)$$

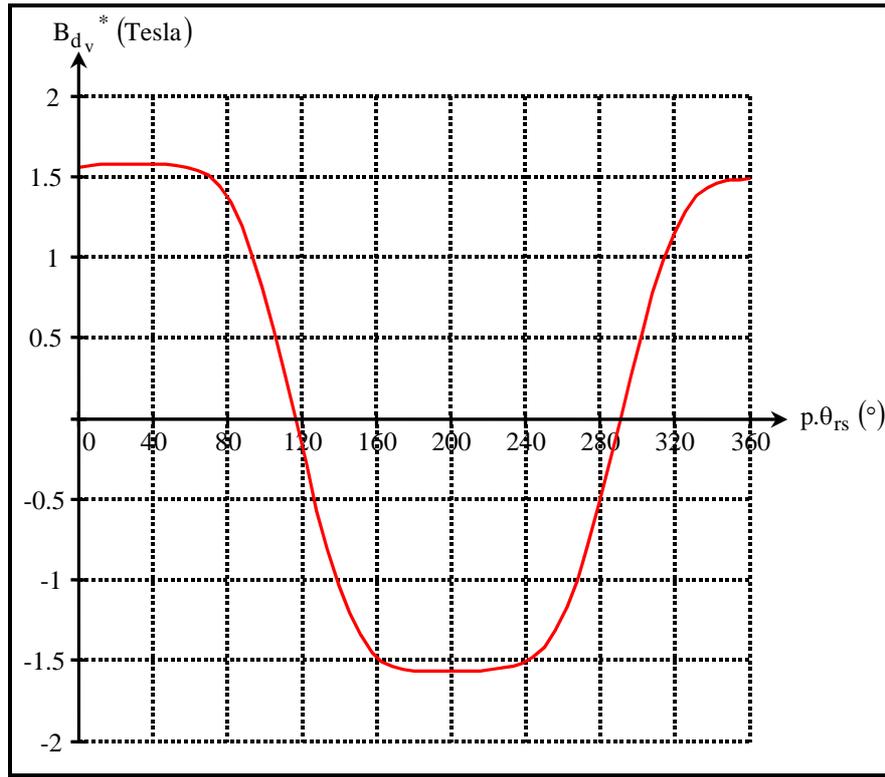


figure 101 : variation de l'induction à vide dans la culasse statorique du moteur 30 kW en fonction de la position du rotor par rapport au stator ($T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$).

Les pertes totales par courants de Foucault valent alors :

$$p_{\text{Fouc}}^*(T_a) = p_{\text{Fouc}_d}^*(T_a) + p_{\text{Fouc}_{cs}}^*(T_a) \quad (344)$$

Nous avons déjà calculé au chapitre précédent les valeurs de $B_{d_v}^*(T_a)$ et $B_{cs_v}^*(T_a)$ (qui sont les valeurs maximales des fonctions $B_{d_v}^*(\theta_{rs}, T_a)$ et $B_{cs_v}^*(\theta_{rs}, T_a)$). En appliquant directement la formule de Steimetz, nous obtenons les expressions suivantes :

$$p_{\text{hyst}_d}^*(\Omega_r, T_a) = p \cdot k_{\text{hyst}} \cdot \Omega_{\text{mot}}(\Omega_r) \cdot B_{d_v}^*(T_a)^2 \cdot m_d \quad (345)$$

$$p_{\text{hyst}_{cs}}^*(\Omega_r, T_a) = p \cdot k_{\text{hyst}} \cdot \Omega_{\text{mot}}(\Omega_r) \cdot B_{cs_v}^*(T_a)^2 \cdot m_{\text{stat}} \quad (346)$$

Les pertes totales par hystérésis s'expriment par :

$$p_{\text{hyst}}^*(\Omega_r, T_a) = p_{\text{hyst}_d}^*(\Omega_r, T_a) + p_{\text{hyst}_{cs}}^*(\Omega_r, T_a) \quad (347)$$

Enfin, les pertes électromagnétiques totales corrigées par le modèle numérique valent :

$$P_{\text{fer}}^*(\Omega_r, T_a) = P_{\text{Fouc}}^*(\Omega_r, T_a) + P_{\text{hyst}}^*(\Omega_r, T_a) \quad (348)$$

et le courant équivalent aux pertes fer vaut :

$$I_{\text{fer}}^*(C_r, \Omega_r, T_a) = \frac{P_{\text{fer}}^*(\Omega_r, T_a)}{2.E^*(C_r, \Omega_r, T_a)} \quad (349)$$

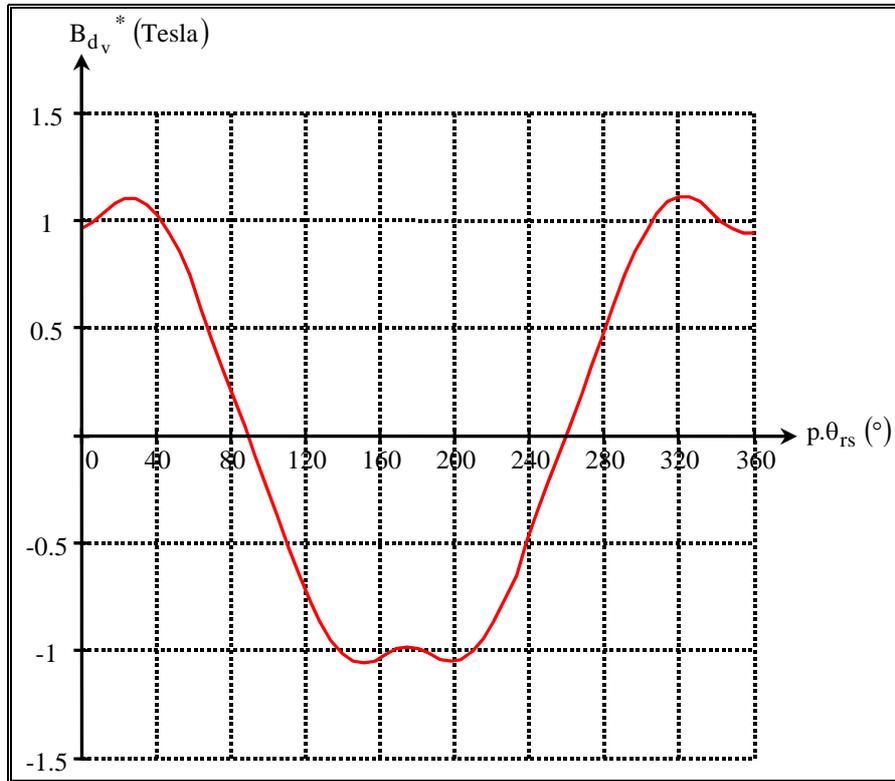


figure 102 : variation de l'induction à vide dans une dent du moteur 30 kW en fonction de la position du rotor par rapport au stator ($T_a = 25^\circ\text{C}$).

3.4. Calcul des autres grandeurs électromagnétiques.

Les autres grandeurs électromécaniques peuvent se calculer à partir des équations 317 à 337 du paragraphe 2 et du schéma électrique équivalent de la figure 99. Nous recalculons ainsi les expressions modifiées du courant dans le moteur, des tensions, des puissances et des rendements.

4. Conclusion.

À partir d'un bilan de puissance généralisé à tout le système, nous avons établi un schéma électrique équivalent qui nous a permis de calculer toutes les grandeurs électromécaniques. La fém et les pertes fer calculées analytiquement puis numériquement, servent à calculer les autres grandeurs par un jeu d'équation analytiques. Dans ce chapitre, nous avons mis en évidence l'influence des températures moyennes des aimants et du bobinage. Dans le chapitre suivant, nous allons donc établir des modèles thermiques du moteur-roue afin de calculer ces deux températures.

Chapitre 7. Modélisation thermique d'un moteur roue synchrone sans balais, à force électromotrice trapézoïdale et de son alimentation.

1. Introduction.

AU cours des deux précédents chapitres, nous avons décrit l'état magnétique et l'état électromécanique du système. Dans les deux cas, nous avons dû faire intervenir les températures moyennes des aimants et du bobinage du moteur. Pour avoir un modèle complet du système, il faut donc calculer ces deux températures. Remarquons qu'au delà de l'influence de celles-ci sur les équations de fonctionnement du système, leur importance est capitale pour fixer les contraintes de dimensionnement du moteur. En effet, la température des aimants ne doit pas dépasser la température maximale de fonctionnement donnée par le constructeur et la température du cuivre ne doit pas dépasser la température maximale spécifiée par la classe d'isolation du moteur. Comme précédemment, nous établissons d'abord un modèle analytique du comportement thermique du moteur, en utilisant une représentation par résistances équivalentes. Ensuite nous présentons un calcul numérique tridimensionnel, utilisant la méthode des éléments finis. Remarquons d'ores et déjà que notre objectif n'est pas de rechercher la meilleure précision possible sur le calcul de la température en tous les points du moteurs, mais « simplement » d'évaluer correctement les échauffements dans les aimants et le bobinage.

2. Calcul analytique des températures dans un moteur-roue synchrone sans balais à structure inversée.

Pour calculer analytiquement les températures dans le moteur-roue, nous allons utiliser une modélisation des échanges de chaleur à l'aide d'un circuit électrique équivalent.

2.1. Modélisation des échanges thermiques par circuit équivalent.

De nombreux auteurs [57] [67], [32] ont montré que tous les échanges thermiques peuvent être modélisés par des résistances équivalentes reliant le flux thermique entre deux points à l'écart de température entre ces deux points. De plus, l'effet d'inertie thermique (correspondant à la chaleur emmagasinée dans le matériau) peut être modélisé par un condensateur équivalent.

2.1.1. Modélisation de la conduction et l'inertie thermique.

Considérons, pour commencer, le cas d'une conduction monodimensionnelle de la chaleur, d'un point A de température T_A vers un point B de température T_B , le point B étant à la distance d_{AB} du point A (cf. figure 103). La conductivité thermique du milieu de transfert de la chaleur est notée λ et nous supposons qu'il existe dans le milieu une densité massique de perte p .

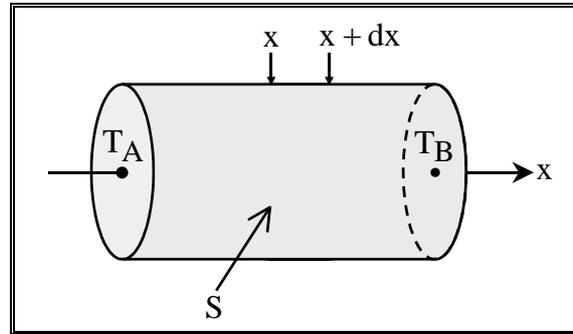


figure 103 : conduction mono-dimensionnelle

Faisons un bilan d'énergie entre les instant t et $t+dt$ dans la portion de milieu conducteur comprise entre x et $x+dx$, de volume $dV = S \cdot dx$, de masse volumique ρ et présentant une variation de température dT . Cette portion reçoit la quantité de chaleur $p \cdot \rho \cdot dV \cdot dt$ due à l'existence de la densité de puissance p supposée homogène et, par conduction, la quantité de chaleur $J_{\text{cond}}(x) \cdot S \cdot dt$. Une partie $\rho \cdot C_v \cdot dV \cdot dT$ de cette chaleur reçue est emmagasinée dans le matériau et une autre partie $J_{\text{cond}}(x+dx) \cdot S \cdot dt$ est cédée par conduction. Le bilan s'écrit donc :

$$p \cdot \rho \cdot dV \cdot dt + J_{\text{cond}}(x) \cdot S \cdot dt = J_{\text{cond}}(x+dx) \cdot S \cdot dt + \rho \cdot C_v \cdot dV \cdot dT \quad (350)$$

Ou en simplifiant :

$$p \cdot \rho \cdot dV \cdot dt = \frac{\partial J_{\text{cond}}}{\partial x} \cdot S \cdot dt + \rho \cdot C_v \cdot dV \cdot dT \quad (351)$$

En appliquant la loi de Fourier (équation 127), nous en déduisons l'équation aux dérivées partielles que vérifie T :

$$\rho \cdot p = -\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \rho \cdot C_v \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \quad (352)$$

En utilisant les conditions aux limites et en supposant que les variations temporelles de T sont homogènes et assimilables aux variations de la température moyenne entre A et B, la résolution de cette équation permet de donner l'expression de $T(x)$:

$$T(x) = \left(\rho \cdot p - \rho \cdot C_v \cdot \frac{dT_{\text{moy}}}{dt} \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot \lambda} \cdot (d_{AB}^2 - x^2) + \frac{T_B - T_A}{d_{AB}} \cdot x + T_A \quad (353)$$

En effectuant les calculs, nous trouvons l'expression de T_{moy} :

$$T_{\text{moy}} = \left(\rho \cdot p - \rho \cdot C_v \cdot \frac{dT_{\text{moy}}}{dt} \right) \cdot \frac{d_{AB}^2}{3 \cdot \lambda} + \frac{T_A + T_B}{2} \quad (354)$$

Nous pouvons modéliser cette équation par le schéma électrique de la figure 104 en introduisant les paramètres suivants :

$$R_A = R_B = \frac{d_{AB}}{2 \cdot \lambda \cdot S} \quad (355)$$

$$R_{moy} = -\frac{d_{AB}}{6 \cdot \lambda \cdot S} \quad (356)$$

$$P = \rho \cdot p \cdot d_{AB} \cdot S \quad (357)$$

$$C = \rho \cdot C_v \cdot d_{AB} \cdot S = m \cdot C_v \quad (358)$$

où q_A et q_B sont les puissances thermiques en A et B, P la puissance totale produite dans le volume considéré et m sa masse.

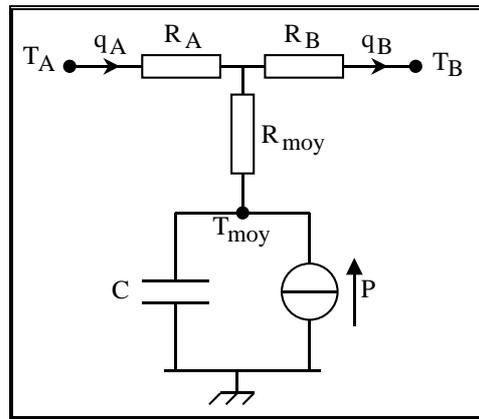


figure 104 : schéma électrique équivalent pour une conduction monodimensionnelle d'un point A vers un point B.

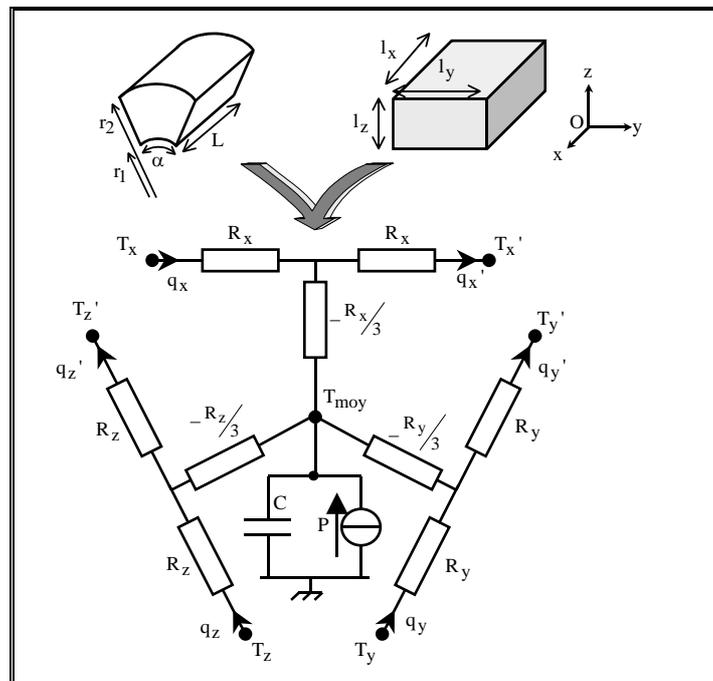


figure 105 : schéma électrique équivalent pour une conduction tridimensionnelle de type cartésienne ou cylindrique.

Nous pouvons généraliser ce résultat à une conduction tridimensionnelle dans une configuration cartésienne ou cylindrique. Dans chacune des trois directions, nous avons un schéma équivalent du même type que celui de la figure 104. Nous obtenons donc le schéma de la figure 105. Pour une configuration cartésienne, les éléments équivalents valent :

$$R_x = \frac{l_x}{2.\lambda_x.l_y.l_z} \quad (359)$$

$$R_y = \frac{l_y}{2.\lambda_y.l_x.l_z} \quad (360)$$

$$R_z = \frac{l_z}{2.\lambda_z.l_x.l_y} \quad (361)$$

$$C = m.C_v \quad (362)$$

Et pour une configuration cylindrique :

$$R_x = \frac{L}{2.\alpha.\lambda_x.(r_2^2 - r_1^2)} \quad (363)$$

$$R_y = \frac{\alpha}{2.\lambda_y.L.\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \quad (364)$$

$$R_z = \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \frac{1}{2.\lambda_z.\alpha.L} \quad (365)$$

$$C = m.C_v \quad (366)$$

2.1.2. Modélisation de la convection.

La puissance thermique de convection q_{conv} qui traverse une surface S vaut :

$$q_{conv} = J_{conv}.S \quad (367)$$

Soit encore :

$$q_{conv} = h_{conv}.(T_{ext} - T).S \quad (368)$$

En introduisant la résistance de convection $R_{conv} = \frac{1}{h_{conv}.S}$, on peut décrire la convection par le schéma électrique de la figure 106.

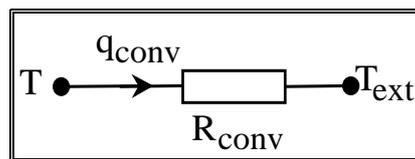


figure 106 : schéma électrique équivalent pour la convection.

2.1.3. Modélisation du rayonnement.

En suivant un raisonnement analogue à la convection, on peut modéliser le rayonnement à l'aide du schéma équivalent de la figure 107, en introduisant la puissance thermique de rayonnement q_{ray} qui traverse la surface S d'un corps et la résistance de rayonnement R_{ray} .

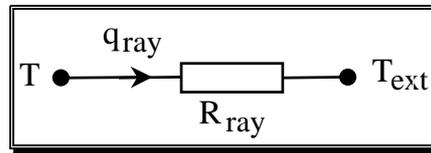


figure 107 : schéma électrique équivalent pour le rayonnement.

2.2. Application à la modélisation analytique des échanges thermiques dans un moteur-roue synchrone sans balais à structure inversée.

Nous décomposons le moteur-roue que nous étudions dans ce mémoire en divers blocs supposés isothermes. La température de chaque bloc est égale à leur température moyenne. Nous tenons compte des échanges de chaleur prépondérants entre les différents blocs. Nous établissons un schéma équivalent global du moteur-roue. Sa mise en équation conduit alors à un système différentiel permettant de calculer l'évolution des températures moyennes dans chaque bloc lorsque les différentes pertes sont connues. Par ailleurs, la solution obtenue lorsque l'on fait tendre t vers l'infini permet de connaître les températures en régime permanent.

2.2.1. Décomposition du moteur en blocs isothermes.

Pour l'étude électromagnétique, tous les matériaux amagnétiques peuvent être assimilés à du vide et on peut alors réduire fortement la description du moteur. Notamment il est tout à fait possible de faire une étude bidimensionnelle, car les phénomènes tridimensionnels sont des effets de bords qui sont négligeables dans la plupart des cas. Pour l'étude thermique, tous les matériaux du moteur, ainsi que son environnement proche, doivent être pris en compte et l'étude est nécessairement tridimensionnelle. Nous allons néanmoins supposer que le moteur possède une symétrie élémentaire d'un pas dentaire, soit $\frac{2\pi}{N_d}$. Cela signifie que l'on peut réduire l'étude thermique du moteur à une

dent et une encoche. La figure 108 montre une coupe transversale et une coupe axiale de la partie étudiée du moteur.

Le fait que toutes les parties du moteur interviennent dans le comportement thermique pose au moins deux problèmes. Le premier est que la description géométrique du moteur devient complexe (comme le montre le schéma de la figure 108). Le second est qu'il est difficile de prévoir avec exactitude la structure mécanique complète du moteur avant sa réalisation. Par conséquent, il est impossible de définir une structure complètement générique. Notamment, il peut exister un circuit de refroidissement ou non. S'il existe, ce circuit diffère d'un moteur à l'autre. Ceci implique qu'il est difficile d'inclure de manière générale les équations analytiques thermiques dans un modèle *dimensionnant*. L'approche reste néanmoins tout à fait valable pour une gamme donnée de machine et ce d'autant plus si l'on cherche uniquement à améliorer les performances de la machine en ne modifiant qu'un nombre restreint de paramètres (bobinage, longueur de fer de la machine, forme de la tôle,...). Dans la

structure simplifiée considérée ici, nous supposons que le refroidissement est dû à la seule convection naturelle. Cela reste envisageable pour des moteurs-roues de faible puissance où les pertes sont réduites et où la rotation du rotor extérieur doit suffire à refroidir le moteur.

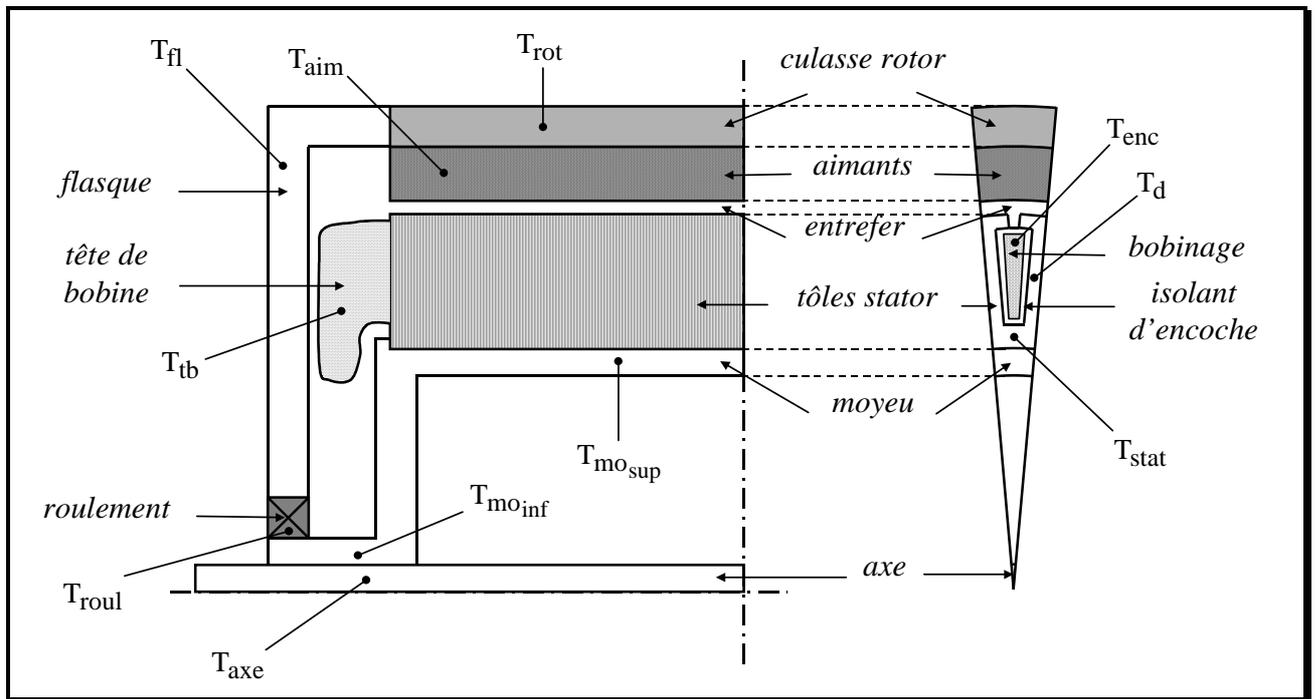


figure 108 : coupes axiales et transversal idéalisée d'un moteur-roue synchrone sans balais à structure inversée.

A partir du schéma de la figure 108, nous définissons les blocs isothermes suivants et leurs températures moyennes respectives :

- culasse rotorique : T_{rot} ;
- aimants : T_{aim} ;
- flasque : T_{fl} ;
- dents du stator : T_{dent} ;
- culasse statorique : T_{stat} ;
- cuivre dans les encoches statoriques : T_{enc} ;
- cuivre des têtes de bobine : T_{tb} ;
- partie supérieure du moyeu : $T_{mo_{sup}}$;
- partie inférieure du moyeu : $T_{mo_{inf}}$;
- roulement : T_{roul} ;
- axe de soutien de la machine : T_{axe} ;
- milieu extérieur : T_{ext} .

La température moyenne du cuivre T_{cu} considérée dans les chapitres précédents est obtenue à partir des températures moyennes T_{enc} et T_{tb} respectivement dans l'encoche et dans les têtes de bobine par la relation suivante :

$$T_{cu} = \frac{m_{cu_{enc}} \cdot T_{enc} + m_{cu_{tb}} \cdot T_{tb}}{m_{cu_{enc}} + m_{cu_{tb}}} \quad (369)$$

Il s'agit en fait d'une moyenne des températures au prorata des masses de chaque portion de cuivre. En utilisant le facteur k_{tb} défini au chapitre 4, nous obtenons :

$$T_{cu} = (1 - k_{tb}) \cdot T_{enc} + k_{tb} \cdot T_{tb} \quad (370)$$

2.2.2. Description des échanges thermiques prépondérants entre les différents blocs isothermes.

Les différents blocs isothermes échangent entre eux de l'énergie par conduction et/ou convection et/ou rayonnement. Sur la figure 109, nous avons représenté l'allure des flux thermiques prépondérants (a priori) dans la portion considérée de moteur-roue. Dans le tableau 17, nous avons résumé tous les échanges correspondants. Nous avons noté avec les abréviations Cond, Conv et Ray respectivement les échanges par conduction, par convection et par rayonnement. Nous n'avons pas rempli la partie inférieure du tableau qui se déduit par *transposition* de la partie supérieure, puisque nous y retrouvons les mêmes couples de blocs isothermes, et nous avons noté par une \times les cas où les échanges sont négligeables ou nuls.

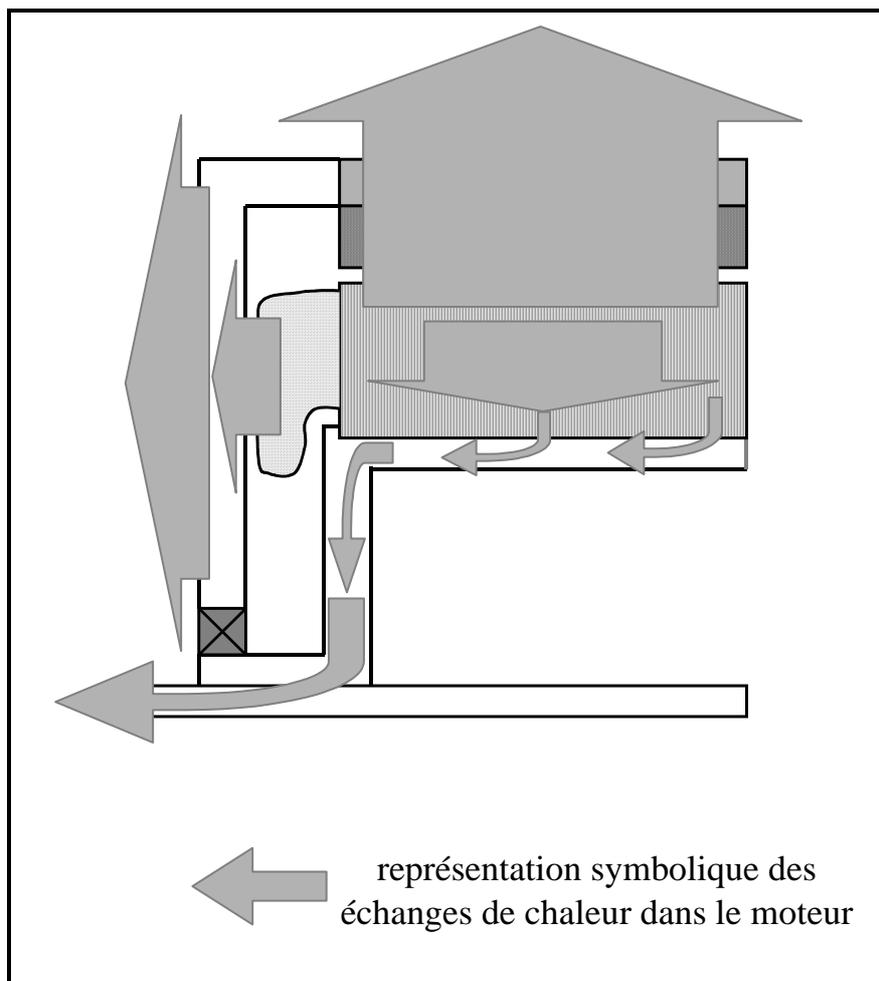


figure 109 : allures des flux de chaleur dans un moteur-roue synchrone sans balais à structure inversée.

tableau 17 : tableau récapitulatif des échanges thermiques qui existent entre les différents blocs isothermes.

	T_{rot}	T_{aim}	T_f	T_{dent}	T_{stat}	T_{enc}	T_{tb}	$T_{moy_{sup}}$	$T_{moy_{inf}}$	T_{roul}	T_{axe}	T_{ext}
T_{rot}	-	Cond	Cond	×	×	×	×	×	×	×	×	Conv et Ray
T_{aim}	-	-	×	Conv	×	Conv	×	×	×	×	×	×
T_f	-	-	-	×	×	×	Conv	×	×	Cond	×	Conv et Ray
T_{dent}	-	-	-	-	Cond	Cond	×	×	×	×	×	×
T_{stat}	-	-	-	-	-	Cond	×	Cond	×	×	×	×
T_{enc}	-	-	-	-	-	-	Cond	×	×	×	×	×
T_{tb}	-	-	-	-	-	-	-	×	×	×	×	×
$T_{moy_{sup}}$	-	-	-	-	-	-	-	-	Cond	×	×	×
$T_{moy_{inf}}$	-	-	-	-	-	-	-	-	-	Cond	Cond	×
T_{roul}	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	×	×
T_{axe}	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	Conv et Ray
T_{ext}	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

2.2.3. Schéma thermique équivalent d'un moteur-roue synchrone sans balais à structure inversée.

Les échanges définis dans le tableau 17 peuvent tous être modélisés par des résistances thermiques équivalentes conformément à ce qui a été expliqué au paragraphe 2.1 de ce chapitre. Nous aboutissons alors au schéma équivalent de la figure 110. Nous ne détaillons pas le calcul (mécanique et très rébarbatif) des différentes résistances thermiques du schéma. Nous donnons simplement dans l'annexe 6 l'expression de toutes les résistances en fonction des paramètres géométriques et thermo-physiques du moteur. Remarquons que certaines résistances ne sont pas constantes, mais dépendent de la température de blocs isothermes qui leur sont voisins. Les pertes imposées sont calculées pour un point de fonctionnement donné, c'est-à-dire pour un couple et une vitesse. Il est clair que pour être parfaitement rigoureux, il faudrait réaliser un couplage fort des modèles magnétiques et électromécaniques avec ce modèle, par l'intermédiaire des pertes ; en effet, le courant dans le moteur dépend de la température du cuivre et des aimants par l'intermédiaire des équations des modèles *électro-magnéto-mécaniques*, et ces températures dépendent des pertes Joule, donc du courant. Nous travaillons actuellement sur ce point précis, mais l'état d'avancement ne permet pas encore de fournir des résultats convaincants.

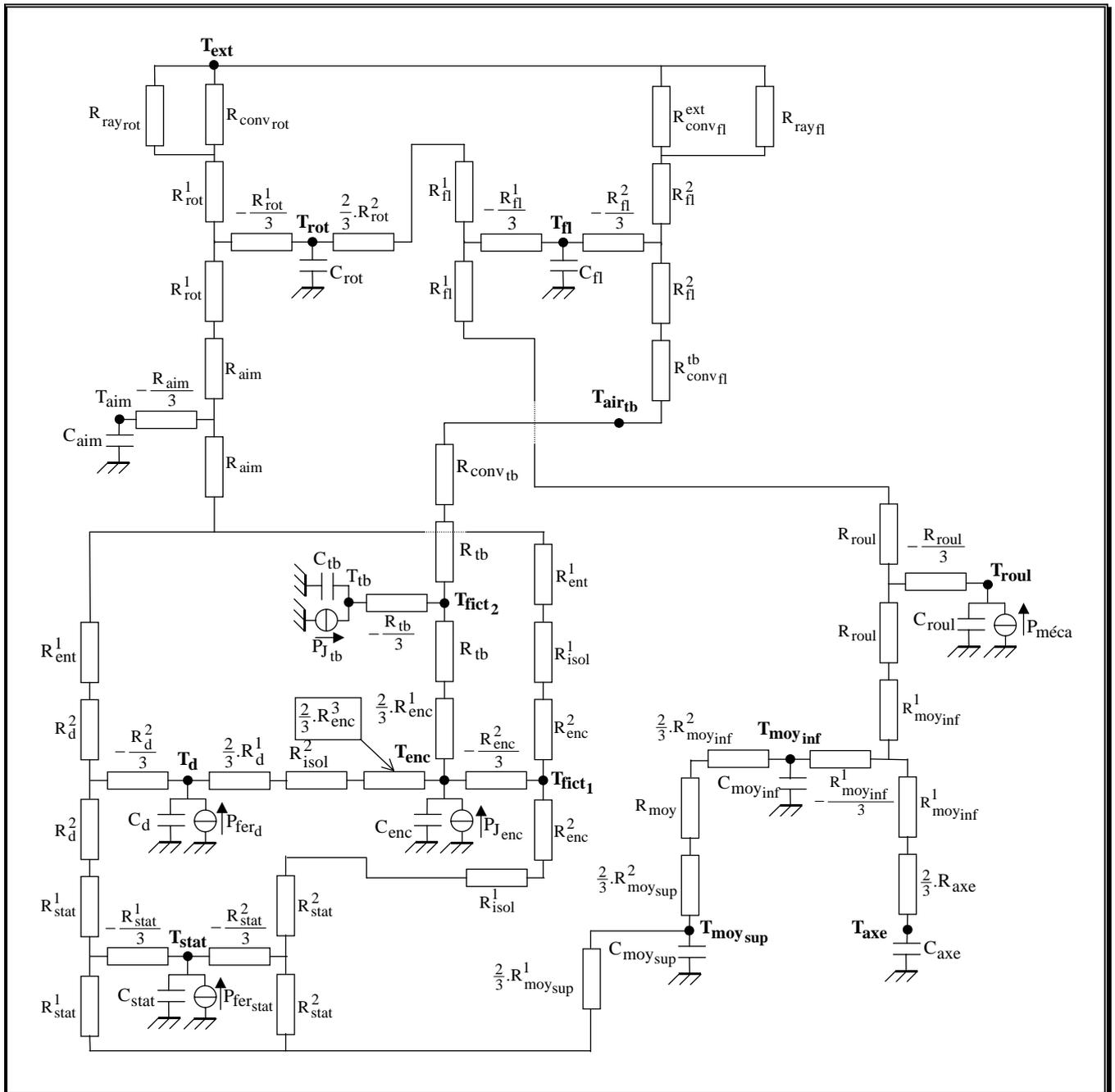


figure 110 : schéma équivalent des échanges thermiques dans un moteur-roue synchrone sans balais à structure inversée.

2.2.4. Mise en équation.

La mise en équation est réalisée en appliquant le théorème de Millmann en chaque nœud du circuit. Pour cela, nous sommes obligés d'introduire des températures fictives à tous les nœuds qui ne correspondent pas à la température moyenne d'un bloc supposé isotherme. Par exemple, nous pouvons écrire l'équation suivante au nœud concernant la température T_{enc} :

$$\frac{T_{enc} - T_d}{\frac{2}{3} \cdot R_{enc}^3 + R_{isol}^2 (T_{enc}) + \frac{2}{3} \cdot R_d^1} + \frac{T_{enc} - T_{fict1}}{-R_{enc}^3/3} + \frac{T_{enc} - T_{fict2}}{R_{tb}(T_{tb}) + \frac{2}{3} \cdot R_{enc}^1} + C_{enc} \frac{dT_{enc}}{dt} = P_{J_{enc}} \quad (371)$$

Le couplage avec les modèles précédents se fait en remarquant que $P_{J_{enc}}$ dépend de T_{cu} et de T_{enc} .

Ainsi, nous obtenons un système différentielle non linéaire du premier ordre du type :

$$\frac{dX}{dt} = A(X).X + B(X).U \quad (372)$$

où :

- X est un vecteur contenant, d'une part, les onze températures inconnues des blocs isothermes et, d'autre part, les quatorze températures fictives que nous avons introduites dans les équations ;
- A est une matrice carrée d'ordre vingt-cinq dont certains coefficients dépendent des températures des blocs isothermes ;
- U est un vecteur correspondant aux sources de chaleur (les pertes) et aux conditions extérieures (la température ambiante) ; si nous ne réalisons pas de couplage fort, il est indépendant de X ;
- B est aussi une matrice carrée d'ordre vingt-cinq et dont certains coefficients dépendent aussi des températures des blocs isothermes.

La résolution de ce système différentiel est réalisée par une méthode numérique (Runge-Kutta par exemple).

2.2.5. Remarques sur le caractère analytique de la modélisation.

Remarquons qu'il est alors difficile de définir la frontière entre modèle analytique et numérique. En effet, si nous avons pu écrire explicitement les équations permettant d'obtenir les valeurs des températures en plusieurs points de la machine, et notamment aux deux points névralgiques que sont les bobinages et les aimants, la détermination des températures, que ce soit en régime transitoire ou en régime permanent ($\frac{dX}{dt} = 0$), ne peut se faire que numériquement, et il est impossible de donner des expressions analytiques explicites des températures. Nous avons déjà soulevé le problème dans le chapitre 5 au sujet du calcul du coefficient de saturation magnétique du moteur. En fait, nous pouvons finalement apporter cette définition très subjective d'un modèle analytique : *il s'agit d'un modèle dont les paramètres sont liés par des relations analytiques explicites, quand bien même il n'est pas possible de donner l'expression explicite de tous les paramètres.*

2.2.6. Echauffements adiabatiques.

La modélisation analytique développée dans ce paragraphe est relativement complexe à mettre en œuvre. Pour de fortes montées en température, obtenues lorsque le moteur fournit un couple très important (ascension d'une pente élevée par exemple), nous pouvons majorer les échauffements du cuivre en supposant que toute l'énergie produite par effet Joule est emmagasinée dans le bobinage. Cette hypothèse est un peu grossière, mais elle a le mérite d'imposer une contrainte forte en terme de dimensionnement. En effet, étant pessimiste, nous sommes assuré que les échauffements à couple élevé ne seront pas rédhibitoires. L'échauffement adiabatique du cuivre $\Delta T_{cu_{ad}}$ s'exprime en fonction des pertes Joule P_J et du temps d'échauffement Δt :

$$\Delta t_{cu_{ad}} = \frac{m_{cu} \cdot C_{P_{cu}}}{P_J} \cdot \Delta T. \quad (373)$$

3. Calcul numérique des températures dans un moteur-roue synchrone sans balais à structure inversée.

3.1. Position du problème.

Dans la modélisation analytique du paragraphe précédent, nous avons considéré une structure idéalisée afin que l'approche soit la plus générique possible. Pour autant, comme nous l'avons déjà remarqué, cette approche est limitée car :

- nous avons supposé qu'il n'y avait aucun circuit de refroidissement ;
- nous avons simplifié la structure géométrique et les échanges thermiques.

Nous envisageons donc de compléter l'étude analytique par une modélisation numérique [68], [69]. Celle-ci permet de tenir compte de toutes les subtilités mécaniques du moteur et de tous les transferts de chaleur. Néanmoins, une étude précise nécessiterait un couplage fort entre la mécanique des fluides et la thermodynamique, de façon à modéliser correctement les phénomènes de convection.

Dans un premier temps, nous avons exclu les cas où le refroidissement du moteur est réalisé par la circulation d'un fluide dans un circuit, et nous avons utilisé le logiciel FLUX3D de calcul tridimensionnel électromagnétique et thermique par la méthode des éléments finis. Remarquons d'emblée que ce logiciel ne permet que de faire une étude en régime permanent. Comme nous ne pouvons malheureusement pas étudier les montées en température (régimes transitoires), les résultats obtenus doivent être considérés avec un regard critique. En effet, pour des points de fonctionnement très contraignants, les températures en régime permanent peuvent être très élevées sans que cela ne pose un grand problème d'un point de vue pratique si la constante de temps est grande (par exemple supérieure à l'autonomie du système). Les simulations sont donc essentiellement intéressantes pour les points de fonctionnement qui sont statistiquement les plus courants (et pour lesquels on atteint le régime permanent).

Nous décrivons donc comment utiliser ce logiciel pour valider le comportement thermique du moteur-roue considéré. Remarquons que, concernant les prototypes conçus à l'Institut de Génie Energétique, cette approche convient uniquement au moteur de vélo (cf. annexe 1) mais nullement au moteur 30 kW dont le refroidissement est réalisé par circulation forcée d'un liquide caloporteur à travers les tôles statoriques et au voisinage des têtes de bobine.

Nous illustrons nos explications en traitant précisément le cas du moteur de vélo. Cette étude a été réalisée en grande partie lors d'un stage de DESS en génie thermique [59] ; nous renvoyons le lecteur au rapport de ce stage pour obtenir des informations plus précises.

3.2. Description de la structure modélisée.

3.2.1. Structure géométrique.

Comme dans le cas de la modélisation magnétique, le travail commence par une description géométrique du moteur. Néanmoins, cette étape est plus complexe en trois dimensions, car il s'agit de décrire des volumes, en plus des points, des lignes et des surfaces. Nous n'entrons pas dans le détail de cette étape très technique qui obéit à des règles propres au logiciel. Nous montrons sur la figure 111 une vue d'ensemble du moteur. Remarquons que, comme pour la modélisation analytique, nous avons réduit la description géométrique à un pas dentaire. De la figure 112 à la figure 114 nous précisons certains détails du moteur permettant d'avoir une idée de la complexité du modèle.

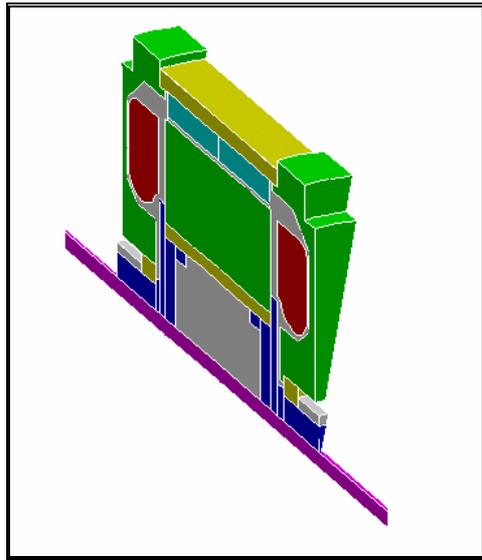


figure 111 : vue d'ensemble des régions volumiques du moteur-roue de vélo.

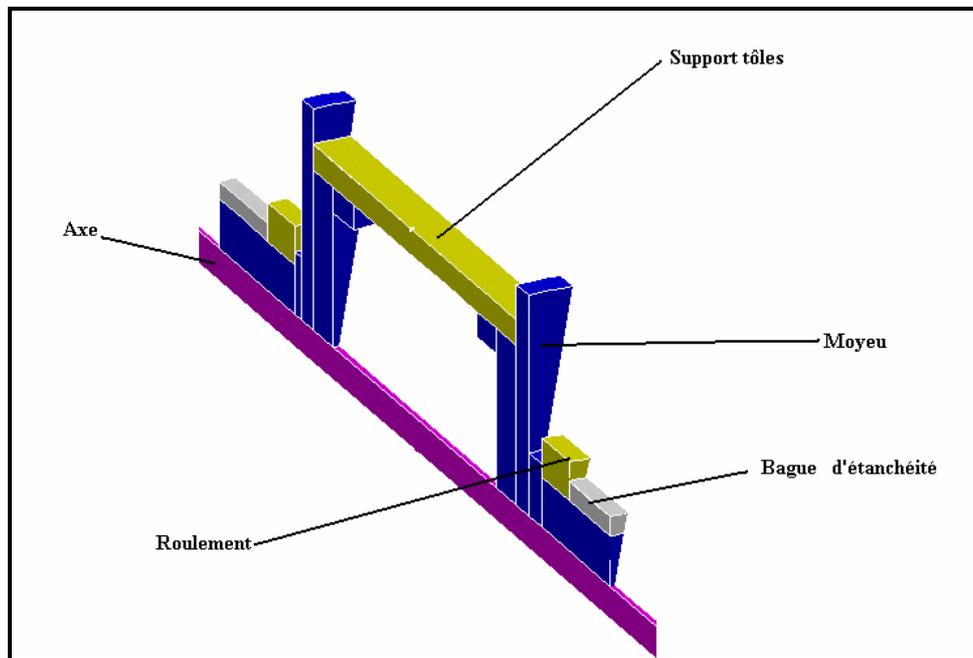


figure 112 : détail des pièces supportant le stator.

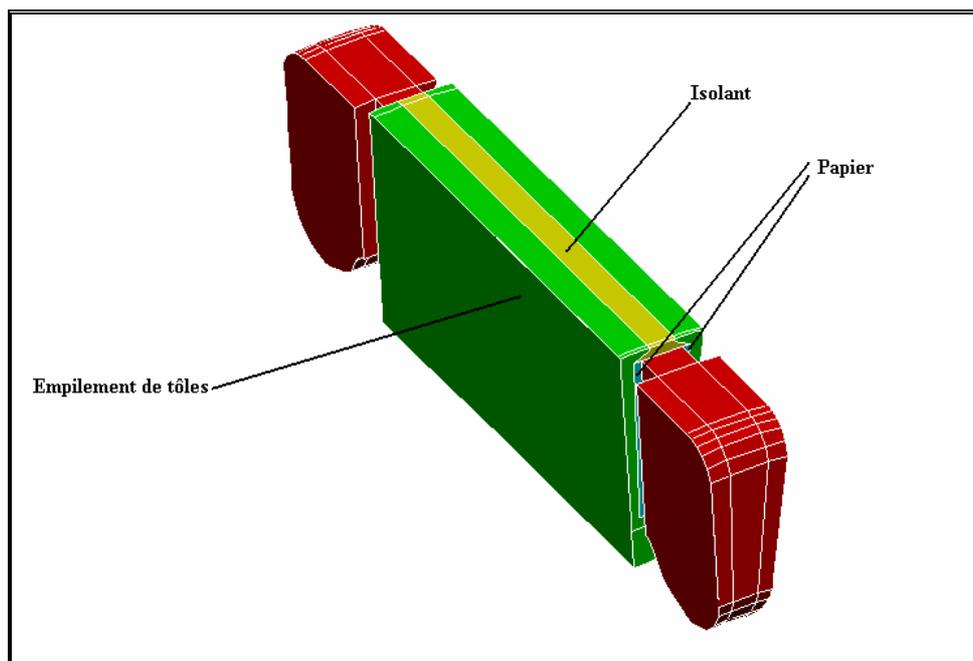


figure 113 : détail des tôles statoriques et du bobinage.

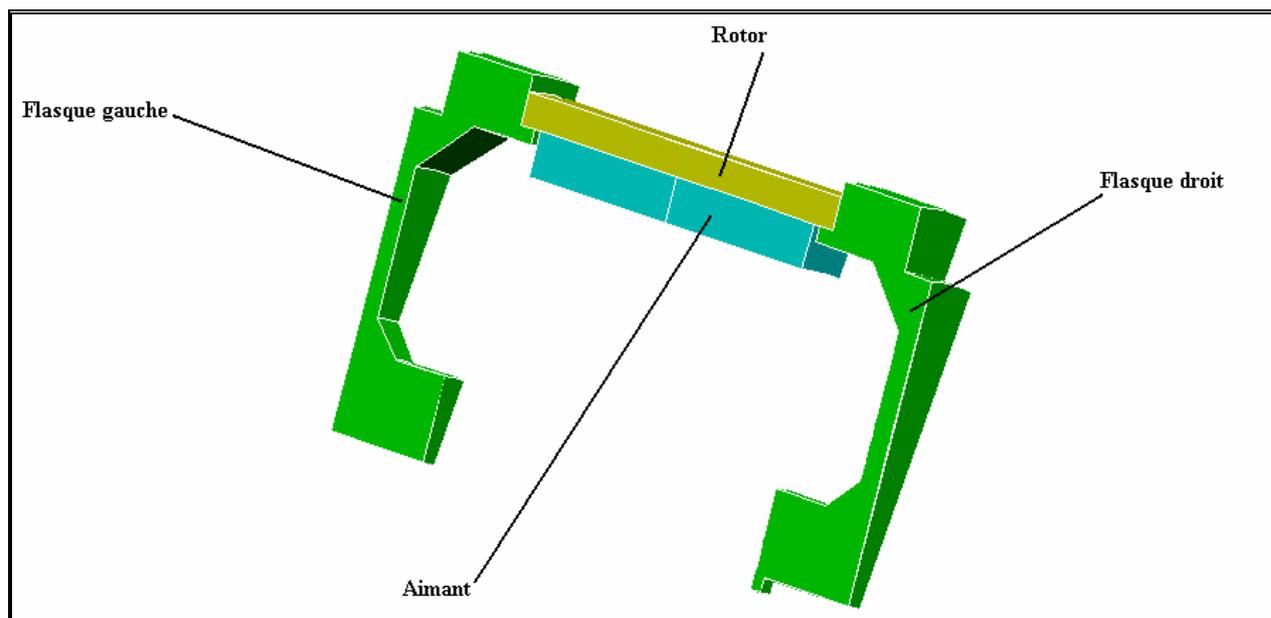


figure 114 : détail des parties tournantes du moteur.

3.2.2. Maillage de la structure.

Le maillage de la structure est réalisé en imposant une longueur de maille en tous les points de la structure. Cela permet de l'adapter pour obtenir le meilleur compromis entre le temps des calculs et la précision des résultats. Les zones nécessitant un maillage fin sont celles à fort gradient de température (isolant de l'encoche, entrefer,...). Pour le moteur de vélo, nous avons choisi des longueurs de maille variant entre 0,5 mm et 3 mm selon les régions.

3.2.3. Propriétés physiques.

Le tableau 18 résume les différents matériaux utilisés pour la modélisation du moteur de vélo et précise les valeurs numériques de leur conductivité. Nous avons déterminé les conductivités équivalentes des bobinages à l'aide de la méthode numérique présentée au chapitre 4. Certains volumes d'épaisseur très faible, tel que le vernis d'imprégnation du moteur ou la frette de l'aimant, ont été définis à l'aide d'une région surfacique (cf. figure 115). L'intérêt est qu'il n'est pas nécessaire de la mailler avec des éléments volumiques, même si, d'un point de vue physique, le logiciel lui attribue une épaisseur et des propriétés physiques comme aux régions volumiques.

tableau 18 : tableau récapitulatif des matériaux et des conductivités des différentes régions volumiques constitutives du modèle du moteur de vélo.

Région volumique	Matériaux	Conductivité	
		Type	Valeur numérique ($W.m^{-1}.K^{-1}$)
Rotor	Acier	Isotrope	51
Aimant	Aimant Nd-Fe-B	Isotrope	9
Air chignon droit	Air	Isotrope	0,02454
Air chignon gauche	Air	Isotrope	0,02454
Entrefer	Air	Isotrope	0,03365
Air sous stator	Air	Isotrope	0,0265
Flasques droit et gauche	Aluminium	Isotrope	210
Bagues d'étanchéité	Matériau homogénéisé	Isotrope	50
Stator	Aluminium	Isotrope	210
Frette	Frette	Isotrope	0,15
Chignon droit	Cuivre + isolant	Isotrope	0,21167
Chignon gauche	Cuivre + isolant	Isotrope	0,21167
Cuivre dans l'encoche	Cuivre + isolant	Anisotrope	X : 189,39 Y : 0,21167 Z : 0,21167
Axe	Acier	Isotrope	51
Isolant		Isotrope	0,15
Papier	Papier	Isotrope	0,14
Roulements	Matériau homogénéisé	Isotrope	50
Support tôles	Aluminium	Isotrope	210
Tôles	Tôles magnétiques	Anisotrope	X : 0,6868 Y : 22,314 Z : 22,314
Vernis	Vernis	Isotrope	0,15

Pour un point de fonctionnement donné, les sources de chaleur correspondent aux pertes qui ont été calculées précédemment avec les modèles numériques. Nous plaçons une densité de puissance constante dans le bobinage des encoches et des têtes de bobines et dans le stator. Nous n'avons pas séparé les pertes fer des dents et de la culasse statorique.

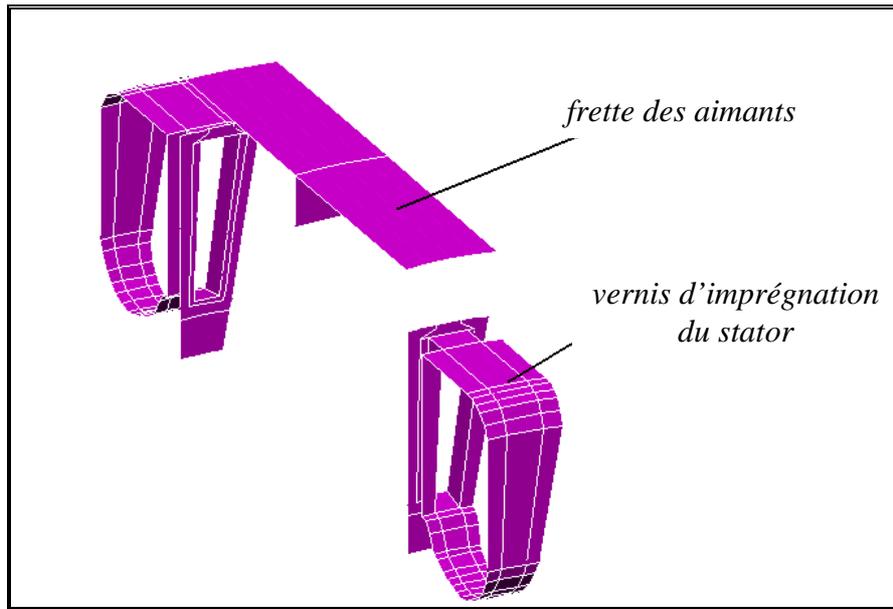


figure 115 : régions surfaciques définies pour la modélisation numérique 3D du comportement thermique du moteur de vélo.

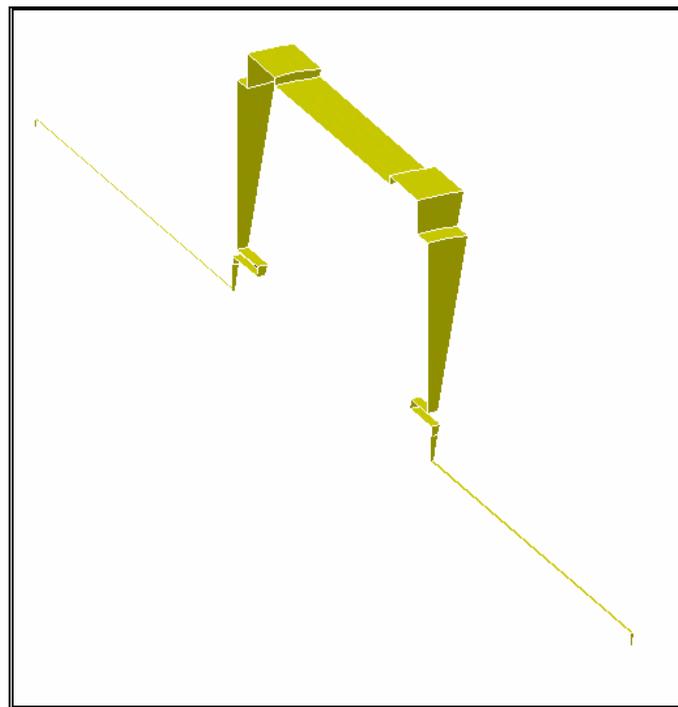


figure 116 : surfaces d'application des conditions aux limites.

3.2.4. Conditions aux limites.

La figure 116 montre les surfaces sur lesquelles nous devons appliquer les conditions aux limites. Dans notre cas, elles sont de deux types. Soit il s'agit de la mise au point d'un modèle très précis d'un prototype existant et déjà expérimenté, et alors on place directement une condition de Dirichlet sur la surface en utilisant des relevés de température de surface (par exemple à l'aide d'une caméra

infrarouge). Cette approche convient bien pour « caler » un modèle, car nous utilisons une condition aux limites correspondant à la réalité.

Soit il s'agit de simuler un moteur non construit. Alors les simulations numériques ne sont qu'une étape d'un long processus de conception, et il est bien difficile de dire quelle est la température de surface à l'extérieur du moteur. La solution est d'appliquer une condition de convection. Dans ce cas, nous avons utilisé les coefficients de convection calculés numériquement à l'aide du logiciel FLUENT (cf. chapitre 4).

3.3. Description des simulations réalisées.

Nous réalisons plusieurs simulations pour des points de fonctionnements représentant correctement le fonctionnement réel du moteur : vitesse maximale sur du plat, ascension d'une pente difficile, ... Par ailleurs, nous proposons en plus de réaliser un couplage faible avec l'électromécanique, de façon à corriger les pertes Joule du moteur en fonction de la température du cuivre et des aimants.

Nous partons du fait que les pertes Joule ont la forme suivante :

$$P_J = k_{P_J} \cdot R \cdot I^2 \quad (374)$$

où R est la résistance d'une phase, I le courant dans la phase et k_{P_J} un coefficient de proportionnalité.

La résistance des enroulements dépend de la température du cuivre par une relation linéaire du type :

$$R(T_{Cu}) = R_0 \cdot (1 + \alpha_{Cu} \cdot (T_{Cu} - T_{Cu_0})) \quad (375)$$

De plus, nous supposons que le couple électromagnétique C est proportionnel à la valeur du courant I et à l'induction dans l'entrefer B_e :

$$C = k_C \cdot B_e \cdot I \quad (376)$$

et que l'induction dans l'entrefer est proportionnelle à l'induction rémanente de l'aimant qui dépend de la température par une relation linéaire :

$$B_e = B_{e0} \cdot (1 - \Delta B_r \cdot (T_{aim} - T_{aim0})) \quad (377)$$

Nous en déduisons une expression simple des pertes Joule en fonction de la température du cuivre et de celle des aimants, pour un couple donné :

$$P_J = P_{J0} \cdot \frac{1 + \alpha(T_{Cu} - T_{Cu_0})}{1 - \Delta B_r (T_{aim} - T_{aim0})} \quad (378)$$

où P_{J0} est sont les pertes Joule pour les températures T_{Cu_0} et T_{aim0} .

Fort de cette relation, nous avons calculé itérativement les températures T_{Cu} et T_{aim} , en réalisant de multiples simulations, jusqu'à ce que la relation ci-dessus soit vérifiée. Pour cela, nous avons suivi l'algorithme décrit sur la figure 117. Le logiciel FLUX3D possède un langage de commande propre qui permet de mettre en œuvre cet organigramme. Le principal inconvénient de la méthode est qu'elle nécessite beaucoup d'itérations pour converger (quelques dizaines selon les cas). Par ailleurs, il existe des cas de non convergence que nous n'avons pas su clairement interpréter. Nous proposons deux explications possibles. La première est que le point initial est peut-être trop éloigné de la solution et que l'algorithme, trop peu élaboré, ne permet pas de faire converger les calculs. La seconde est que le cuivre n'est pas vraiment isotherme. Donc la température moyenne n'a pas vraiment de sens et il faudrait réaliser une couplage sur des volumes plus réduit (au mieux sur les éléments finis volumique). Pour autant, même lorsque le calcul converge, il nécessite quelque dizaines d'itérations et cela correspond à quelques heures de calcul, ce qui est un peu long dans un pur objectif de conception.

Remarquons que l'amélioration de la méthodologie doit certainement pouvoir permettre de converger plus rapidement, rendant ainsi l'approche plus efficace.

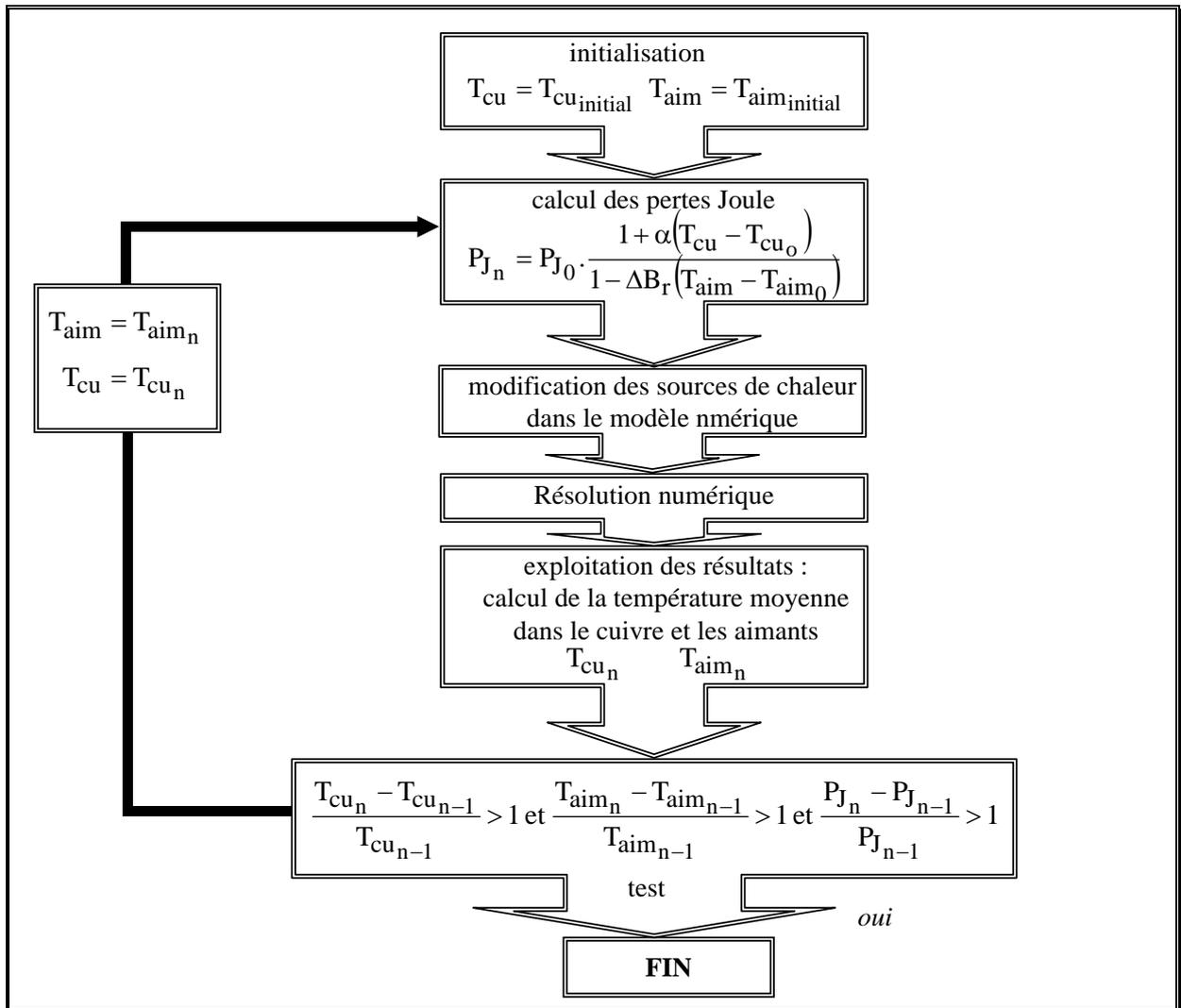


figure 117 : organigramme de correction des pertes Joules d'un moteur à aimant en fonction de la température du cuivre et des aimants.

4. Conclusion.

Dans ce chapitre, conformément à notre objectif, nous avons présenté deux modèles pour apprécier le comportement thermique d'un moteur synchrone sans balais à structure inversée ; l'un est analytique et l'autre numérique. Dans les deux cas, nous n'avons pas modélisé de circuit de refroidissement. L'approche analytique repose sur une modélisation des échanges de chaleur par résistances équivalentes et des condensateurs équivalents. Dans ce cas, nous pouvons donc traiter les régimes transitoires et apprécier les constantes de temps des échauffements. L'approche numérique utilise la méthode des éléments finis en trois dimensions. L'intérêt est alors de décrire la structure géométrique le plus précisément possible. En revanche, il est impossible de tenir compte du temps et nous ne pouvons étudier que les régimes permanents. Nous avons en outre proposé une correction des pertes Joule en tenant compte des températures du cuivre et de bobinage. Cela permet d'obtenir finalement des pertes Joule et des températures cohérentes entre elles.

Ce travail de modélisation thermique nécessite encore beaucoup d'améliorations, tant d'un point de vue analytique que numérique. Il ouvre des perspectives nouvelles. Notamment, le couplage du modèle thermique avec les autres modèles est un objectif très intéressant afin de mieux comprendre et quantifier les interactions entre les différents paramètres physiques du système.

Nous disposons donc maintenant d'un jeu de modèles numériques et analytiques décrivant les divers aspects physiques du comportement du moteur. Il convient d'abord de vérifier la validité de ces modèles. Pour cela, nous allons comparer les approches analytiques et numériques à des résultats expérimentaux. Ensuite, nous pourrons intégrer ces modèles au sein d'une procédure globale de conception.

- PARTIE C -

ASPECTS EXPÉRIMENTAUX ET MISE EN OEUVRE DE LA PROCÉDURE DE DIMENSIONNEMENT

Dans la partie précédente, nous avons modélisé analytiquement et numériquement le moteur synchrone sans balais à structure inversé alimenté par des créneaux de courants. Il convient maintenant de valider ces modèles à l'aide d'essais expérimentaux, avant de les intégrer dans une procédure de dimensionnement. Pour les essais, nous disposons de deux prototypes qui nous ont permis de mesurer la majeure partie des grandeurs électromécaniques et thermiques intervenant dans les équations de la partie B. La fin de ce mémoire sera consacrée à la mise en œuvre de la procédure de dimensionnement décrite sur la figure 22 du chapitre 2. Nous mettrons en évidence la pertinence de cette méthode à partir de l'exemple pratique concernant l'optimisation d'un moteur-roue pour l'assistance du pédalage.

Chapitre 8. Aspects expérimentaux et validation des modèles.

1. Introduction.

L'OBJECTIF de ce chapitre est de valider les modèles théoriques analytiques et numériques présentés au cours de la partie B. Pour cela, nous avons utilisé deux prototypes.

Le premier est un moteur de 30 kW à 400 tr/min, capable d'un couple de 6000 N.m dans les phases de démarrage. Il est intégrable dans une roue de 22'' et il est destiné à la traction de véhicules blindés légers ou de bus électriques. Le calcul magnétique de ce prototype a été mené à l'IGE et la réalisation a été faite par les sociétés Gec Alsthom Moteur (à Nancy) et Technicréa (à Belfort). Son alimentation est un onduleur de tension régulé en courant et utilisant des transistors IGBT. Elle a été conçue par le GREEN et réalisée par la société Barème. Remarquons que ce moteur-roue a été développé avec le soutien financier de la Direction Générale de l'Armement. Le détail des paramètres de construction sont fournis dans l'annexe 1 de ce mémoire.

Le second est un moteur de 200 W à 200 tr/min, capable d'un couple maximal de 25 N.m. Ce moteur, de diamètre extérieur 150 mm et de masse 6 kg, est intégré dans la roue d'un vélo. De même que pour le moteur 30 kW, la conception électromagnétique a été menée au sein de l'IGE et la conception mécanique au sein de la société Technicréa. L'Ecole d'Ingénieur du Canton de Neuchâtel s'est chargée de la conception de l'alimentation (un onduleur de tension régulé en courant à transistor MOS) et de l'intégration du moteur dans le vélo. Le détail des paramètres de construction sont fournis dans l'annexe 2 de ce mémoire.

Dans un premier temps, nous décrivons les dispositifs expérimentaux permettant les essais des deux moteurs prototypes. Puis nous reprenons les modèles magnétiques, électromécaniques et thermiques, les uns après les autres afin de comparer les résultats fournis par ces deux modèles théoriques aux résultats expérimentaux. Remarquons que dans l'exploitation des calculs analytiques, toutes les expressions sous la forme de séries ont été évaluées en utilisant six harmoniques. Une étude de convergence sur les toutes les séries relatives aux deux moteurs a montré que, pour dix, puis vingt harmoniques, la différence entre les trois résultats n'excédait jamais deux pour cent.

2. Description des dispositifs expérimentaux.

Dans ce paragraphe, nous décrivons l'environnement expérimental des deux prototypes.

2.1. Cas du moteur 30 kW.

Les essais de ce moteur ont été réalisés à la société GEC Alsthom Moteur, car elle disposait non seulement des outils de mesure mais aussi des machines permettant de charger ou d'entraîner

correctement le moteur-roue. La figure 118 précise le montage réalisé et les instruments de mesure. D'un point de vue mécanique, il est une partie délicate correspondant au couplage du moteur-roue ayant un rotor extérieur tournant lentement (400 tr/min) avec une machine à courant continu à rotor intérieur tournant vite (1060 tr/min). Il faut un système permettant de ramener le mouvement de rotation du rotor extérieur vers un axe et une autre se chargeant d'adapter les vitesses de rotation et les couples. Pour atteindre le premier objectif, une pièce cylindrique telle que celle décrite sur la figure 119 a été fabriquée. L'inconvénient de cette solution est que le moteur est forcément soutenu en porte à faux (car il ne peut être soutenu du côté de l'accouplement). Pour adapter les vitesses, nous avons utilisé un réducteur de rapport 2,5.

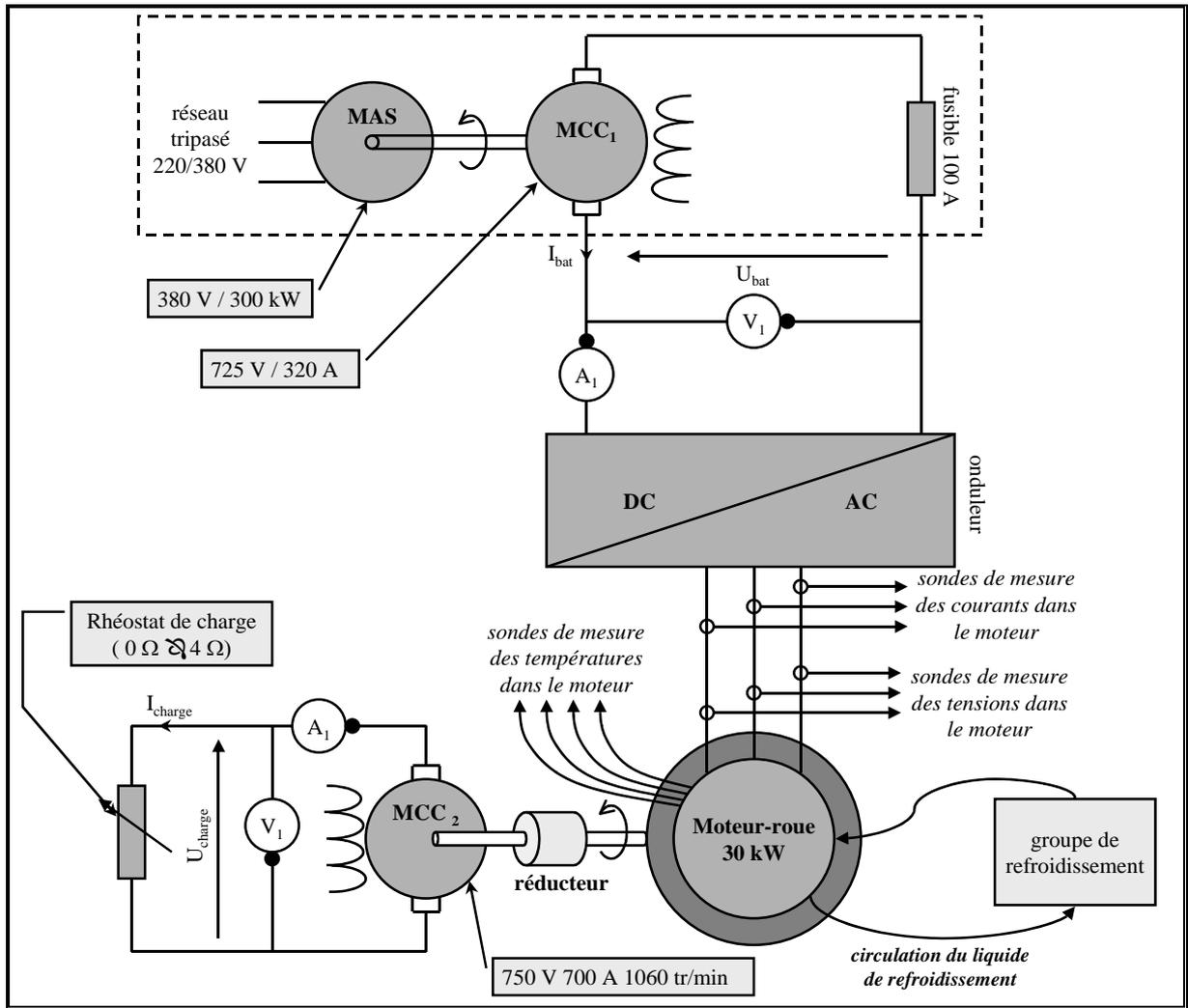


figure 118 : schéma du banc d'essais du moteur-roue 30 kW.

D'un point de vue électrique, la source de tension primaire (jouant le rôle de la batterie) est réalisée par un groupe tournant constitué d'un moteur asynchrone (MAS) et d'une génératrice à courant continu (MCC₁). Le réglage de la vitesse du groupe et de l'excitation de (MCC₁) permet de régler la valeur de la tension U_{bat} . La seconde machine à courant continu (MCC₂) sert de charge pour le moteur-roue. Elle fonctionne aussi en génératrice et est elle-même chargée par un rhéostat variable de 0 à 4 Ω. En fonctionnement moteur, nous mesurons la puissance continue à l'entrée de l'onduleur et à la sortie de la génératrice (MCC₂). Par ailleurs, à l'aide des signaux donnés par les sondes à effet Hall de mesure de courant et les sondes différentielles de mesure de tension, nous contrôlons en

permanence les trois tensions entre phase et les trois courants en ligne du moteur-roue sur des oscilloscopes. Nous mesurons les puissances actives, réactives et apparentes, ainsi que le facteur de puissance, à l'aide d'un wattmètre numérique. Avec ces mesures, nous pouvons connaître toutes les grandeurs électromécaniques du système, si le rendement de la machine (MCC_2) est connu quel que soit le point de fonctionnement. Nous disposons aussi de capteurs de températures (des sondes PT 100 et des thermocouples) permettant de contrôler les échauffements du moteur en charge. Malheureusement, le circuit de refroidissement a présenté une défaillance : il ne pouvait supporter une pression supérieur à 1,5 bar. Le débit du liquide de refroidissement était donc limité et nous n'avons pu faire des tests d'endurance, qui auraient entraîné des échauffements excessifs.

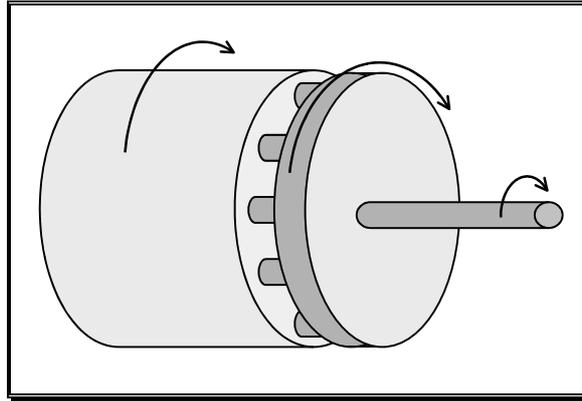


figure 119 : système de transmission du mouvement

2.2. Cas du moteur de vélo.

La figure 120 décrit l'ensemble du banc d'essai conçu et construit à l'IGE. Pour réaliser le couplage mécanique du moteur-roue à l'axe de rotation de la génératrice de charge et du frein à poudre, nous avons construit deux grandes poulies (de diamètre 200 mm) venant se poser sur le flasques du moteur-roue et deux autres, plus petites (de diamètre 15 mm), se situant sur l'axe de charge. Les poulies de l'axe sont entraînées par celles du moteur via deux courroies trapézoïdales. Cet accouplement présente deux avantages sur celui réalisé pour le moteur 30 kW : le porte-à-faux du moteur-roue est supprimé et, en même temps, les vitesses de rotation sont adaptées grâce à un choix correct des diamètres des poulies. En revanche, les poulies perturbent notablement le comportement thermique du moteur-roue, car leur forme modifie les échanges par convection à l'extérieur du moteur et leur masse⁵⁴ augmente fortement l'inertie thermique.

D'un point de vue électrique, le moteur-roue est alimenté par un onduleur de tension régulé en courant et à transistors MOS. Il a été réalisée à l'IGE. Ses performances ne sont pas optimales, mais il est simplifié au maximum de façon à être utilisé et modifié facilement. La source d'énergie est un générateur de tension continue régulée et limité en courant. Nous avons volontairement omis de représenter les instruments de mesure des tension, des courant et des puissances pour ne pas alourdir le schéma.

⁵⁴ Chaque poulie pèse 1,5 kg ; l'ensemble des poulies représente donc environ un surplus massique de 50 %.

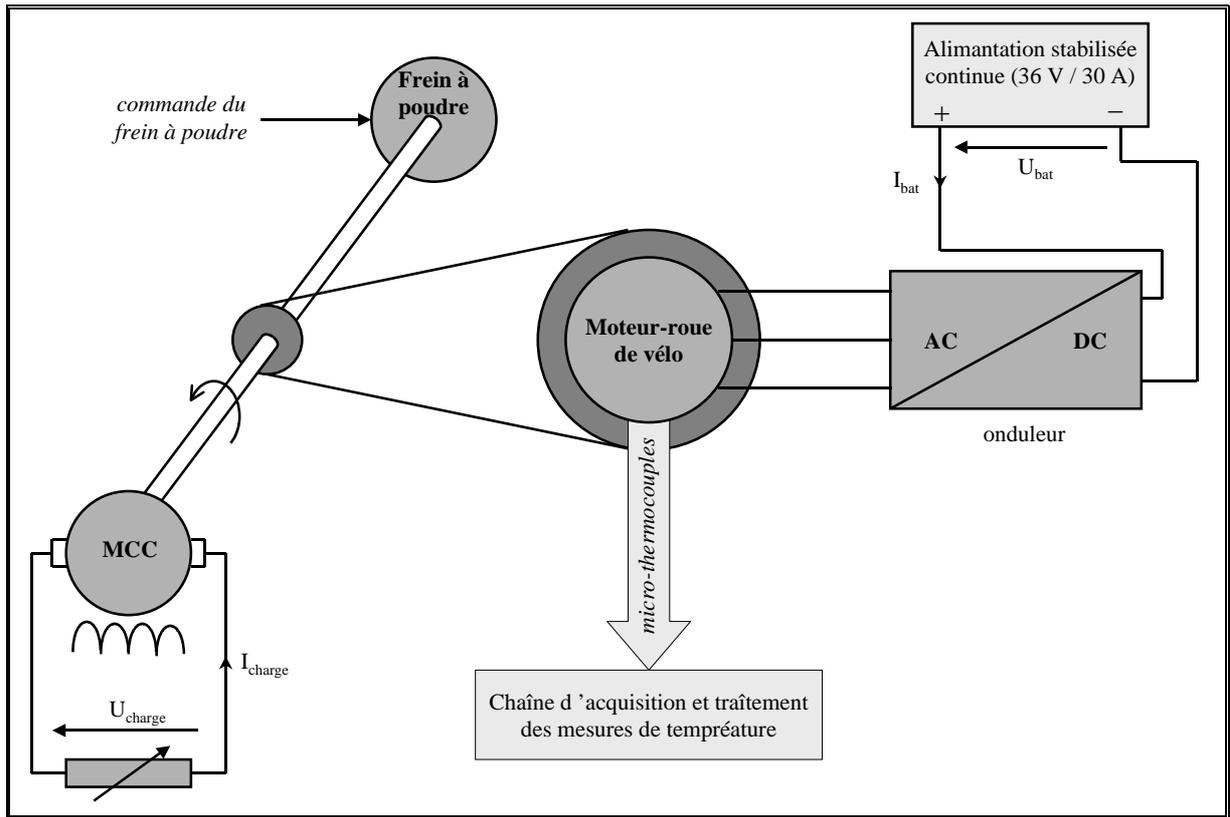


figure 120 : schéma du banc d'essais du moteur-roue de vélo.

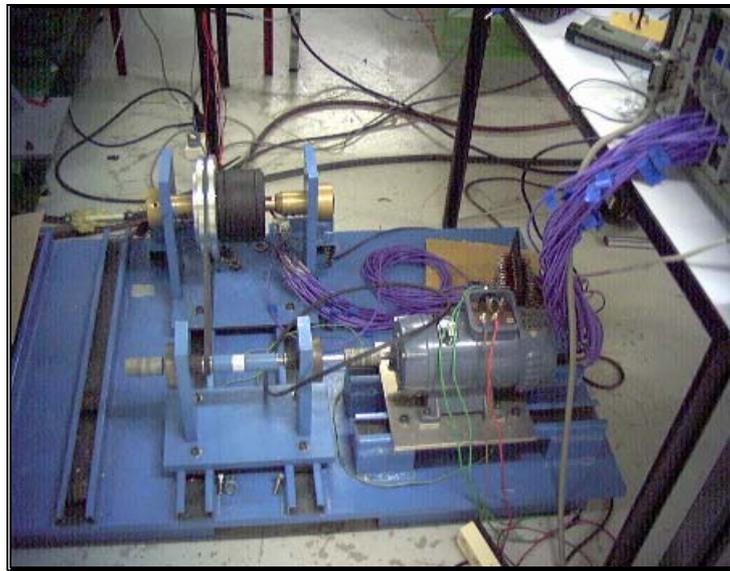


figure 121 : vue d'ensemble du banc d'essai du moteur de vélo.

Une importante instrumentation thermique a été mise en place. La température est mesurée en vingt-deux points du bobinage à l'aide de micro-thermocouple de type K. Une chaîne d'acquisition et de traitement permet d'enregistrer l'évolution des températures aux cours d'essais en charges. Lorsque le rotor est en rotation il est exclu d'y placer des sondes thermiques (sauf à utiliser un collecteur). Nous avons donc eu recours à une caméra infra-rouge. Le moteur a été peint en noir mat pour augmenter l'énergie émise par le rayonnement IR (en effet, cette énergie est liée à la température du corps, à son

coefficient d'émissivité et à la température ambiante). La caméra permet de mesurer cette énergie et par suite de remonter au *thermogramme* du rotor du moteur. Notons l'importance de connaître assez précisément le coefficient d'émissivité du matériau utilisé sous peine de commettre une erreur importante sur la mesure de température⁵⁵. La figure 121 montre une vue d'ensemble du dispositif.

3. Validation des modèles.

Une fois décrits les bancs d'essais des deux prototypes considérés, nous détaillons les différents essais réalisés et nous comparons les résultats avec les modèles mis en place dans la partie B. Certaines des grandeurs ne peuvent pas être simplement mesurées. Néanmoins, nous comparons les résultats fournis par les modélisations analytique et numérique afin de vérifier la cohérence des deux approches.

3.1. Modèle magnétique.

Nous commençons par les grandeurs magnétiques à vide puis en charge.

3.1.1. Fonctionnement à vide.

Les grandeurs intéressantes sont les différentes inductions dans la machine. Celles-ci ne sont pas mesurables simplement. Seule l'induction dans l'entrefer peut éventuellement l'être avec une sonde à effet Hall, pour autant que l'entrefer soit facilement accessible. Nous comparons donc les différentes inductions données par le modèle analytique et par les simulations numériques dans le tableau 19 pour le moteur 30 kW et dans le tableau 20 pour le moteur de vélo. Les résultats obtenus montre une cohérence assez satisfaisante puisque les écarts observés restent toujours inférieurs à 13 %. Les écarts au niveau du stator peuvent s'expliquer par la prise en compte des fuites dans les encoches dans le modèle numérique.

tableau 19 : comparaison des calculs analytique et numérique des inductions en divers points du moteur 30 kW.

Points de mesure	Inductions calculées par le modèle analytique (T)	Inductions calculées par le modèle numérique (T)	Ecart (%)
Culasse rotorique	1,78	1,93	7,8 %
Entrefer	0,78	0,80	2,5 %
Isthme de la dent	1,31	-	-
Dent	1,86	1,66	12 %
Culasse statorique	1,26	1,15	9,6 %

⁵⁵ La caméra permet de mesurer l'émissivité d'un matériau ; pour cela, pour une mesure donnée, il faut lui fournir la température réelle du matériau (mesurée par un autre outil) et il la calcule à partir de la température ambiante, de la température de surface et de l'énergie reçue.

tableau 20 : comparaison des calculs analytique et numérique des inductions en divers points du moteur de vélo.

Point de mesure	Inductions calculées par le modèle analytique (T)	Inductions calculées par le modèle numérique (T)	Ecart (%)
Culasse rotorique	1,94	2,22	12,6
Entrefer	0,68	0,74	8,1
Isthme de la dent	1,09	-	-
Dent	2,40	2,24	7,1
Culasse statorique	1,36	1,24	9,7

3.1.2. Fonctionnement en charge.

Pour ce qui est des calculs en charge, nous nous limitons à la comparaison du couple électromagnétique. Nous cherchons ainsi à comparer le couple maximal que peuvent produire les deux moteurs-roue à rotor bloqué d’une part et en mode autopiloté d’autre part. Pour faire l’essai à rotor bloqué, on alimente le moteur comme indiqué sur la figure 122. A ce jour, nous ne disposons que d’un seul essai réalisé sur le moteur 30 kW, car aucun essai de ce type n’a encore été fait pour le moteur-roue de vélo. De plus, l’essai sur le moteur 30 kW a été réalisé dans la configuration décrite sur la figure 123.

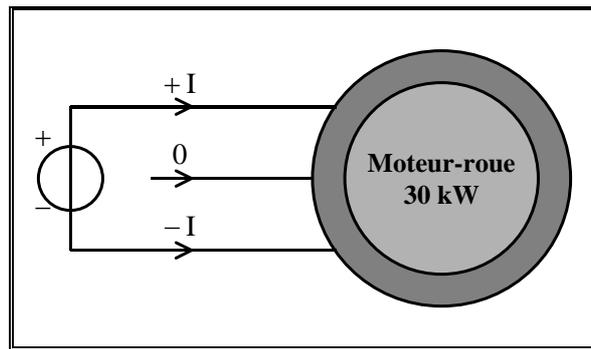


figure 122 : alimentation du moteur en mode autopiloté à rotor bloqué.

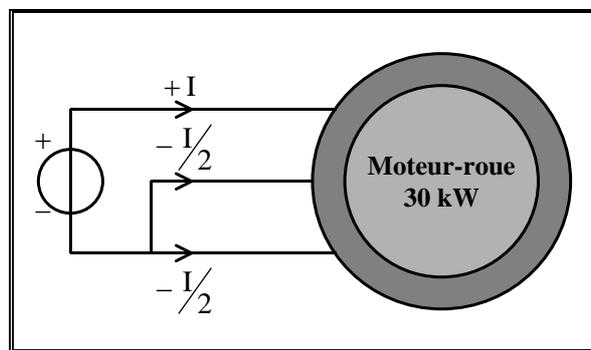


figure 123 : alimentation du moteur 30 kW pour les mesures du couple électromagnétique à rotor bloqué.

La figure 124 décrit le système qui a été mis en place pour mesurer ce couple. Sous l’effet du couple fourni par le moteur, un bras de levier solidaire du rotor appuie sur un peson contenant une jauge de

pression. La mesure de la pression permet de calculer la force appliquée sur le peson et ensuite de remonter au moment du couple fourni par le moteur.

Sur la figure 125, nous représentons le couple à rotor bloqué dans la configuration des essais. Nous constatons une bonne corrélation entre les calculs et les mesures (nous observons simplement une saturation moins marquée pour le modèle analytique). Ce résultat est très rassurant. En effet, nous rappelons que nous avons bien insisté au chapitre 1 sur l'importance du couple quant au dimensionnement du volume d'un moteur électrique. Du point de vue du concepteur, il est donc primordial de modéliser le plus fidèlement possible le couple en fonction des ampères-tours et notamment de tenir compte correctement de l'effet de la saturation magnétique. Cela garantit une bonne évaluation des pertes Joule pour un couple donné. La figure 126 montre alors l'évolution du couple en fonction des ampères-tours par encoche en alimentation autopilotée. Nous constatons que l'objectif d'un couple de 6000 N.m est atteint avec un niveau correct d'ampères-tours. A titre de complément, nous traçons aussi sur la figure 127 le couple électromagnétique du moteur de vélo en mode autopiloté. Même si nous n'avons pas de résultats de mesure, la cohérence entre les modèles numérique et analytique permet de confirmer leur validité sur un second moteur très différent du premier de par sa taille, sa puissance et les matériaux utilisés.

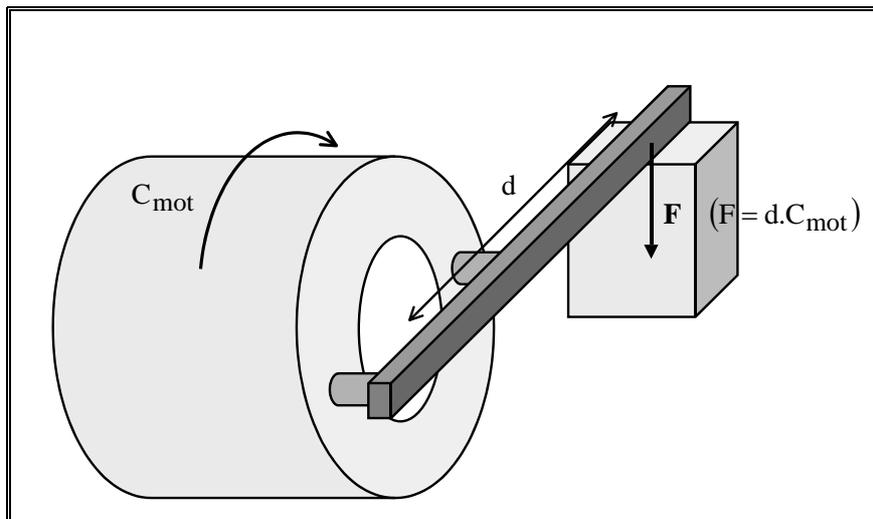


figure 124 : système permettant la mesure du couple du moteur 30 kW à rotor bloqué.

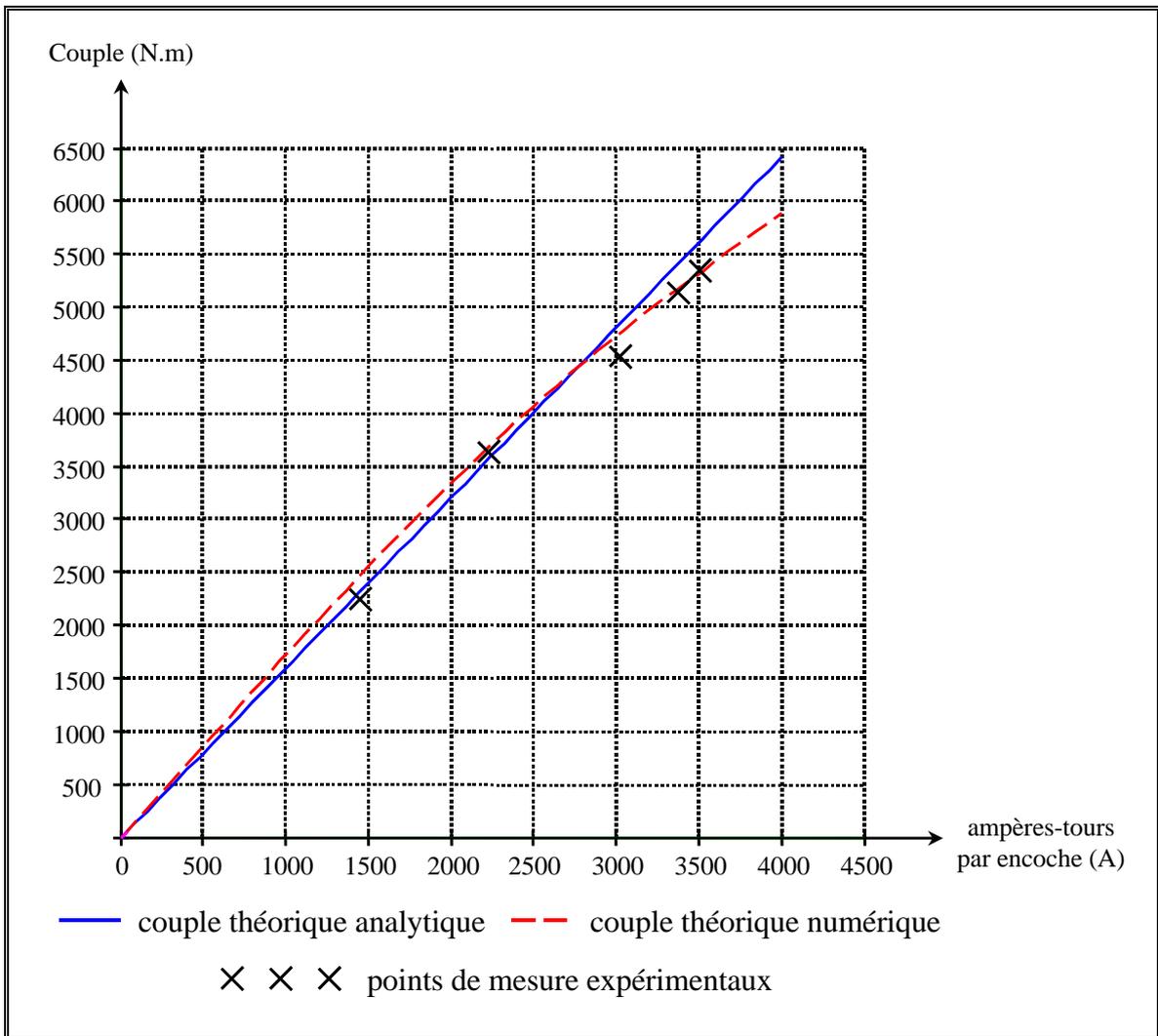


figure 125 : couple fourni par le moteur 30 kW (alimenté comme décrit sur la figure 123) en fonction des ampères-tours par encoche à rotor bloqué ($T_{aim} = T_{cu} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$).

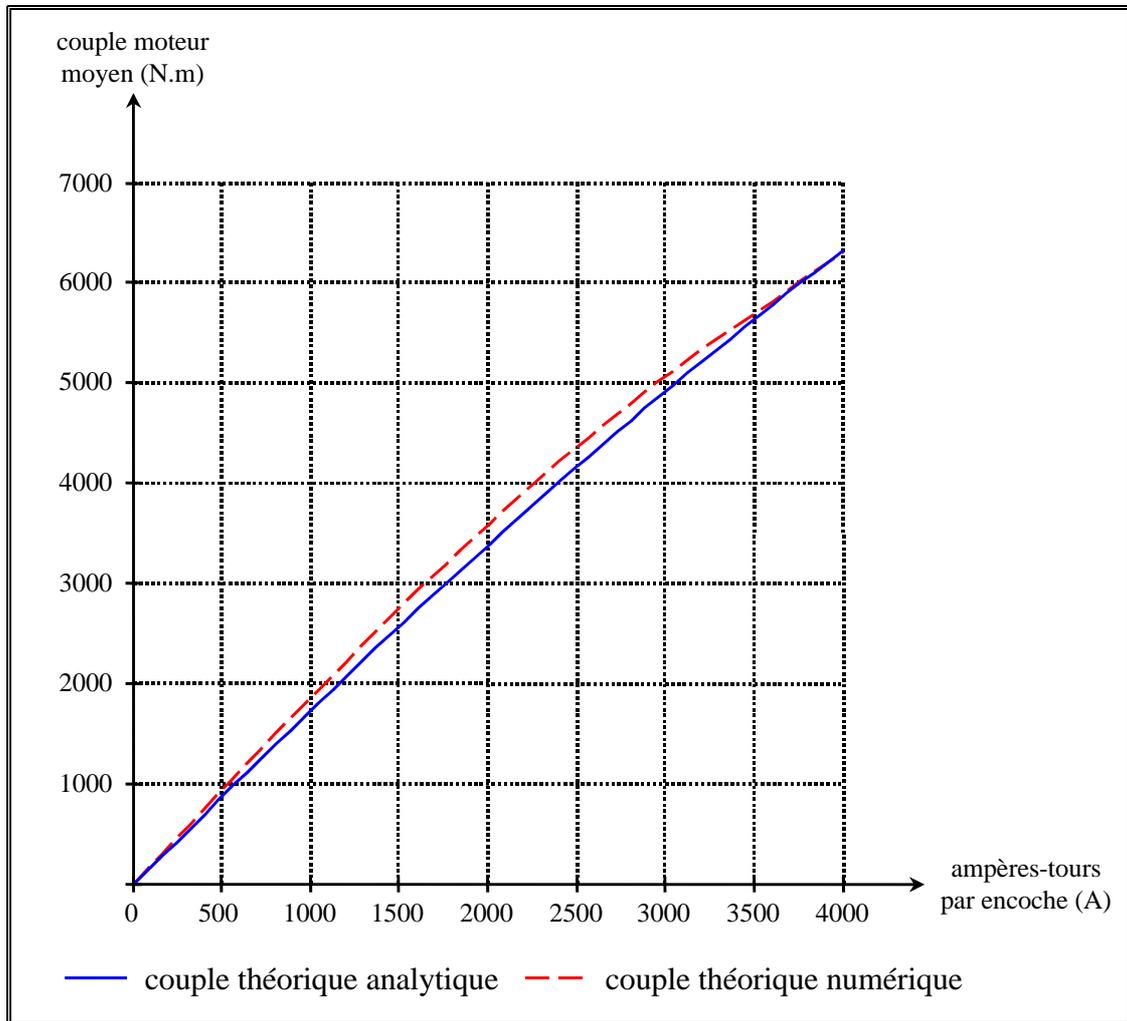


figure 126 : couple électromagnétique moyen⁵⁶ fourni par le moteur 30 kW en mode autopiloté en fonction des ampères-tours par encoche ($T_{aim} = T_{cu} = 25 \text{ °C}$).

⁵⁶ Sur cette figure, l'angle d'autopilotage est toujours choisi de façon à ce que le couple électromagnétique moyen soit maximal.

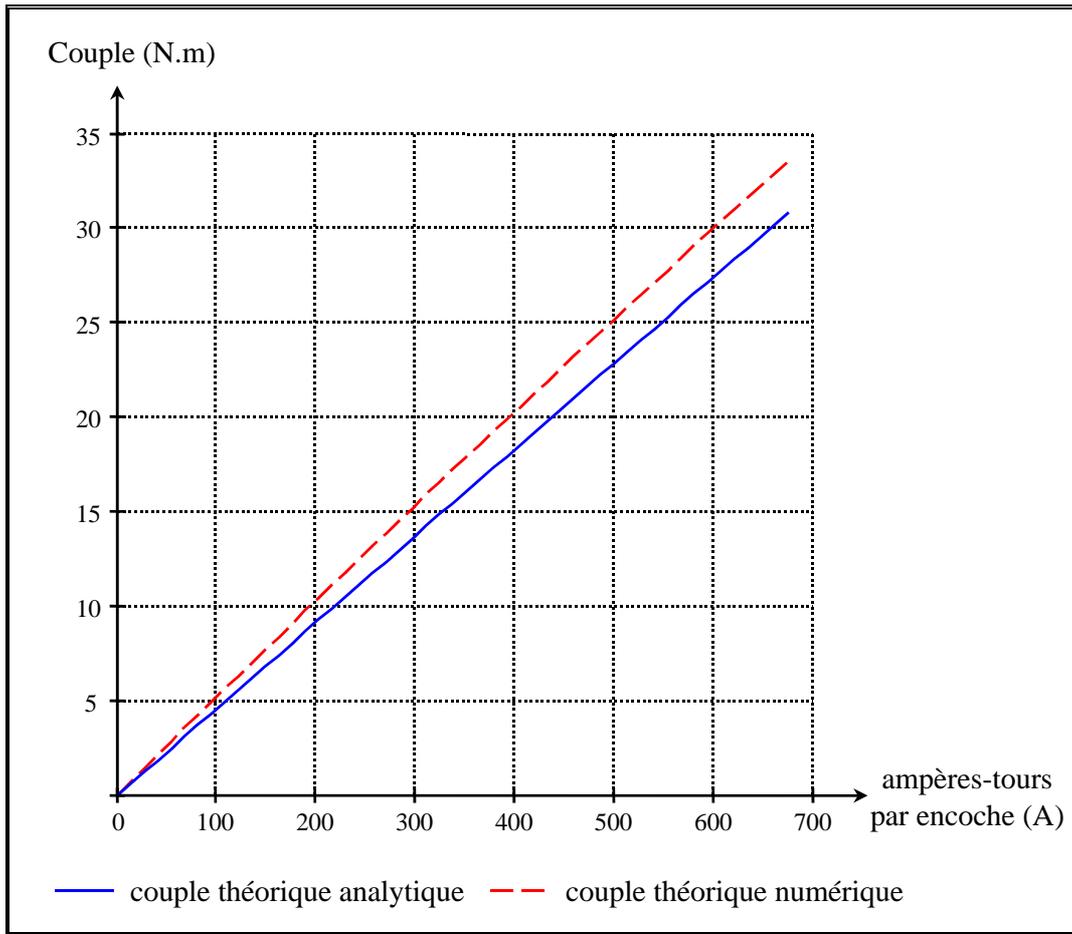


figure 127 : couple électromagnétique moyen⁵⁷ fourni par le moteur de vélo en mode autopiloté en fonction des ampères-tours par encoche ($T_{aim} = T_{cu} = 25\text{ °C}$).

3.2. Modèle électromécanique.

Nous passons maintenant à l'analyse des performances électromécaniques. L'objectif n'étant pas de rendre compte exhaustivement de tous les calculs et les mesures effectuées, nous allons restreindre notre champ à la validation de la fém et du rendement du moteur. Le calcul du rendement repose en fait sur la modélisation des pertes, du couple, des courants et des tensions. En une seule variable nous avons une image assez fidèle de la validité du modèle électromécanique. Par ailleurs (toujours dans un objectif de dimensionnement) le rendement du moteur est une variable essentielle à maîtriser : il conditionne les échauffements et l'autonomie du système.

⁵⁷ Sur cette figure, l'angle d'autopilotage est toujours choisi de façon à ce que le couple électromagnétique moyen soit maximal.

3.2.1. Fém.

Nous commençons par la représentation de la force électromotrice. Celle concernant le moteur 30 kW a été tracée sur la figure 128 et celle concernant le moteur de vélo sur la figure 129. Notons que les deux relevés ont été effectués à température ambiante. Ces figures expriment toujours une bonne cohérence des deux modélisations entre elles et avec le relevé expérimental. Remarquons juste que, comme il l'a déjà été dit dans ce mémoire, le modèle analytique ne peut tenir compte de l'effet de la denture statorique.

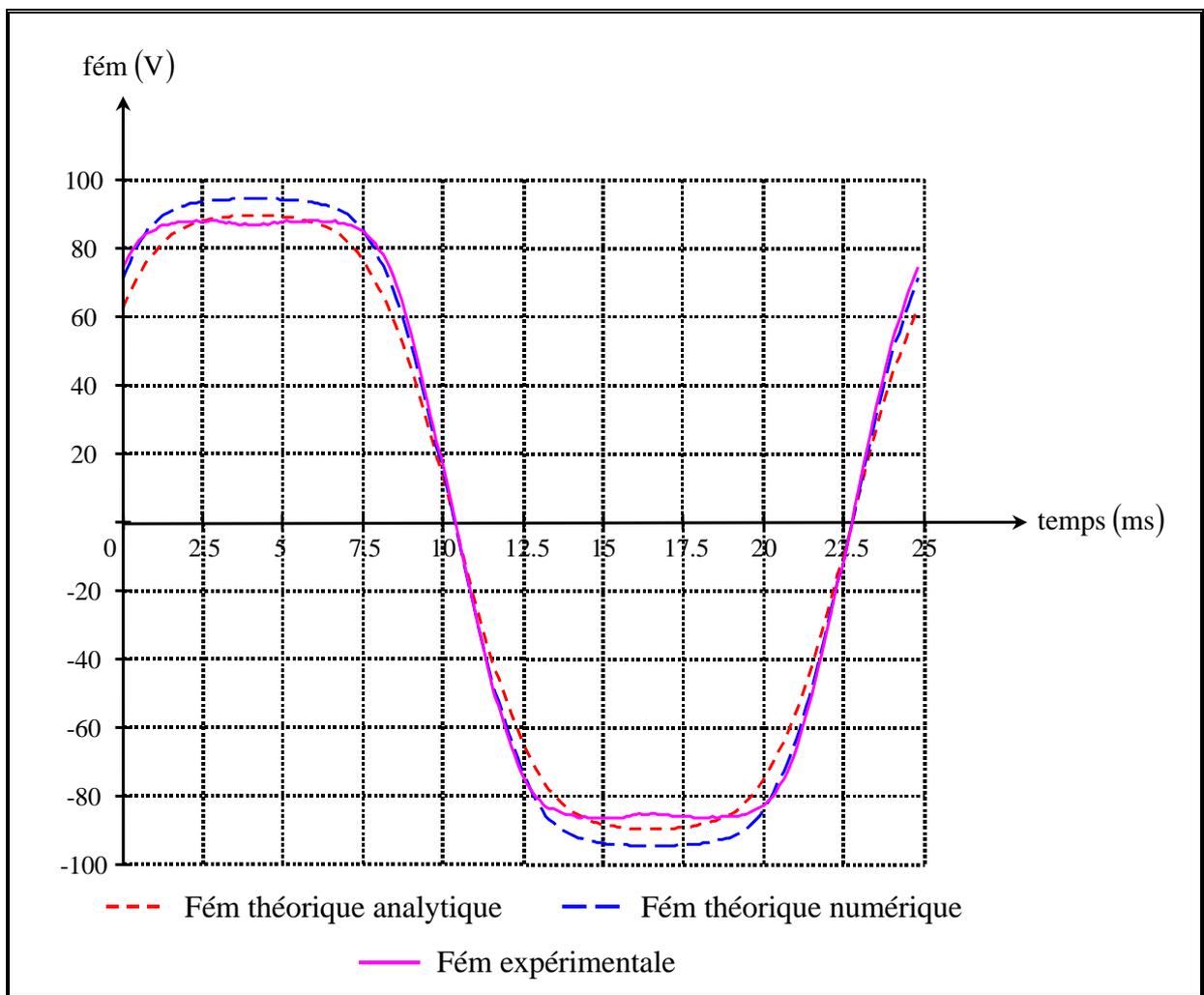


figure 128 : comparaison de la fém expérimentale avec les fém théoriques calculées analytiquement et numériquement pour le moteur 30 kW ($N = 150$ tr/min).

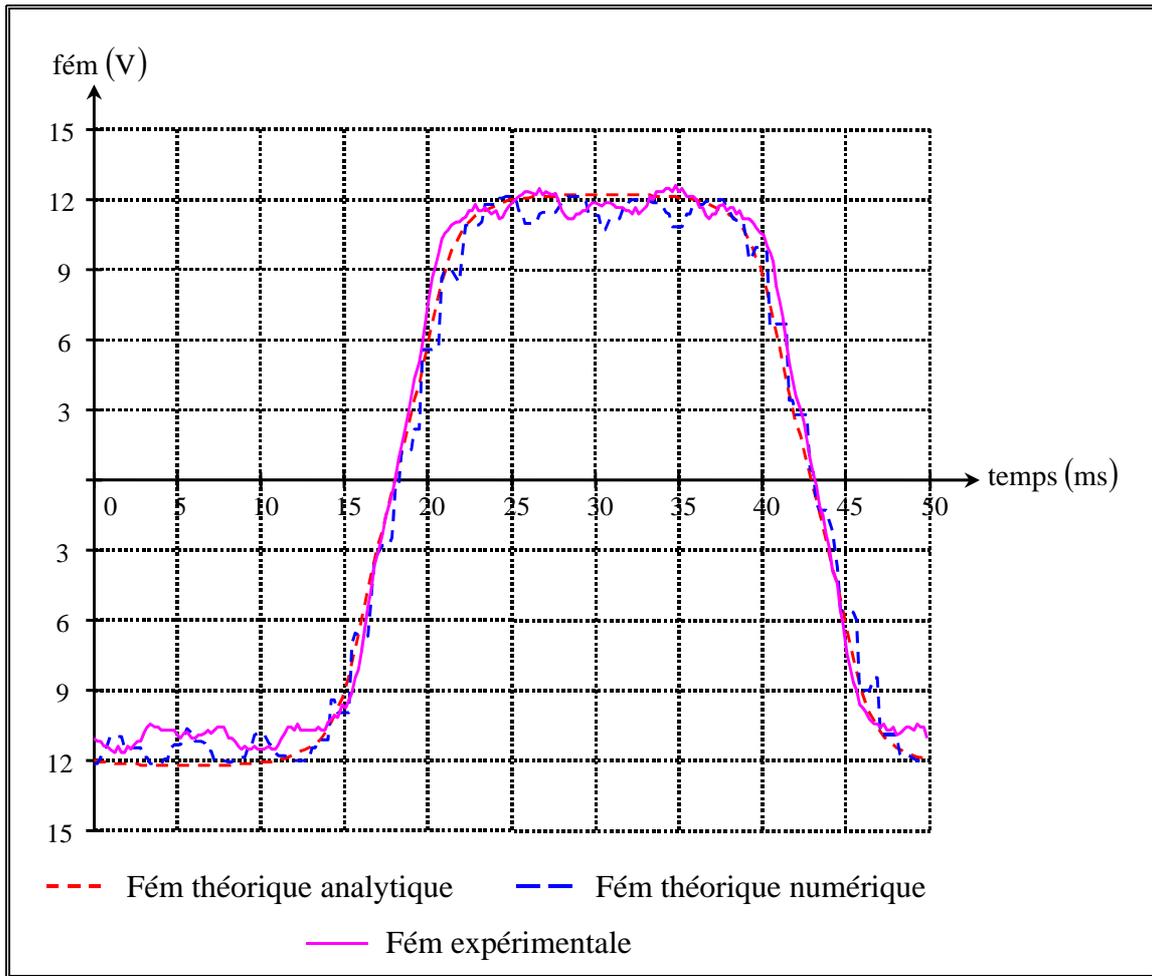


figure 129 : comparaison de la fém expérimentale avec les fém théoriques calculées analytiquement et numériquement pour le moteur de vélo ($N = 200$ tr/min).

3.2.2. Rendement moteur.

Pour l'étude du rendement, nous n'avons considéré que le moteur 30 kW pour lequel de nombreux essais en charge ont été réalisés. Ils ont permis de tracer le rendement en fonction du couple de charge pour différentes vitesses. De la figure 130 à la figure 133, nous montrons ces résultats expérimentaux que nous comparons aux calculs théoriques. Notons que la température du bobinage valait approximativement 130 °C durant toute la durée des essais et celle des aimants estimée à environ 80 °C.

L'observation de ces courbes montre des écarts assez importants entre les différents modèles, surtout à haute vitesse et faible charge, c'est-à-dire là où les pertes à vide sont prépondérantes. Nous avons donc supposé que les écarts provenaient d'écarts entre les différents calculs des pertes à vide. La figure 134 confirme cette hypothèse. En effet nous y constatons une forte disparité entre les pertes calculées et les pertes mesurées. Nous proposons deux interprétations de ces observations. Pour ce qui est la disparité entre les deux modélisations, elle peuvent s'expliquer par :

- des différences entre les niveaux d'induction dans les culasses et les dents (cf. tableau 19) ;
- des différences entre l'évolution de ces inductions en fonction du temps ; l'évolution calculée numériquement est plus « douce » que l'allure supposée trapézoïdale pour mener le calcul

analytique, ce qui a pour effet de réduire la valeur moyenne de la dérivée au carré de l'induction, donc des pertes par courant de Foucault.

Pour ce qui est des différences entre la théorie et l'expérimentation, nous voyons au moins trois raisons possibles. La première consiste dans le fait que nous avons négligé totalement les pertes mécaniques. Cette hypothèse est sans doute erronée et il faut bien admettre que ces pertes sont sans doute plus importantes que nous ne voulions bien le croire, même si la vitesse maximale est limitée. Deuxièmement, notre modélisation des pertes fer n'est pas non plus complète. Nous négligeons les pertes supplémentaires et les effets de rotation de l'induction. Nous supposons aussi que l'induction est constante dans toute la dent, négligeant ainsi des saturations locales qui peuvent augmenter sensiblement les pertes fer. Enfin, les aimants étant faiblement conducteurs, il y circule des courants de Foucault dus aux variations de l'induction provoquées par le champ de réaction d'induit et les variations de la réluctance du stator.

Deux faits viennent confirmer que les différences observées sur le rendement sont essentiellement dues aux pertes à vide. D'une part, nous avons mesurée une résistance à froid ($14\text{ }^{\circ}\text{C}$) de $150\text{ m}\Omega$ alors que les équations structurelles donnent à la même température $145\text{ m}\Omega$. Ainsi pour un couple donné, si les ampères-tours nécessaires par encoche et la résistance des bobinages sont correctement évalués, les pertes Joule doivent, elles aussi, être correctement évaluées (aux courant dus aux pertes à vide près). Par ailleurs, nous avons corrigé le modèle numérique en y introduisant les valeurs des pertes fer mesurées expérimentalement. Nous observons alors sur la figure 135 une nette amélioration dans le calcul du rendement.

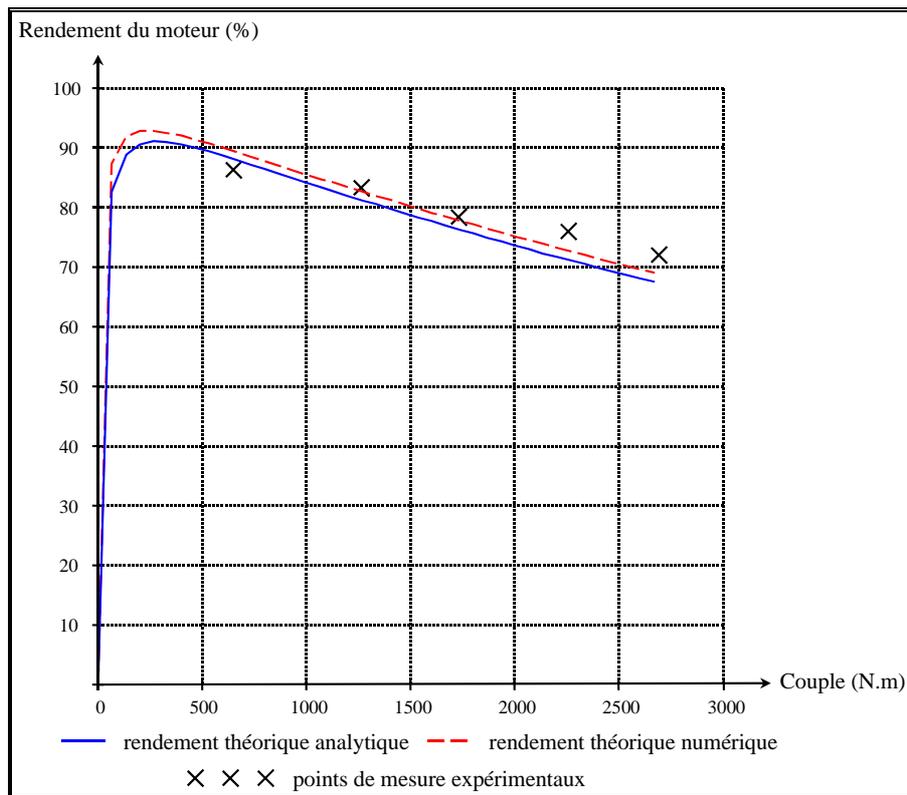


figure 130 : rendement du moteur 30 kW en fonction du couple de charge ($N = 100\text{ tr/min}$).

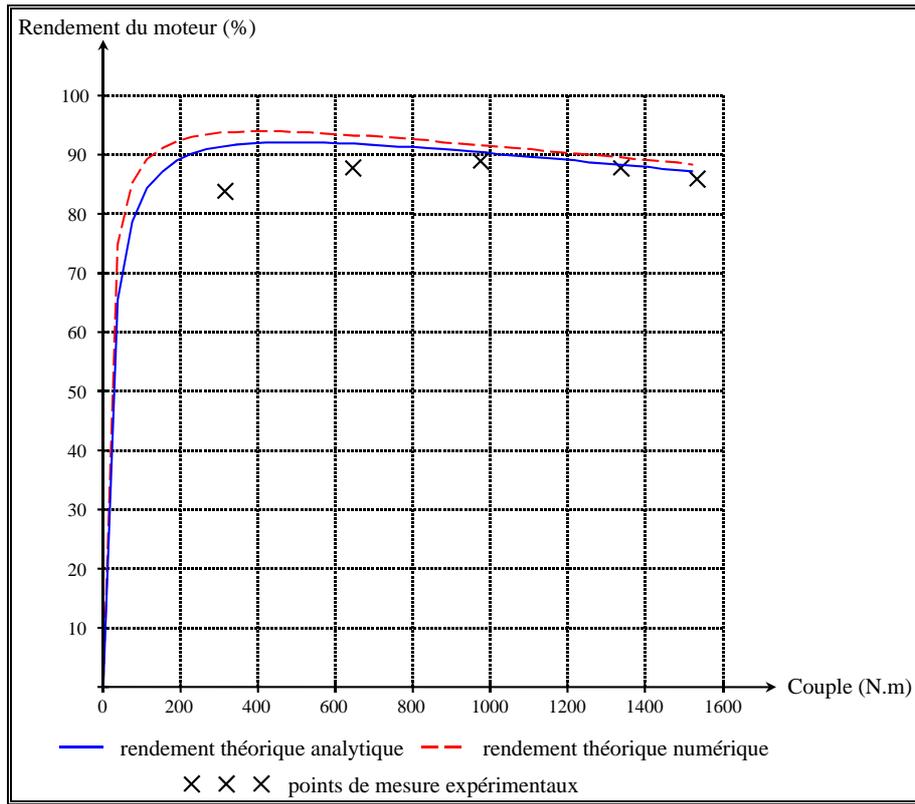


figure 131 : rendement du moteur 30 kW en fonction du couple de charge (N = 200 tr/min).

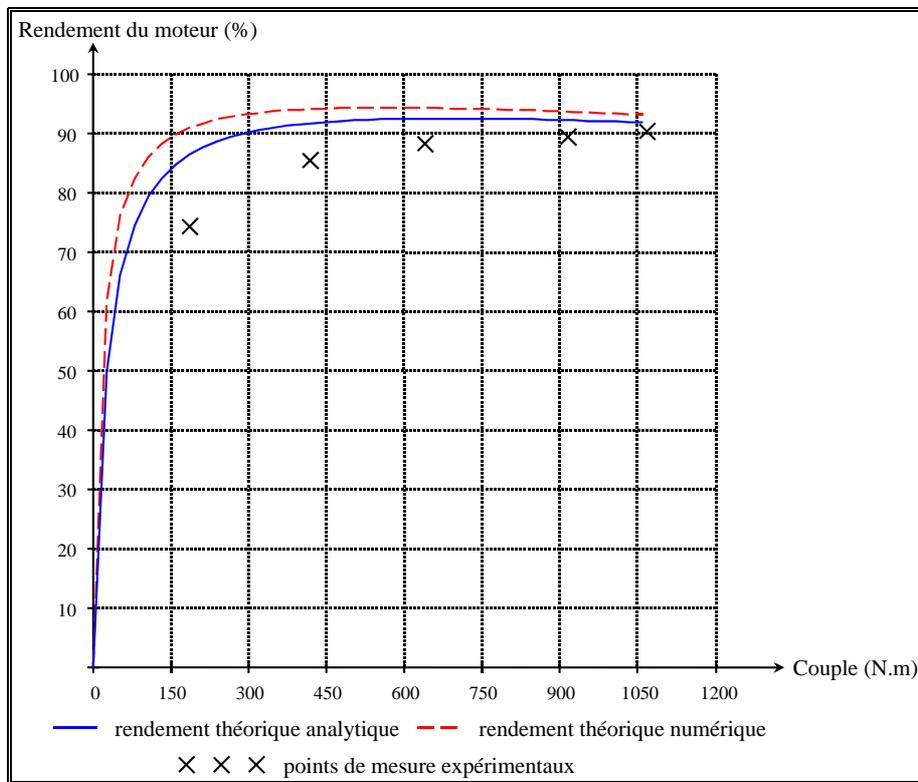


figure 132 : rendement du moteur 30 kW en fonction du couple de charge (N = 300 tr/min).

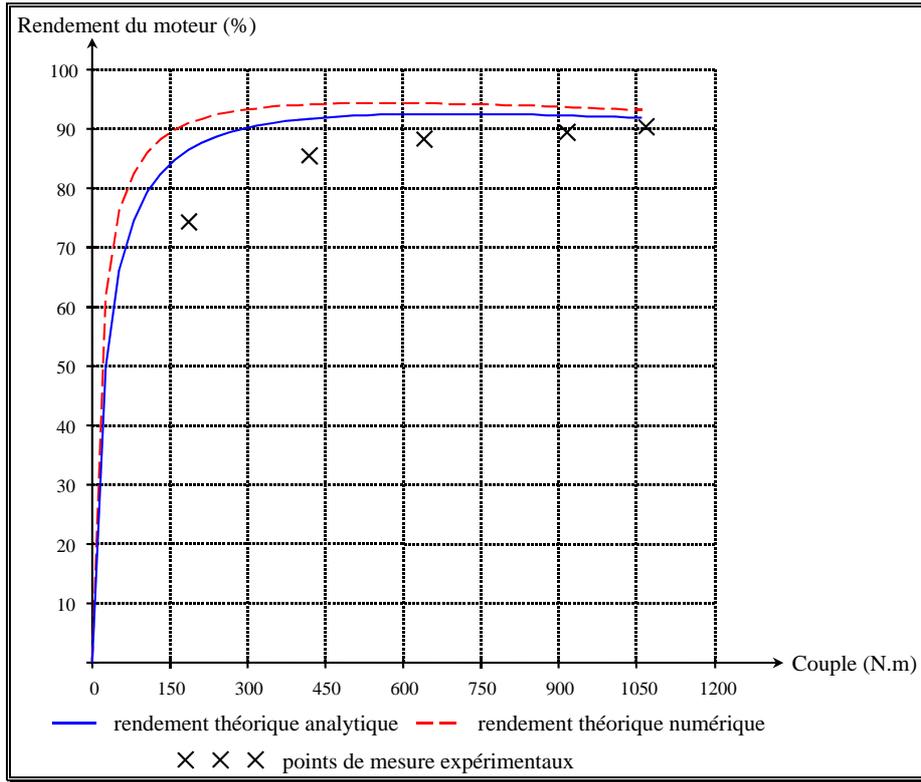


figure 133 : rendement du moteur 30 kW en fonction du couple de charge (N = 400 tr/min).

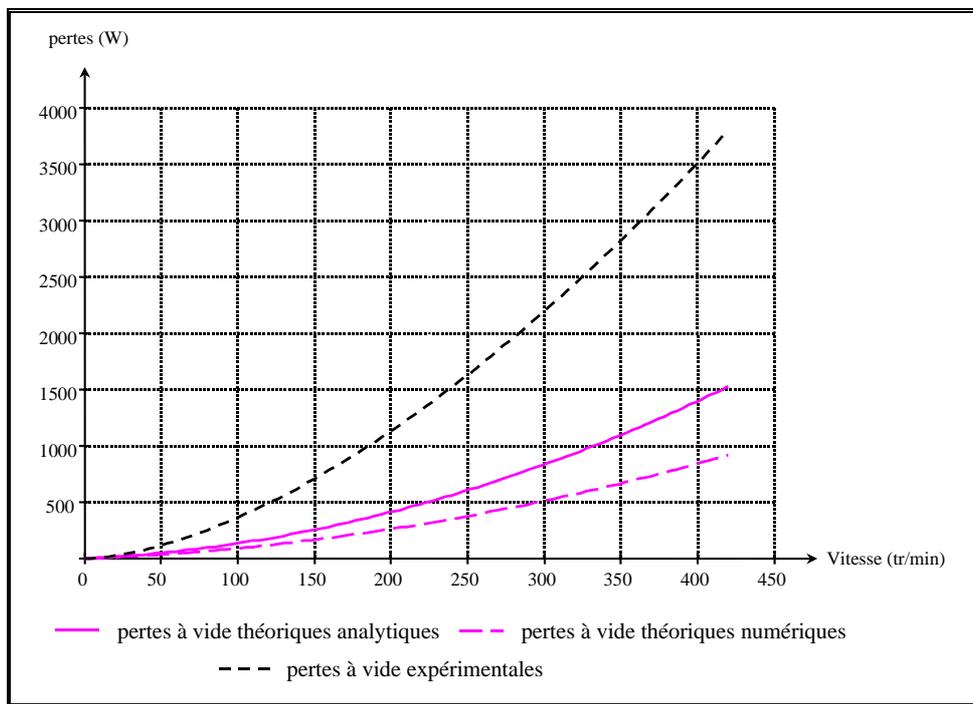


figure 134 : évolution des pertes à vide du moteur 30 kW en fonction de la vitesse.

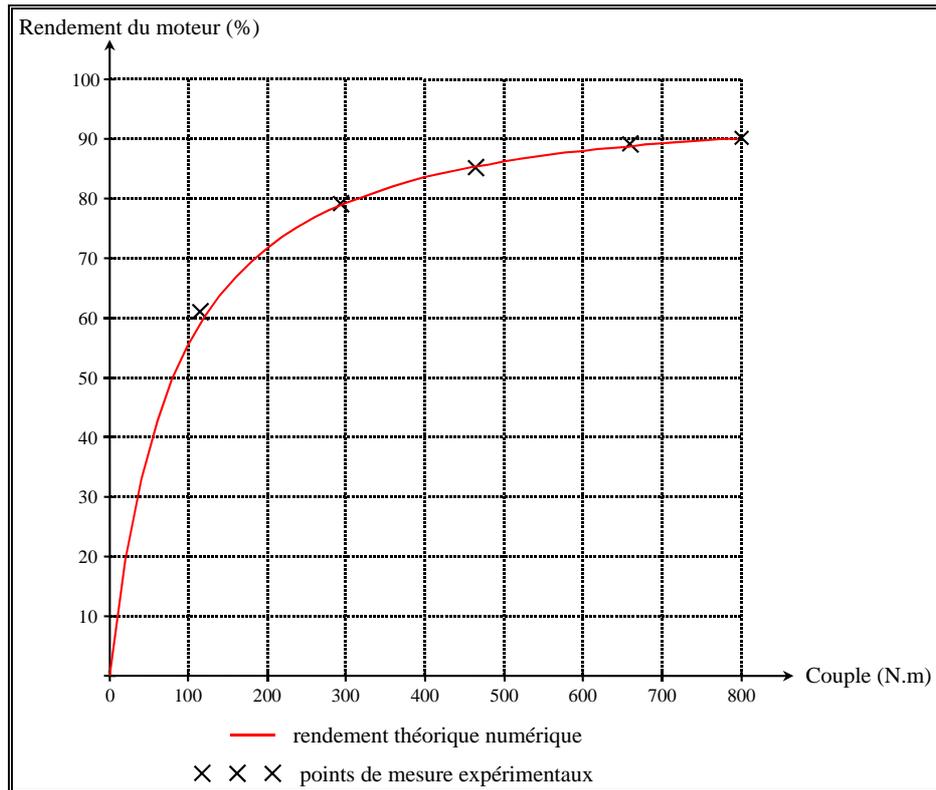


figure 135 : rendement du moteur 30 kW en fonction du couple de charge en corrigeant les pertes à vide à l'aides relevés expérimentaux (N = 400 tr/min).

3.3. Modèle thermique.

La dernière partie de ce mémoire concerne les essais thermiques. Ceux-ci ont uniquement été réalisés sur le moteur de vélo. Malheureusement, à ce jour, le nombre d'essais est encore réduit. En effet, étant donné le problème posé par les poulies d'entraînement sur le comportement thermique du moteur, nous nous sommes limités à des essais en statique en injectant du courant continu de manière à créer des pertes Joule semblables à celles que l'on pourrait obtenir en charge. Mais, dans ce cas, les pertes fer et les pertes mécaniques sont nulles. Nous avons ainsi réalisé deux essais, l'un pour des pertes Joules de 60 W voisines de celles du point de fonctionnement nominal (200 W – 200 tr/min) et l'autre pour des pertes Joules de 175 W voisines de celles obtenues pour le couple maximal de 25 N.m. Nous envisageons par la suite de réaliser un essai complémentaire en rotation à vide (ce qui permet de supprimer les poulies) pour évaluer correctement les coefficients de convection et l'effet des pertes fer et mécaniques.

Tous les relevés expérimentaux ont été réalisés en régime transitoire. Nous avons observé la montée de la température en 22 points du bobinage et des têtes de bobine à l'aide des thermocouples (un relevé toutes les deux minutes) et en surface du rotor et des flasques par relevé de thermogrammes réalisés à la caméra infrarouge (un relevé toutes les dix minutes). Par ailleurs, nous avons supposé que la température des aimants était très voisine de la température de surface mesurée.

Il n'est possible d'effectuer que des comparaisons entre le modèle analytique et les essais, car le modèle numérique ne peut que fournir des résultats en régime permanent. La figure 136 montre donc les évolutions expérimentales et théoriques (analytiques) des températures dans l'encoche, dans la tête de bobine et dans les aimants dans le cas de l'essai à 60 W de pertes.

Pour l'essai à 175 W de pertes, nous avons arrêté l'essai avant l'obtention du régime permanent et nous avons enregistré la courbe de refroidissement. La figure 137 montre les courbes analytiques et expérimentales. Nous observons somme toute une assez bonne concordance entre les calculs analytiques et les essais, sachant que nous n'avons modifié aucun des paramètres après la comparaison. En effet, l'objectif était de prédire les échauffements avant la construction d'un moteur. Dans ce cas, on ne peut pas « caler » un modèle faute de l'existence d'un prototype.

En régime permanent, nous pouvons comparer les calculs théoriques tant analytiques que numériques aux résultats expérimentaux. Le modèle numérique fournit des résultats relativement éloignés des essais. Par exemple la figure 138 montre un dégradé en température du moteur pour des pertes de 175 W. Nous observons que la température dans les aimants ne dépasse pas 345 K (soit environ 70°C) alors que l'essai montre que la température converge vers une température voisine de 110°C (si on extrapole au delà du moment où l'on a coupé l'alimentation du moteur. Cela est certainement du à l'indétermination de plusieurs paramètres thermo-physiques (notamment des coefficients de convection naturelle) et aussi le fait que nous n'avons pas tenu compte de la dépendance des coefficients de convection avec la température. Pour l'instant, nous n'avons pas encore pu améliorer le modèle. C'est un de nos objectifs à court terme.

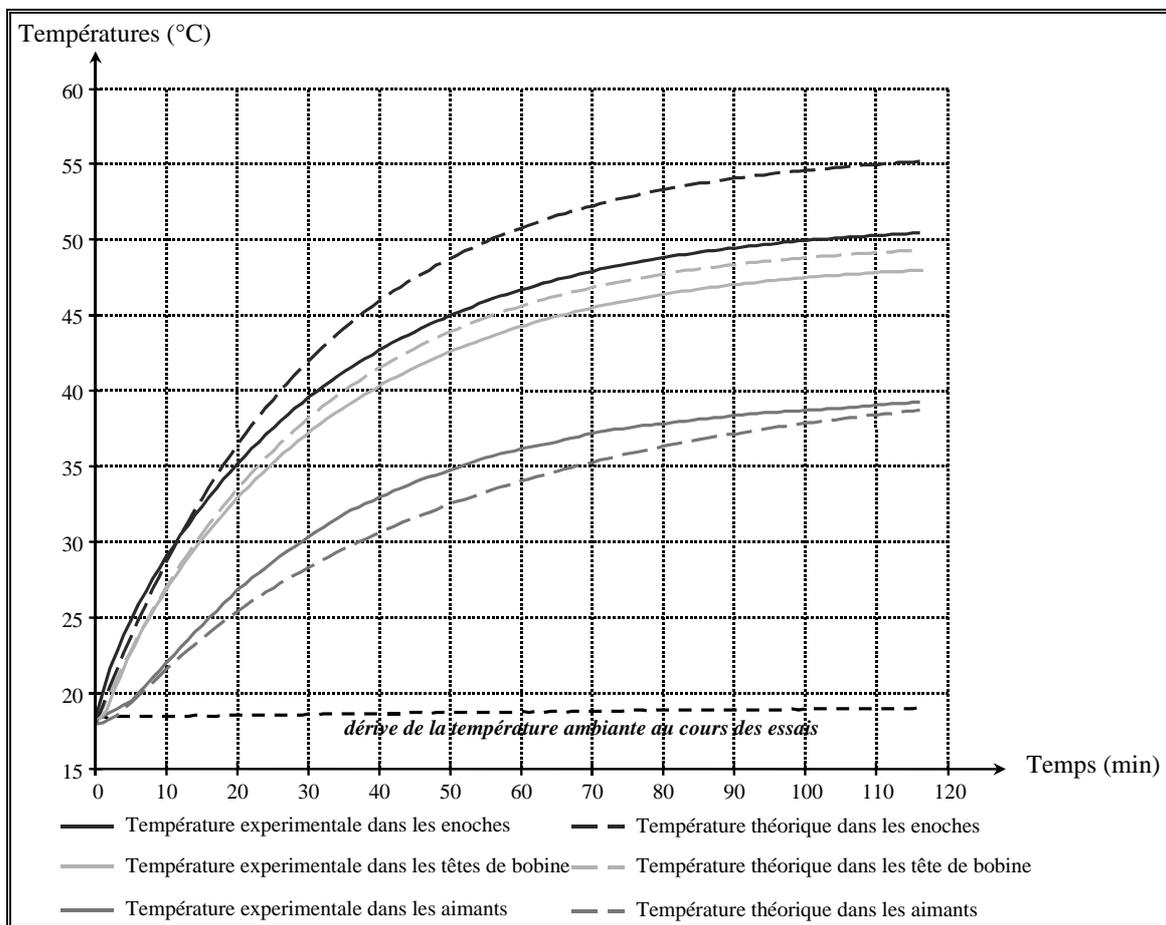


figure 136 : évolution des températures dans le moteur de vélo pour l'essai à 60 W.

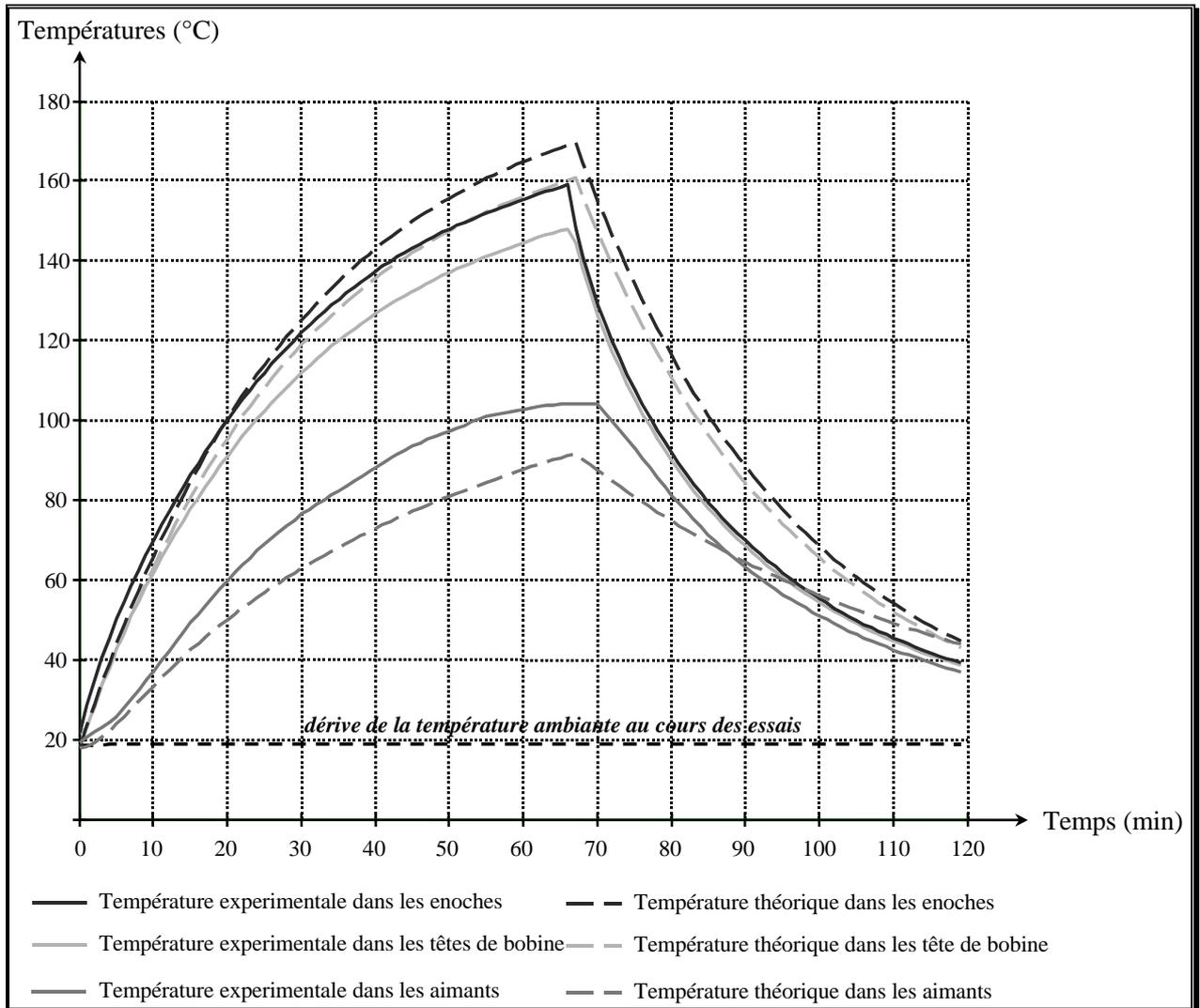


figure 137 : évolution des températures dans le moteur de vélo pour l'essai à 175 W.

Pour finir, nous donnons sur la figure 139 un thermogramme expérimental relevé au moment des plus grands échauffements du moteur durant l'essai à 175 W. Cette figure conduit aux deux remarques suivantes :

- le rotor est pratiquement isotherme, ce qui est un point positif pour l'approche analytique par bloc isothermes⁵⁸ ;
- le profil de température autour du moteur correspond bien à un phénomène de convection naturelle : la température est plus élevée au sommet du moteur.

⁵⁸ Cette observation est à relier aux relevés par thermocouples qui montrent que le cuivre dans l'encoche et dans les têtes de bobine est relativement isotherme aussi.

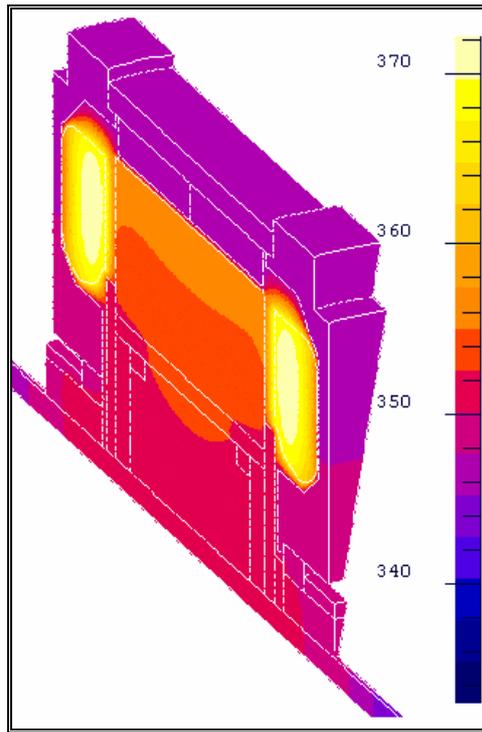


figure 138 : dégradé de température obtenu par simulation numérique du moteur de vélo pour des pertes Joule de 175 W.

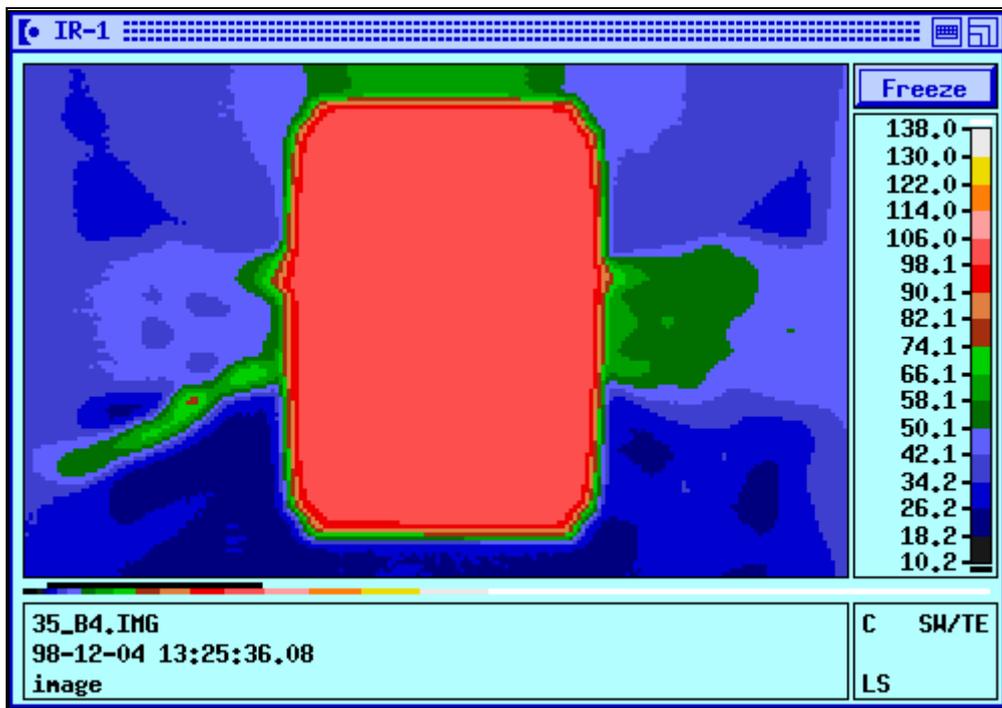


figure 139 : thermogramme de la surface extérieure du rotor du moteur de vélo fourni par la caméra infrarouge (relevé au maximum de température de l'essai à 175 W).

4. Conclusion.

Les différents essais effectués ont globalement permis de valider les modèles développés au cours de la partie B. Notons que ces résultats sont d'autant plus satisfaisants que les essais ont portés sur deux moteurs de même structure mais de gamme de puissance très différente (dans un rapport de 150). Pourtant ces essais ont aussi mis en évidence certaines faiblesses. Il s'agit essentiellement du calcul des pertes du moteur à vide et de la modélisation numérique du comportement thermique moteur. Cela ouvre autant de voies de réflexions et de travaux futurs. La suite du travail consiste maintenant à intégrer les modèles analytiques et numériques dans la procédure de dimensionnement décrite sur l'organigramme de la figure 22 du chapitre 2.

Chapitre 9. Mise en œuvre de la méthodologie de dimensionnement optimal ; application à l'optimisation d'un moteur-roue synchrone sans balais pour vélo électrique.

1. Introduction.

A ce stade du travail nous disposons de tous les éléments pour mettre en œuvre la méthodologie de dimensionnement décrite sur l'organigramme de la figure 22 du chapitre 4. Au cours du chapitre 3, nous avons choisi la structure qui nous semblait la mieux adaptée à l'application de moteur-roue : il s'agit d'un moteur synchrone sans balais alimenté par des créneaux de courant. Puis, nous avons modélisé analytiquement et numériquement le système. Finalement cette modélisation a été validée dans le chapitre précédent.

Il reste donc à créer un programme d'optimisation du moteur-roue synchrone sans balais à structure inversée, sur la base des équations des modèles analytiques développés au cours de la partie B. Comme nous l'avons évoqué au chapitre 2, nous utilisons le logiciel PASCOSMA [20] qui repose sur la méthodologie du même nom. L'intérêt de cette méthodologie est que le logiciel d'optimisation est programmé automatiquement, ce qui permet de gagner beaucoup de temps en économisant beaucoup de calculs « à la main ». Cette partie du travail s'inscrit dans le cadre d'une collaboration de l'Institut de Génie Energétique avec l'équipe Diagnostic et Conception Intégrés du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble. Dans ce chapitre, nous expliquons comment utiliser PASCOSMA pour programmer automatiquement une application de dimensionnement optimal, puis nous montrons comment relier les résultats obtenus au logiciel FLUX2D afin de simuler automatiquement le moteur-roue dimensionné par PASCOSMA.

Enfin cette approche est illustrée par un exemple pratique concernant l'optimisation du prototype de moteur de vélo qui avait été conçu avec des méthodes traditionnelles de calcul de machine [15]. Nous montrons que les performances globales du moteur-roue sont améliorées, tout en gardant un esprit critique sur la solution trouvée.

2. Programmation automatique d'un logiciel de dimensionnement optimal par PASCOSMA.

Dans ce paragraphe, nous expliquons comment obtenir une application de dimensionnement optimal avec PASCOSMA. Nous évoquons en particulier les problèmes rencontrés avec des modèles contenant un grand nombre d'équations.

2.1. Généralités.

Rappelons l'organigramme de fonctionnement du logiciel PASCOSMA. Celui-ci a déjà été donné au chapitre 2, mais nous allons rentrer plus en détail dans le fonctionnement du logiciel.

Au départ, on dispose d'un modèle analytique. La première étape consiste en scinder les paramètres du modèle en deux familles :

- les N_{P_s} paramètres de sortie P_{s_j} , c'est-à-dire tous les paramètres qui se trouvent à gauche du signe égal dans les équations ;
- les N_{P_e} paramètres d'entrée P_{e_j} , c'est-à-dire tous les autres paramètres (ceux qui se trouvent à droite du signe égal sans n'être jamais à gauche !).

Par exemple, dans les deux équations suivantes :

$$y = x + z \tag{379}$$

$$z = x + t \tag{380}$$

y et z sont des paramètres de sortie et x et t des paramètres d'entrée.

La seconde étape consiste à transformer les équations du modèle pour exprimer tous les paramètres de sortie en fonction des seuls paramètres d'entrée comme suit :

$$\forall j \in \{1, \dots, N_{P_s}\}, P_j = f_j(P_{e_1}, P_{e_2}, \dots, P_{e_{N_{P_e}}}) \tag{381}$$

Pour réaliser cette opération, il faut substituer tous les paramètres de sortie qui se trouvent à gauche en fonction uniquement de paramètres d'entrée. Cette opération serait très longue et très pénible à faire « à la main ». PASCOSMA utilise en fait le logiciel de calcul formel MACSYMA pour réaliser automatiquement toutes les substitutions.

L'étape suivante consiste à coupler le modèle analytique avec un algorithme d'optimisation performant déjà programmé. L'algorithme d'optimisation étant du type gradient, il faut disposer des dérivées partielles des paramètres de sortie par rapport à tous les paramètres d'entrée. Deux voies sont envisageables :

- soit on calcule les dérivées numériquement, mais alors le fonctionnement de l'algorithme d'optimisation est lent (car il faut en permanence évaluer numériquement des dérivées partielles) et il converge difficilement ;
- soit on les calcule formellement et une fois pour toutes.

Sans l'aide du calcul formel, on se dirige inévitablement vers la première solution dès que les équations du modèle sont trop nombreuses, car, a priori, il faut calculer $N_{P_e} \times N_{P_s}$ dérivées. En revanche, avec l'aide de MACSYMA, le travail peut être fait automatiquement et sans erreurs. C'est ce qui est réalisé dans PASCOSMA.

L'algorithme d'optimisation étant programmé en FORTRAN, PASCOSMA demande à MACSYMA de transcrire toutes les équations au format FORTRAN. Puis, les différents sous-programmes

correspondant aux expressions des paramètres de sortie et de leurs dérivées partielles sont automatiquement programmés.

La dernière étape est l'édition de lien des différents sous-programmes avec le sous-programme d'optimisation et avec une interface graphique conviviale qui est automatiquement configurée pour l'application considérée.

A l'arrivée, on dispose d'un programme d'optimisation correspondant au système décrit par le modèle initial, sans avoir à réaliser de longs calculs « à la main » ni de phase de correction des programmes. Le concepteur est donc libéré des travaux les plus fastidieux. Nous détaillerons plus loin l'utilisation d'une application PASCOSMA sur un exemple pratique.

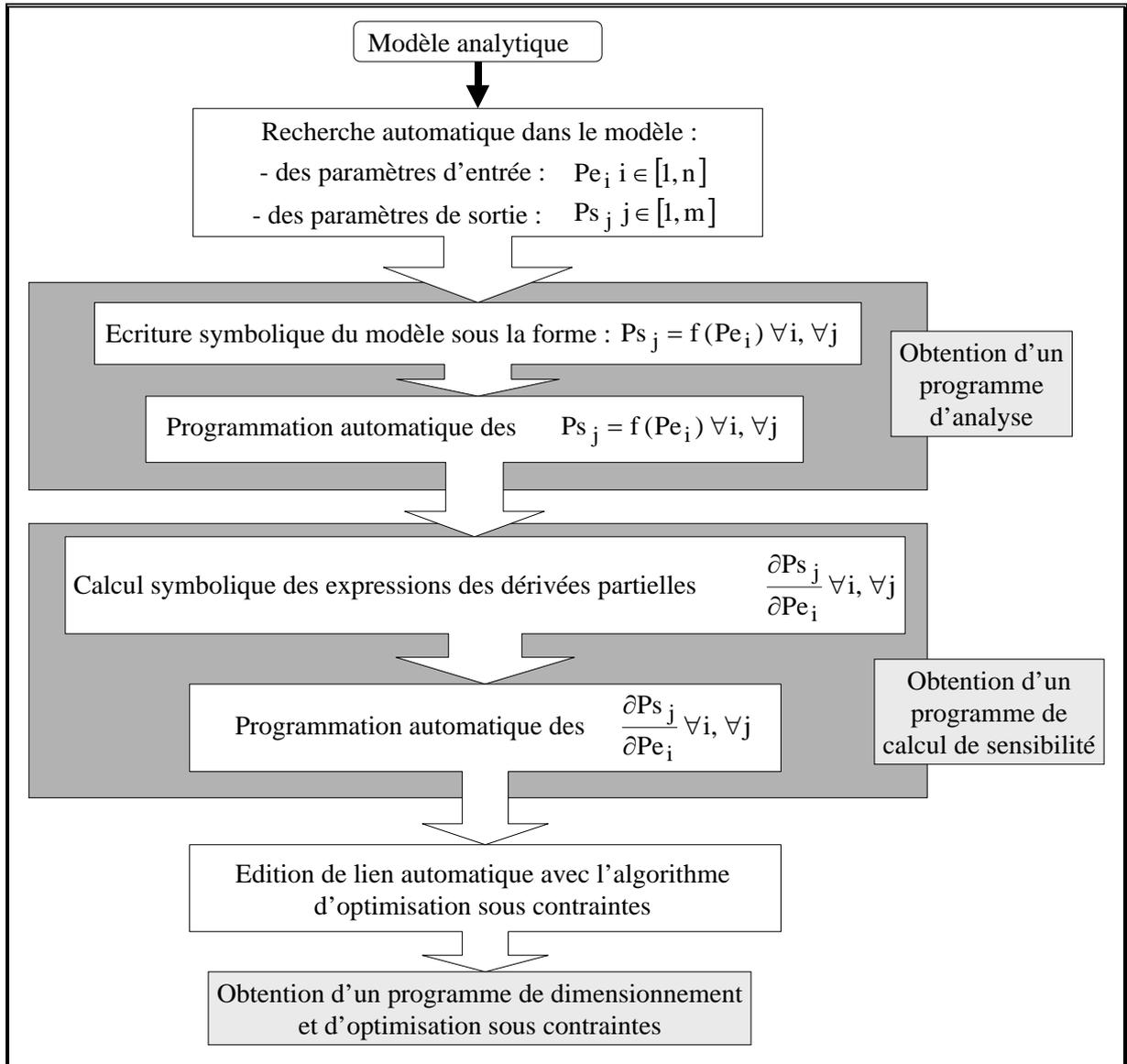


figure 140 : organigramme de génération automatique d'un programme de dimensionnement et d'optimisation sur la base d'un modèle analytique avec la méthodologie PASCOSMA.

2.2. Traitement des grands modèles.

Une limite de la méthodologie PASCOSMA telle qu'elle a été présentée au paragraphe précédent correspond au traitement des modèles comportant un très grand nombre d'équations. C'est exactement

le cas du système considéré dans ce travail. Le nombre d'équations et de paramètres est très important surtout à cause de l'utilisation de séries. Dans ce cas, les substitutions deviennent lourdes voire impossibles à réaliser, car les expressions données par MACSYMA deviennent énormes. Imaginons ce que peut donner la substitution d'une série dans une autre et cela imbriqué deux ou trois fois ! Une solution consiste à ne pas réaliser toutes les substitutions et d'utiliser les propriétés des fonctions composées (fonctions de fonctions). Lorsque l'on détecte que les expressions vont être trop lourdes, on ne réalise pas la substitution symbolique. Ensuite, pour calculer les dérivées partielles, on utilise les propriétés des fonctions composées. Pour mieux comprendre, considérons le cas simple des deux équations 379 et 380. Le calcul de $\frac{\partial y}{\partial t}$ peut être réalisé en substituant dans l'équation 379 l'expression

de z donnée par l'équation 380 ou alors en remarquant que $\frac{\partial y}{\partial t} = \frac{\partial y}{\partial z} \cdot \frac{\partial z}{\partial t}$, ce qui permet d'éviter la substitution. Avec ce truchement, on peut toujours calculer symboliquement l'expression exactes de toutes les dérivées partielles sans être confronté à des expressions substituées intraitables [70].

2.3. Choix des points de fonctionnement intervenant dans le dimensionnement.

En terme de dimensionnement, les équations du modèle doivent être évaluées pour différents points de fonctionnement qui serviront de points tests. En fait, il faut définir autant de point de fonctionnement que le cahier des charges en évoque (explicitement ou implicitement), et, pour chaque point, il faut dupliquer toutes les équations relatives aux performances du système. Les autres équations, décrivant la structure géométrique et les propriétés physiques des matériaux, sont indépendantes du point de fonctionnement et n'ont pas à être dupliquées. En conséquence, l'application est d'autant plus longue à programmer et difficile à utiliser que le nombre de point de fonctionnement est important. Pour les moteurs fonctionnant à vitesse et charge fixes, un seul point est utile. Pour les moteurs fonctionnant à vitesse et charge variables, il faut considérer plusieurs points ; ils peuvent aussi correspondre à des points limites d'une zone de fonctionnement à couvrir. Pour le cas d'un moteur de traction, on peut se reporter au tableau 3 du chapitre 1 ; par exemple, un des points de fonctionnement correspond au démarrage du moteur-roue à vitesse nulle pour imposer que le couple en ce point soit suffisant.

3. Validation du dimensionnement optimal par des simulations numériques automatisées.

3.1. Objectif.

Une fois le logiciel d'optimisation programmé, il peut être utilisé pour le dimensionnement d'un moteur. A la fin du dimensionnement, nous disposons d'un fichier PARAMETRES.TXT contenant tous les paramètres du modèle. Conformément à ce qui a été énoncé au chapitre 2, le moteur-roue dimensionné doit alors être simulé numériquement. Pour ce qui est de l'analyse magnétique, il s'agit donc de faire une série de simulations qui sont identiques dans leur déroulement et qui ne diffèrent que par la valeur des paramètres géométriques et des sources du champ (c'est-à-dire les ampères-tours dans les encoches). Ces simulations sont nombreuses mais tout à fait répétitives ; elles peuvent donc être automatisées. Ce n'est pas le cas pour les simulations thermiques, car elles nécessitent de connaître la structure exacte des parties mécaniques du moteur, ce qui n'est pas toujours possible. Nous limitons donc notre propos aux simulations électromagnétiques.

3.2. Mise en œuvre.

Les simulations peuvent facilement être automatisées grâce au langage de commande du logiciel FLUX2D. En fait, toutes les opérations sous ce logiciel visent à répondre à des questions. Dans le cas précis, pour chaque simulation, il est possible d'anticiper toutes les questions et d'écrire à l'avance les réponses dans un fichier. Par la suite, ce fichier est utilisé pour répondre automatiquement aux questions posées par le logiciel, sans aucune intervention de l'utilisateur. L'annexe 7 détaille la procédure suivie pour mettre en œuvre les simulations numériques automatisées de validation.

4. Application à l'optimisation du moteur de vélo.

4.1. Programmation de l'application de dimensionnement.

La programmation automatique de l'application de dimensionnement a été réalisée sur un ordinateur PC équipé d'un processeur AMD K6 cadencé à 200 MHz et possédant une mémoire vive de 64 Mo. Nous avons fourni les 72 équations du modèle analytique sous la forme d'un fichier au format MACSYMA et l'application de dimensionnement optimal a été disponible approximativement au bout de 12 heures. Durant la majeure partie du temps, plus de 5400 dérivées partielles ont été calculées symboliquement et traduites en langage FORTRAN. Cela donne une idée du travail réalisé automatiquement et du gain de temps réalisé par le concepteur (surtout si ce travail est réalisé en temps masqué).

Nous avons choisi trois points caractéristiques du fonctionnement du moteur :

- démarrage (P_{f_1}) : vitesse de rotation nulle et couple maximal ;
- vitesse intermédiaire (P_{f_2}) : puissance maximale et couple maximal ;
- vitesse maximale (P_{f_3}) : puissance maximale et vitesse maximale.

Ces trois points sont des points limites de la caractéristique couple vitesse demandée au moteur (cf. figure 141). D'un point de vue électromagnétique, si le moteur peut fonctionner à ces trois points, alors il est capable de fonctionner dans toute la zone définie sous la caractéristique limite représentée sur la figure 141. Mais attention, comme les équations correspondant au modèle thermique n'ont pas été intégrées, il n'est pas possible de préciser le temps de fonctionnement pour chaque point avant que les échauffements deviennent trop important.

Enfin, la fonction objectif, c'est-à-dire la variable à optimiser, a été choisie comme suit :

$$f_{obj} = k_{\eta_2} \cdot \eta_2 + k_{m_{aim}} \cdot m_{aim} + k_{m_{tot}} \cdot m_{tot} \quad (382)$$

On fixe les valeurs des coefficients k à 0 ou à 1 selon que l'on veuille privilégier une variable ou une autre. Par exemple, pour optimiser le rendement au point de fonctionnement P_{f_2} , on choisit les coefficients k comme suit : $k_{\eta_2} = 1$; $k_{m_{tot}} = k_{m_{aim}} = 0$.

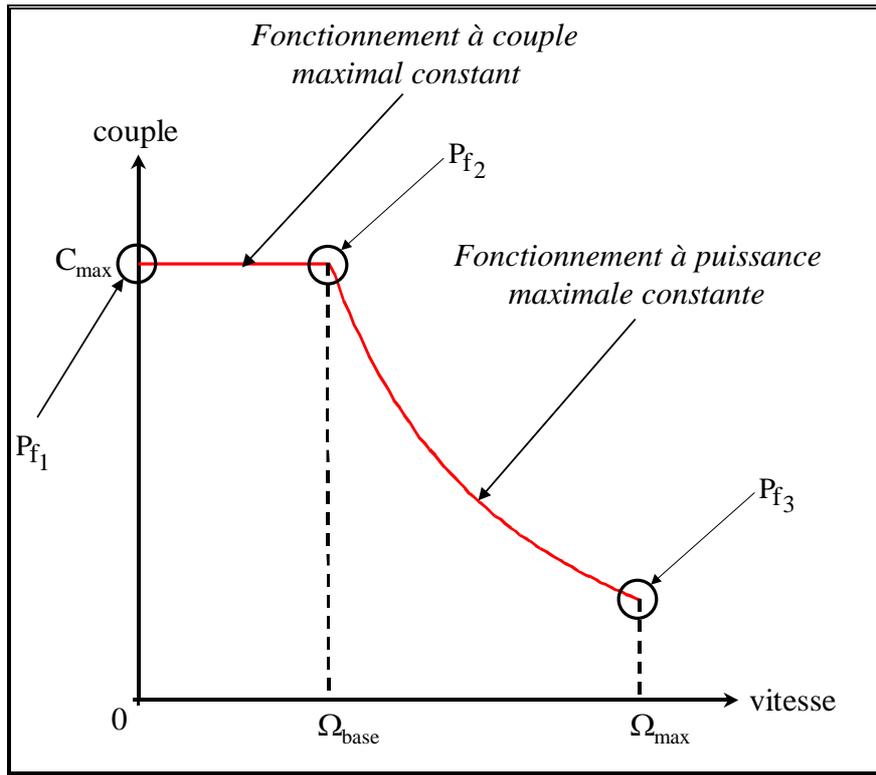


figure 141 : définition des trois points de fonctionnement utilisés dans l'application de dimensionnement de moteurs-roues créée par PASCOSMA.

4.2. Cahier des charges et définition des contraintes de dimensionnement.

Dans ce paragraphe, nous utilisons l'exemple de l'optimisation d'un moteur de vélo pour expliquer comment le programme de dimensionnement optimal généré par Pascosma gère un cahier des charges.

4.2.1. Cahier des charges du moteur de vélo.

Nous retenons les grandes lignes suivantes du cahier des charges pour l'optimisation du moteur de vélo :

- puissance maximale : 200 W ;
- vitesse maximale : 200 tr/min ;
- couple maximal : 25 N.m (pendant une minute) ;
- refroidissement par convection naturelle ;
- tension de batterie : 36 V ;
- diamètre extérieur du moteur : ≤ 150 mm ;
- largeur du moteur : ≤ 100 mm (pour être intégrable dans une fourche de vélos-tous-terrains standards).

De plus, pour avoir la plus grande autonomie possible, le moteur doit être le plus léger possible et avoir le meilleur rendement possible et, pour limiter le coût du moteur, il faut minimiser la masse des aimants.

4.2.2. Traitement du cahier des charges dans l'application de dimensionnement optimal.

Dans l'application de dimensionnement programmée automatiquement par PASCOSMA, tous les paramètres (d'entrée ou de sortie) peuvent être contraints.

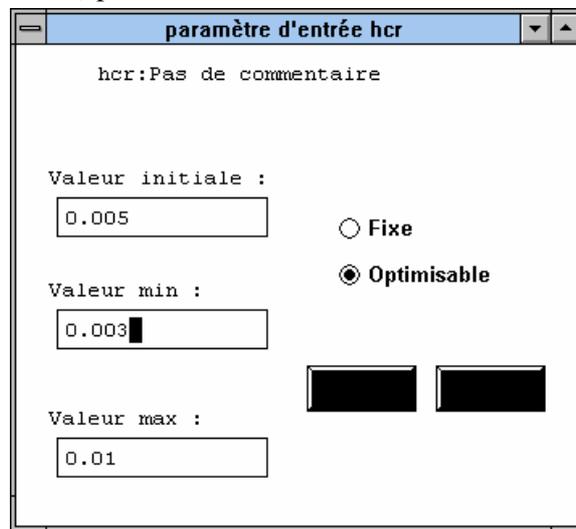


figure 142 : fenêtre de l'interface de l'application de PASCOSMA permettant de contraindre un paramètre d'entrée.

La figure 142 présente la fenêtre d'interface concernant la paramètre d'entrée h_{c_r} (hauteur de la culasse rotorique). Dans cette fenêtre, nous fixons les bornes de variations de la variable durant l'optimisation, ainsi qu'une valeur initiale (qui peut être figée au cours de l'optimisation). En effet, il est nécessaire de fixer une valeur initiale pour tous les paramètres d'entrée, car l'algorithme d'optimisation fonctionne par itérations successives et il faut donc lui fournir un point de départ. Dans notre cas, ce point de départ est tout trouvé ; il s'agit du moteur de vélo initial. Remarquons que si nous voulions dimensionner un système complètement nouveau, nous devrions trouver des valeurs initiales cohérentes (par exemple en appliquant une procédure classique). En fait, d'un point de vue strictement théorique, il n'est nullement nécessaire de partir de paramètres physiquement cohérents et nous pourrions démarrer l'optimisation avec des paramètres déterminés de façon aléatoire, mais l'expérience montre que cela entraîne souvent des problèmes de convergence de l'algorithme d'optimisation.

La figure 143 présente la fenêtre d'interface concernant la paramètre de sortie $rend_b$ (rendement du moteur pour le point de fonctionnement P_{f_2}). Dans cette fenêtre, nous choisissons :

- soit d'ignorer le paramètre, c'est-à-dire qu'il est laissé libre de prendre n'importe quelle valeur durant toute la procédure d'optimisation ;
- soit d'optimiser le paramètre dans un intervalle donné ; par exemple, dans la fenêtre de la figure 143 nous imposons⁵⁹ que le rendement au point P_{f_3} soit supérieur à 70 % (et inférieur à 100 % !)
- soit de fixer un paramètre ; l'algorithme d'optimisation converge naturellement vers cette contrainte d'égalité.

⁵⁹ S'il n'y a pas de solution satisfaisante dans cet intervalle, le programme envoie un message d'erreur expliquant que l'algorithme d'optimisation ne converge pas sans violer des contraintes.

Cette dernière possibilité est d'un grand intérêt pratique, car elle permet de calculer des paramètres implicites (comme le facteur de saturation dans le cas du modèle analytique magnétique décrit au chapitre 5). En effet, supposons que le paramètre x_0 soit défini par la relation $f(x_0)=0$, non inversible analytiquement. Nous allons définir le paramètre supplémentaire $f_0=f(x_0)$ et dans l'application de dimensionnement nous imposons que le paramètre de sortie f_0 soit égal à 0. Alors l'algorithme trouve automatiquement (si cela est possible) le paramètre x_0 qui permet de satisfaire la contrainte d'égalité $f_0=0$.

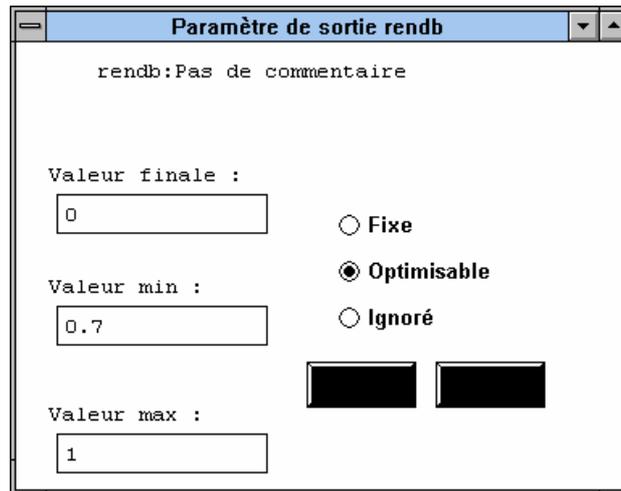


figure 143 : fenêtre de l'interface de l'application de PASCOSMA permettant de contraindre un paramètre d'entrée.

Les contraintes que nous fixons sur les grandeurs d'entrée ou de sortie reflètent très exactement les contraintes définies dans le cahier des charges, pour autant que la variable à contraindre soit représentée par un paramètre mathématique dans l'application de dimensionnement. Ces contraintes peuvent donc concerner la géométrie ou les performances du moteur.

Pour notre exemple, le cahier des charges contenait les contraintes suivantes :

- limitation de la valeur maximale du diamètre extérieur (il doit être inférieur à 150 mm d'après le cahier des charges) ;
- limitation de la valeur maximale de la longueur de fer (compte tenu des têtes de bobine, elle doit être inférieure à 54 mm pour que le moteur complet ait une largeur inférieure à 100 mm) ;
- limitation de la valeur minimale du nombre de paires de pôles et du nombre de conducteurs en série par encoche (il doivent évidemment être supérieurs à 1).
- limitation de la valeur minimale de la largeur des dents et de la hauteur des culasses et des aimants pour des questions de faisabilité mécanique ;
- limitation de la valeur minimale de l'ouverture de l'encoche entre deux dents pour pouvoir passer les fils de cuivres (voire les bobines préformées) ;
- contrainte d'égalité sur l'entrefer magnétique (il est pris égal à 1 mm car il est difficile de descendre en dessous) ;
- contraintes d'égalité pour les couples électromagnétiques aux points P_{f_1} et P_{f_2} (25 N.m) ;
- contraintes d'égalité pour les puissances aux points P_{f_2} et P_{f_3} (200 W) ;
- contraintes d'égalité sur la vitesse au point P_{f_3} (200 tr/min) ;

- limitation de la valeur minimale du rendement au point P_{f_3} (il doit être supérieur ou égal à 70 %) ;
- limitation de la valeur minimale du temps d'échauffement adiabatique au point P_{f_1} (il doit être supérieur ou égal à 60 s) ;
- limitation de la valeur maximale de la tension en aval du convertisseur (elle doit être inférieure à la tension de batterie de 36 V) ;
- limitation des inductions dans toutes les parties de la machine pour éviter de sortir des limites de validité de l'équation analytique modélisant les caractéristiques des matériaux magnétiques (sinon l'algorithme d'optimisation risque de diverger).

4.3. Première optimisation.

Après avoir défini ce cahier des charges, nous avons pu réaliser le premier dimensionnement optimal en prenant la masse totale comme fonction objectif. Le dimensionnement est rapide : en moins d'une minute (et 44 itérations), le programme fournit une solution. Pour achever le dimensionnement, il faut fixer les paramètres discrets que sont le nombre de conducteurs en série par encoche et le nombre de paires de pôles. Pour cela, nous essayons les quatre couples possibles autour des valeurs optimales non entières et nous retenons la meilleure. Les principaux paramètres du moteur obtenu sont donnés dans le tableau 21. Nous constatons que pour une conservation du rendement et des performances imposées par le cahier des charges, la masse totale a été réduite de 38,4 % et celle des aimants de 54,4 %.

4.4. Seconde optimisation.

La première optimisation est très satisfaisante. Mais, pour des raisons énergétiques, il peut être intéressant d'augmenter le rendement du moteur au point P_{f_3} . Pour cela, nous réalisons plusieurs dimensionnement en faisant croître la contrainte minimale sur le rendement et en optimisant la masse totale. A chaque fois, celle-ci augmente, prouvant encore une fois que le rendement et la masse du moteur sont assujettis à un compromis difficile correspondant à l'optimisation de l'autonomie du véhicule. Dans cette application, nous n'avons pas encore introduit de paramètres traduisant cette grandeur. Nous effectuons donc le choix définitif en traçant les courbes de la masse totale (figure 144) et de celle des aimants (figure 145) en fonction de la contrainte minimale sur le rendement.

Le choix du moteur final n'obéit à aucune règle objective et il est le seul fruit de notre analyse des courbes ci-dessus. Nous pouvons par exemple nous aider en fixant une limite de coût des aimants. Nous choisissons arbitrairement le moteur ayant un rendement de 0,73. En effet, le choix d'un rendement supérieur conduit à augmenter trop fortement la masse du moteur (et en particulier des aimants) et à l'opposé, vouloir minimiser encore plus les masses implique une détérioration difficilement acceptable du rendement.

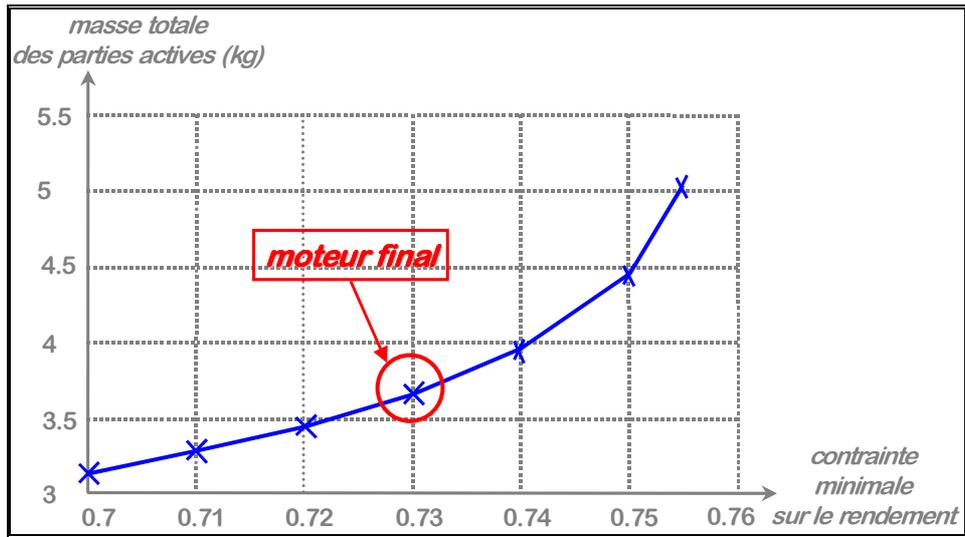


figure 144 : évolution de la masse totale du moteur en fonction de la contrainte minimale sur le rendement durant l'optimisation du moteur de vélo.

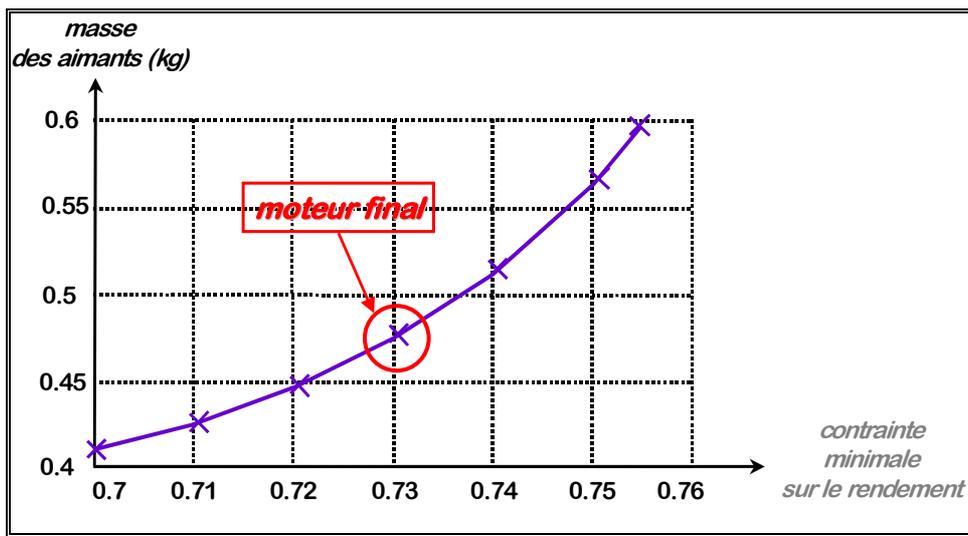


figure 145 : évolution de la masse des aimants du moteur en fonction de la contrainte minimale sur le rendement durant l'optimisation du moteur de vélo.

Les deux figures précédentes mettent aussi en évidence l'existence de limites physiques concernant le rendement du moteur et sa masse totale : on ne peut obtenir un rendement supérieur à environ 76 % (même au prix d'une très grande augmentation des masses) et on ne peut obtenir une masse inférieure à environ 3 kg (même en acceptant un rendement très faible).

tableau 21 : principales caractéristiques données par le modèle utilisé par l'application de dimensionnement optimal pour le moteur initial et les deux moteurs optimisés.

	Moteur initial	Moteur intermédiaire (première optimisation)	Moteur final Seconde optimisation)
Puissance maximale (W)	200	200	200
Vitesse maximale (tr/min)	200	200	200
Couple maximal (N.m)	25	25	25
Rendement au point P_{f_3} (%)	70	70	73
Masse totale des parties actives (kg)	4,9	3,1	3,7
Masse des aimants (kg)	0,91	0,41	0,47
Diamètre extérieur (mm)	150	150	150
Longueur de fer (mm)	49	51	54
Nombre de paire de pôles	6	9	9

Le tableau résume les principales caractéristiques de ce moteur. Les caractéristiques imposées par le cahier des charges sont maintenues tandis que le rendement est augmenté de trois points, la masse totale est diminuée de 28 % et celle des aimants de 48 %.

4.5. Comparaison entre le moteur-roue optimisé et le moteur roue initial.

Nous allons comparer plus en détail la structure puis les performances du moteur-roue optimisé avec celles du moteur-roue initial, pour se faire une idée de la qualité du moteur obtenu.

4.5.1. Comparaison des caractéristiques géométriques.

La figure 146 montre les deux structures géométriques. Nous observons que la seconde est largement allégée. Les épaisseurs des culasses et des aimants et les largeurs des dents sont plus faibles ; le rayon intérieur du stator est plus grand. Cela a été possible en augmentant le nombre de pôles du moteur de 12 à 18. En même temps le logiciel a joué sur les niveaux d'induction pour maîtriser les pertes fer supplémentaires dues à l'augmentation de la fréquence électrique. Le tableau qui compare les masses et les coûts des deux moteurs montre le gain de matière et le gain économique qui est réalisé, surtout au niveau des aimants.

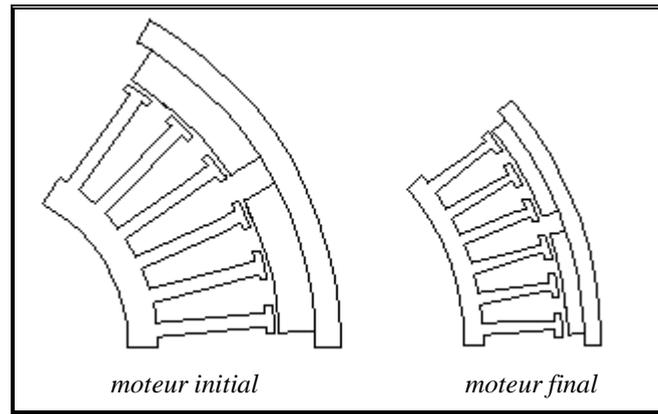


figure 146 : comparaison des structures géométriques du moteur de vélo initial et du moteur de vélo optimisé.

tableau 22 : comparaison des masses des différentes parties actives du moteur de vélo initial et du moteur de vélo optimisé.

	Moteur initial		Moteur optimisé		Evolution (%)
	Masse (kg)	Coût (FF)	Masse (kg)	Coût (FF)	Masse Coût
Aimants	0,914	548	0,484	290	- 47
Cuivre	1,408	70	1,000	50	- 29
Culasse du rotor	0,865	17	0,674	13,5	- 21
Dents	1,181	684*	0,439	776*	+ 13
Culasse stator	0,528				
Moteur total	4,896	1320	4,098	1130	- 14,4

* tôles au cobalt à environ 400 FF/kg

4.5.2. Comparaison des performances.

La comparaison des performances est effectuée sur la base des résultats fournis par les modèles numériques développés aux chapitres 5 et 6. Pour les obtenir, nous avons donc mis en œuvre la méthodologie décrite au paragraphe 3 de ce chapitre. Nous avons réalisé des simulations pour dix niveaux d'ampères-tours et cinq valeurs de température d'aimants, soit cinquante simulations. Pour chaque simulation, nous avons considéré soixante pas de calcul sur une période électrique. Au total, nous avons donc fait l'équivalent de trois mille simulations en magnétostatique. Ce travail a été réalisé automatiquement et il a nécessité environ 48 heures de calculs sur un ordinateur équipé d'un microprocesseur de type AMD K6 cadencé à 200 MHz et possédant une mémoire vive de 64 Mo. Là encore, nous pouvons mesurer la quantité de travail qui est automatisé. De cette manière, on peut obtenir des informations très précises et très exhaustives sur les performances du moteur-roue dans un temps qui est tout à fait raisonnable, même pour un bureau d'étude.

4.5.2.1 Performances magnétiques.

Le tableau 23 résume les inductions maximales à vide dans les différentes parties du moteur. Nous complétons l'analyse avec le tracé des lignes de champ et du dégradé d'induction dans les deux moteurs. Il ressort de ces trois éléments que le second moteur est plutôt moins saturé que le premier. Ses dents sont moins longues, ce qui a tendance à limiter les fuites de flux magnétique dans les

encoches. Remarquons que dans les deux moteurs, l'induction est très élevée dans les dents car nous avons utilisé des tôles au cobalt. Ces tôles sont certainement hors du budget d'un moteur pour vélo électrique. Mais cela ne remet pas en cause la validité de la comparaison, puisque nous avons utilisé les mêmes matériaux pour les deux moteurs.

tableau 23 : comparaison des inductions maximales à vide dans les différentes parties du moteur de vélo initial et du moteur de vélo optimisé.

	Moteur initial	Moteur optimisé
Culasse du rotor	2,22	2,03
Dent	2,24	1,96
Entrefer	0,74	0,66
Culasse stator	1,24	1,36

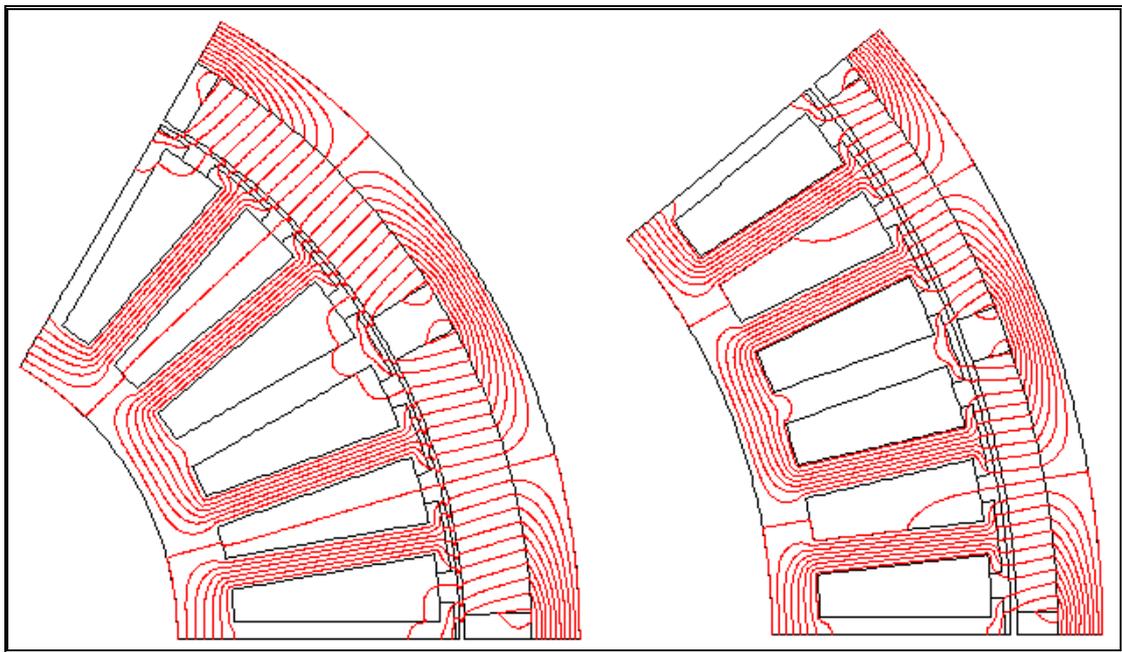


figure 147 : comparaison des lignes équi flux du moteur de vélo initial et du moteur de vélo optimisé.

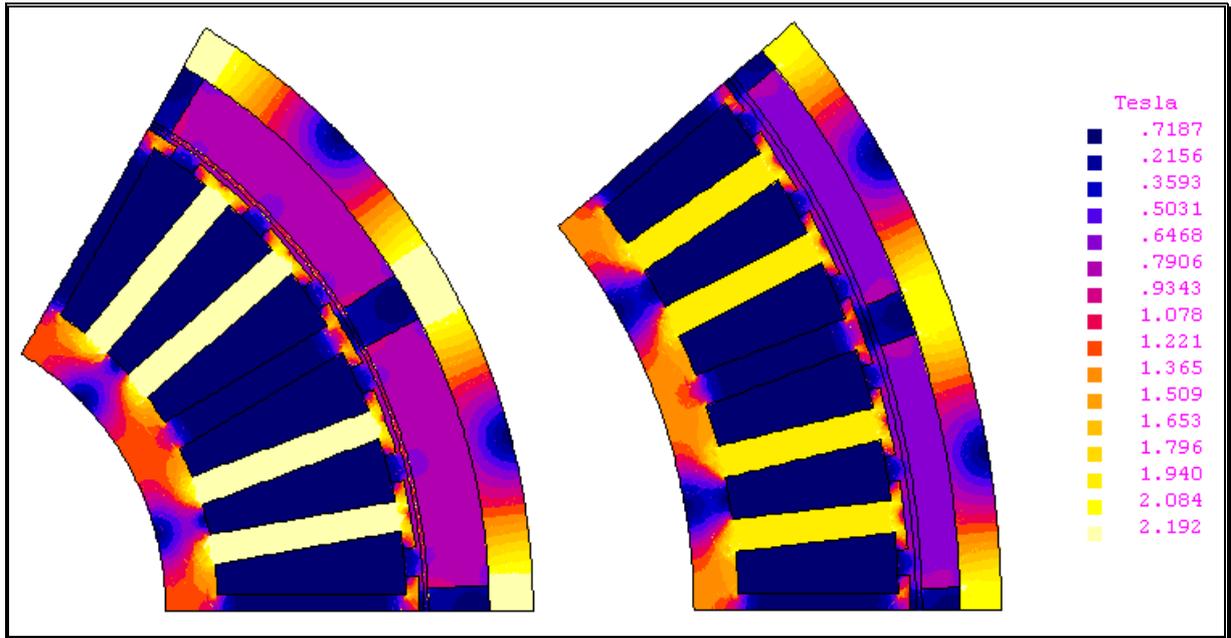


figure 148 : comparaison du dégradé d'induction du moteur de vélo initial et du moteur de vélo optimisé.

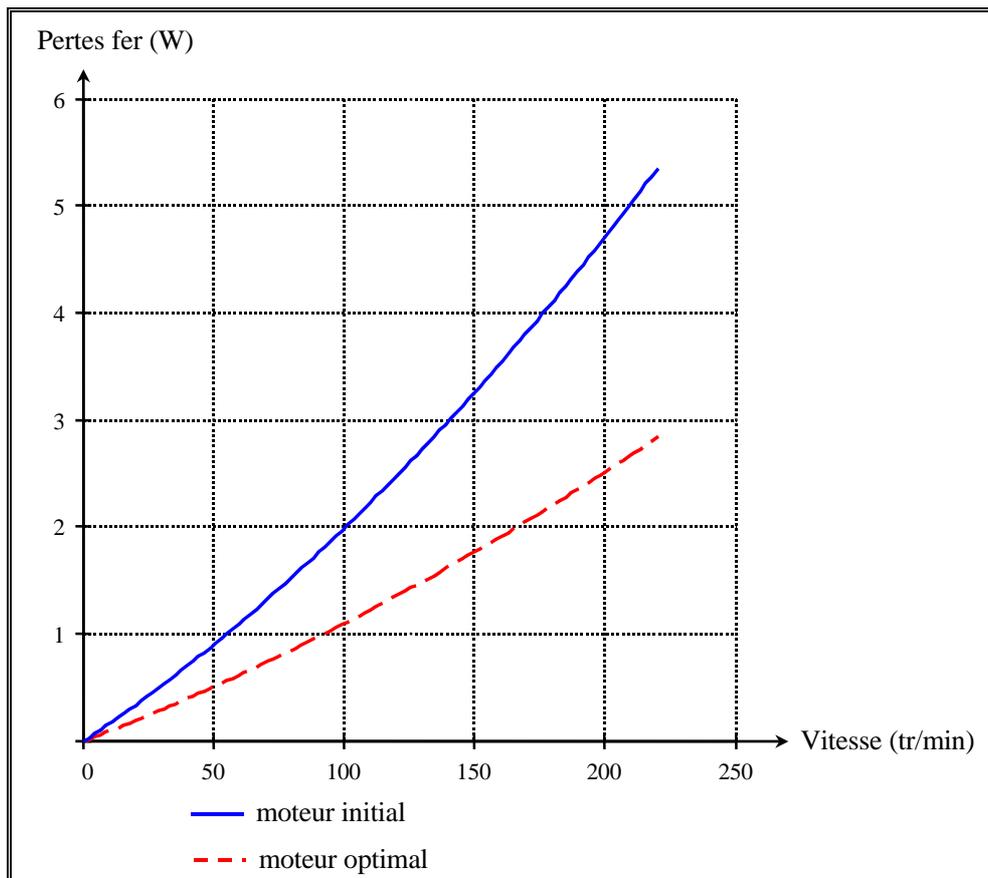


figure 149 : comparaison des pertes à vide du moteur de vélo initial et du moteur de vélo optimisé.

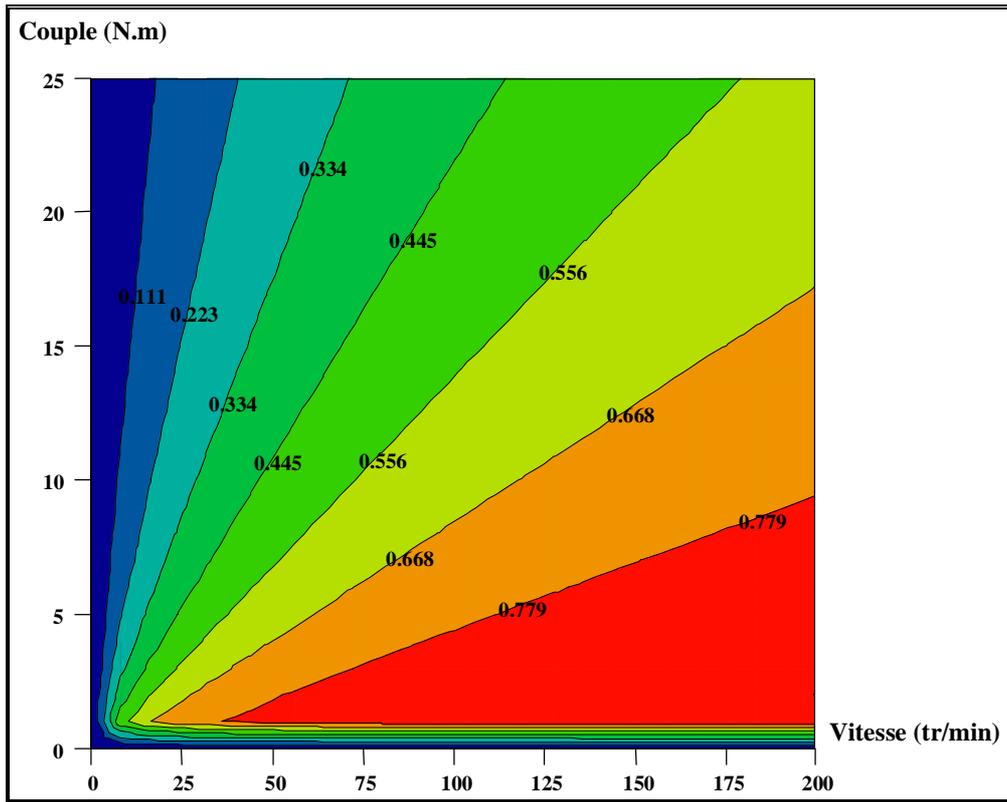


figure 150 : iso valeurs du rendement du moteur de vélo initial.

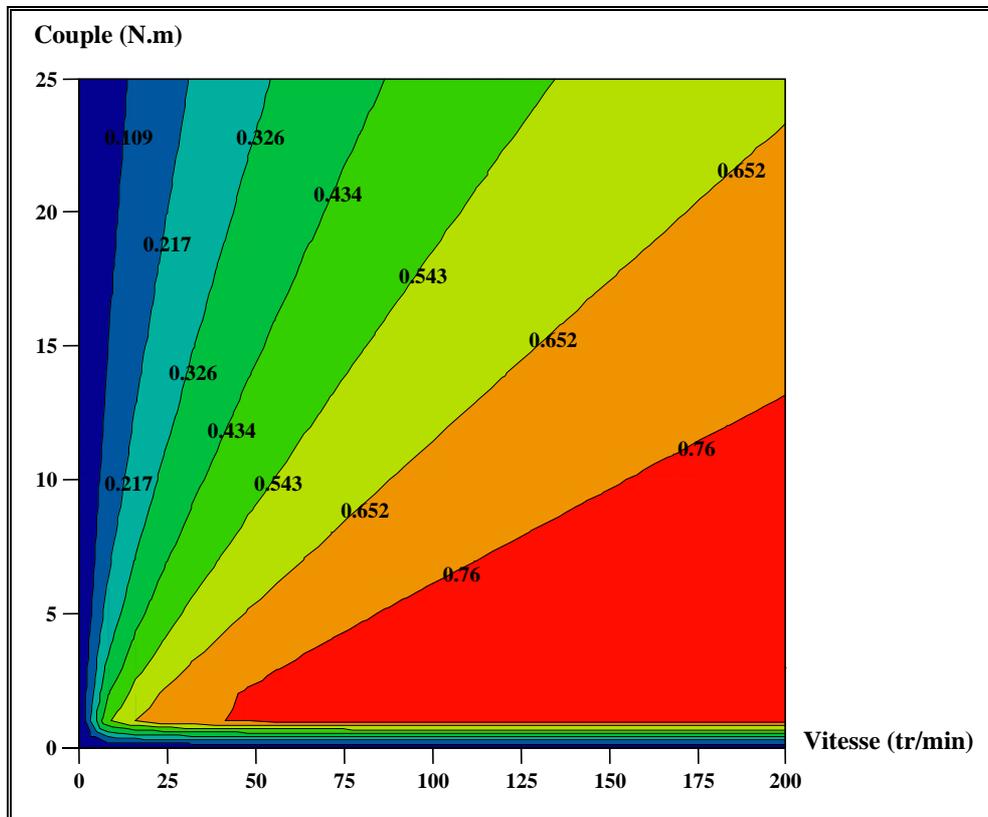


figure 151 : iso valeurs du rendement du moteur de vélo optimisé.

4.5.2.2 Performances électromécaniques.

Pour les performance électromécaniques, nous nous limitons aux plus importantes pour l'application de vélo électrique : les pertes à vide (figure 149), les lignes d'équi-rendement dans le plan couple-vitesse (figure 150 pour le vélo initial et figure 151 pour le vélo optimisé) et le courant débité par la batterie sur la caractéristique couple-vitesse limite imposée par le cahier des charges (figure 152).

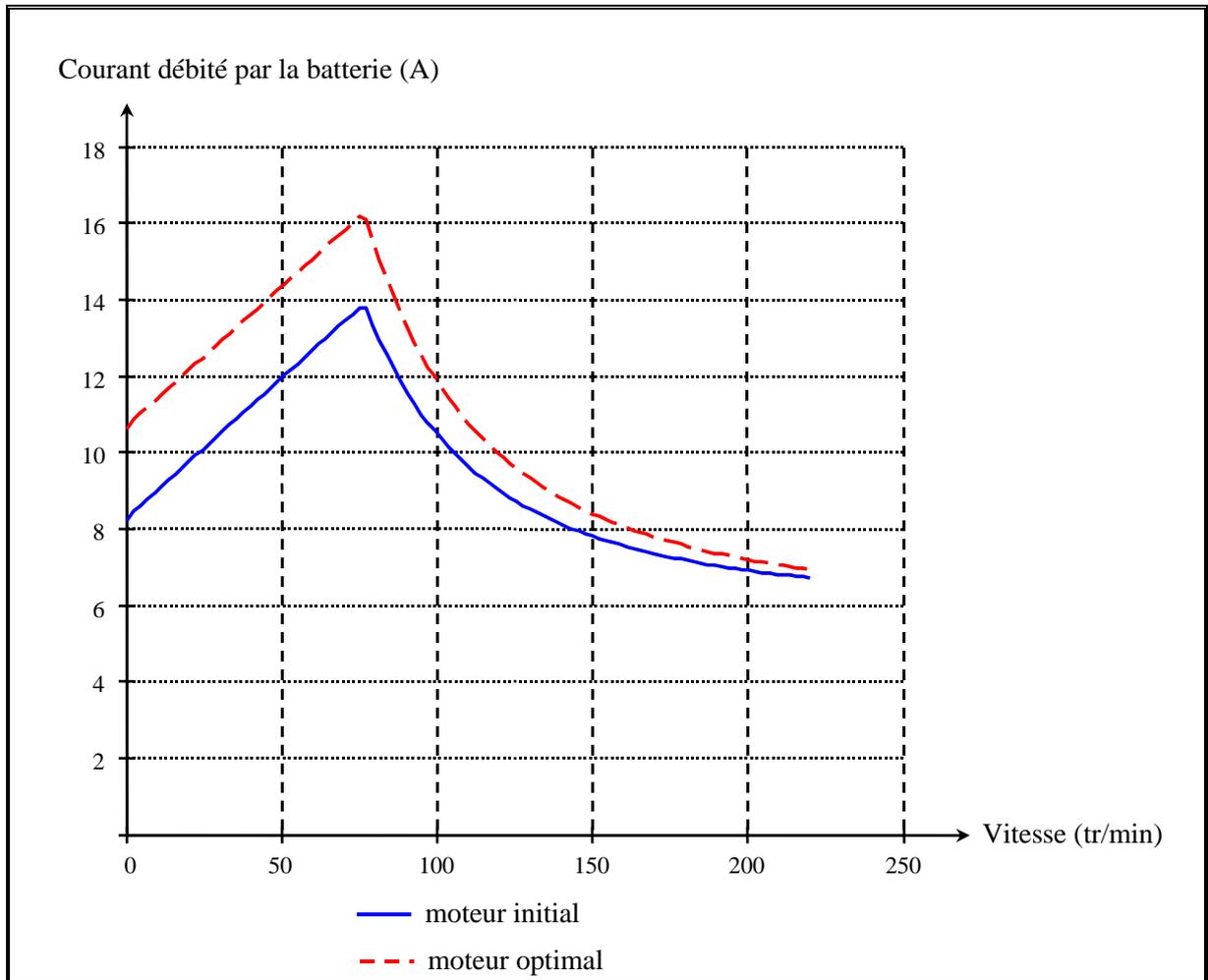


figure 152 : comparaison du courant débité par les batteries du moteur de vélo initial et du moteur de vélo optimisé.

4.5.3. Conclusion sur la comparaison des deux moteurs.

La comparaison détaillée fait donc apparaître une certaine stabilité dans les performances électromécaniques, tout en ayant diminué la masse totale ainsi que celle des aimants. On remarque que les pertes fer du moteur optimisé sont plus importantes que celles du moteur initial ; en effet, la diminution de l'induction n'a pas totalement compensé l'augmentation de la fréquence électrique. En revanche les lignes d'équi-rendement sont sensiblement identiques pour les deux moteurs. En guise de conclusion, nous nous sommes intéressé aux performances thermiques du moteur. Nous avons tracé sur la figure 153 la montée en température du moteur pour des pertes de 270 W correspondant au démarrage du moteur à couple maximal. On observe un échauffement rapide du cuivre (temps de

réponse de 20 minutes) vers des températures élevées dépassant largement la classe d'isolation du cuivre (# 260 °C). De même, les aimants atteignent des températures supérieures à la température de fonctionnement, avec cependant des temps de réponse plus lents.

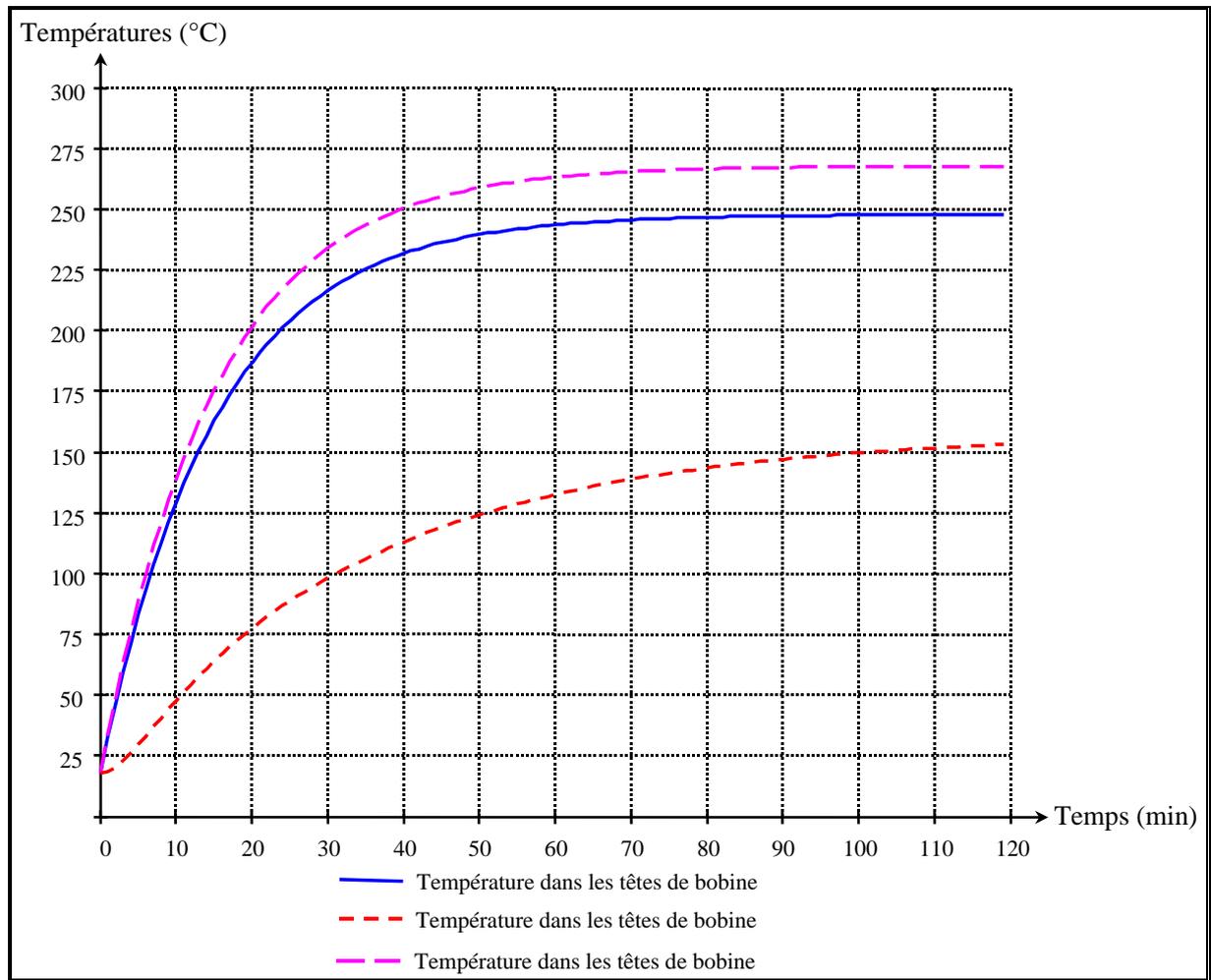


figure 153 : échauffements du moteur de vélo optimisé pour des pertes de 270 W.

5. Conclusion.

Dans ce dernier chapitre, nous avons mis en œuvre la méthodologie que nous avons décrite au chapitre 2 pour dimensionner un moteur-roue synchrone sans balais, à structure inversée. L'approche est complètement validée. Nous avons utilisé le logiciel PASCOSMA pour programmer automatiquement une application de dimensionnement optimal. L'utilisation de cette dernière nous a permis d'améliorer très nettement les performances massiques d'un moteur-roue destiné à la traction d'un vélo électrique : nous avons maintenu constant l'ensemble de ses performances (voire amélioré certaines), tout en diminuant la masse totale du moteur. A cela s'ajoute la diminution de la masse des aimants qui représente un gain économique certain. Notons enfin que ces améliorations ont été déterminés rapidement : l'optimisation analytique prend quelques dizaines de minutes et les validations numériques (très exhaustives) quelques heures. Cela confirme bien l'idée que cette méthodologie de dimensionnement est efficace, car nous obtenons *rapidement* des solutions *intéressantes*. La seule ombre au tableau correspond au comportement thermique du moteur obtenu.

Les premières simulations semblent montrer qu'en convection naturelle, les échauffements risquent de limiter la durée d'utilisation du moteur pour des points de fonctionnement difficiles. En fait, le problème provient surtout du fait que les équations thermiques ne sont pas encore incluses au modèle analytique utilisé par PASCOSMA pour programmer l'application de dimensionnement. En conséquence, cette dernière ne peut pas gérer les contraintes liées au comportement thermique du moteur. Cela montre bien l'importance de la pertinence du modèle analytique. Le programme d'optimisation cherche des solutions dans le cadre des équations qui lui sont données. Celles-ci doivent donc décrire le mieux possible tous les phénomènes quantitativement importants dans le moteur. En conclusion de ce chapitre, nous retiendrons qu'il faut toujours utiliser le programme de dimensionnement avec un regard critique sur les solutions. C'est le rôle du concepteur d'analyser la validité et la cohérence des résultats. Débarrassé des tâches longues et pénibles, le concepteur peut se concentrer sur l'analyse physique des solutions ainsi que sur le développement de nouveaux modèles toujours plus complets et plus précis. C'est ce que doivent lui apporter les logiciels de CAO.

CONCLUSION.

Dans ce mémoire, nous nous sommes intéressé à la conception d'un moteur-roue, c'est-à-dire d'un moteur intégré dans la roue d'un véhicule sans réducteur.

Au premier chapitre, nous avons d'abord montré que le moteur-roue pouvait trouver une place intéressante parmi les différents systèmes de traction électrique. En effet, même s'il semble pénalisé par l'absence de réducteur et par le fractionnement de la puissance, nous avons établi qu'une optimisation de l'autonomie du moteur permettait d'obtenir une solution relativement intéressante où le rendement n'est pas trop détérioré et où l'augmentation de masse est de faible ampleur. Dès ce premier chapitre nous avons montré, à travers la multiplicité et l'antagonisme des contraintes, qu'il fallait utiliser des techniques d'optimisation pour tirer avantage d'une telle structure.

Au second chapitre nous avons essayé de déterminer quelle devait être la démarche à suivre pour concevoir le plus efficacement possible un moteur-roue. Pour cela, nous avons proposé une méthodologie en deux temps, dont la portée dépasse largement le cas particulier du moteur-roue. Elle consiste d'abord à choisir la structure la mieux adaptée au problème, puis à dimensionner cette structure par optimisation sur la base d'un modèle analytique complet du système, sachant que les résultats sont ensuite validés par des simulations numériques.

En application de cette méthodologie, nous avons commencé par faire une étude des différentes structures possibles pour réaliser un moteur-roue. Nous avons mis en évidence que la machine synchrone sans balais à structure inversée répond favorablement à l'ensemble des critères requis par l'application. Puis, pour réaliser la deuxième étape de la conception, à savoir le dimensionnement, nous avons développé un modèle analytique complet du système. Pour y arriver, nous avons essayé d'établir une démarche générique pour la mise au point du modèle. Il s'agit en fait de scinder les équations en deux groupes selon qu'elles sont indépendantes ou non du fonctionnement. Dans le premier, on retrouve les équations donnant la structure géométrique et les propriétés physiques des matériaux utilisés. Dans le second, on retrouve toutes les équations permettant d'établir les performances d'un système pendant son fonctionnement. Pour le cas du moteur-roue synchrone sans balais, nous avons divisé ces équations en trois sous-groupes selon la nature des phénomènes physiques rencontrés : magnétique, électromécanique et thermique. Pour cette modélisation, nous avons cherché à rendre compte de toutes les particularités de la structure de moteur choisi. Notamment, l'obligation de réaliser de forts couples implique d'une part de modéliser l'influence de la saturation des matériaux magnétiques et d'autre part de tenir compte des échauffements pour des charges élevées. La modélisation analytique a été complétée par une modélisation numérique utilisant la méthode des éléments finis bidimensionnelle pour les phénomènes magnétiques et tridimensionnelle pour les phénomènes thermiques.

Dans la dernière partie, nous avons présenté des essais sur deux prototypes de moteurs-roues dont les puissances sont très différentes (30 kW et 200 W). Ces essais ont permis de valider les modèles magnétique et électromécanique, mais ont montré les faiblesses actuelles de la modélisation thermique.

Nous avons finalement appliqué notre méthodologie de dimensionnement à l'amélioration des performances d'un moteur destiné à l'assistance au pédalage sur un vélo. Nous avons utilisé le logiciel

Conclusion.

PACOSMA pour programmer automatiquement une application d'optimisation qui nous a permis de diminuer la masse des aimants et du moteur, sans détériorer ses performances. Il reste à confirmer le comportement thermique de ce moteur.

Dans ce mémoire, nous avons voulu mettre en évidence l'intérêt d'établir de nouvelles méthodes de dimensionnement. Pour s'en convaincre, essayons d'imaginer la conséquence en économie d'énergie d'une augmentation de 1% du rendement de tous les moteurs électriques de la planète. Pour autant, il ne faut pas croire que l'augmentation de l'efficacité de la conception supprime le travail du concepteur ou que l'ordinateur va se substituer à sa réflexion. En fait, l'objectif est tout différent. Il s'agit d'ASSISTER le concepteur à l'aide d'un ordinateur et de supprimer un grand nombre de tâches rébarbatives et mécaniques pour lui laisser plus de temps pour les tâches plus « nobles » : définir des modèles plus précis, critiquer les solutions obtenues, faire un choix. Mais le logiciel assure que pour un modèle donné, on a trouvé la meilleure solution mathématique possible. Le concepteur est toujours là pour faire la synthèse des calculs et interpréter les résultats.

Par ailleurs, le logiciel ne peut dimensionner qu'une structure décrite par un modèle analytique. Donc, tout l'aspect créatif de la conception, qui permet souvent des avancées plus grandes que n'importe quel logiciel de simulation ou d'optimisation n'est pas supprimé. Au contraire, toute nouvelle structure est d'autant plus valorisée que des techniques mathématiques permettent de l'optimiser.

Enfin, il apparaît clairement que cette approche relance la travail autour des modèles analytiques maintenant trop souvent abandonnés au profit des modèles numériques.

Les perspectives de ce travail sont multiples. Elles sont à situer sur trois niveaux :

- l'amélioration des modèles analytiques et numériques en allant vers des couplages forts entre les modèles permettant notamment de mieux maîtriser l'influence des phénomènes thermiques sur les performances électromagnétiques ;
- l'amélioration des techniques de conception ;
- l'intégration des équations du comportement mécanique et celle du contrôle et de la commande du moteur, pour élargir encore l'approche système.

Nous avons longuement décrit une approche de la conception qui doit pouvoir permettre de la rendre plus efficace. Gardons bien à l'esprit que, comme pour toute modélisation, la validation par l'expérience reste indispensable. Néanmoins, nous pensons que notre démarche permet de réduire notablement le nombre de prototypes à construire.

ANNEXE 1.

Dans cette annexe, nous donnons les principaux paramètres de construction du **moteur 30 kW**.

Entrefer		ent	2 mm
Définition des aimants	Nuance du matériau	Nd Fe B (d'origine chinoise)	-
	Rayon extérieur	R_r	231,8 mm
	Rayon intérieur	R_a	220,3 mm
	Epaisseur	h_a	11,5 mm
	Ouverture angulaire relative à un pôle	α_a	0,85
Définition de la culasse rotorique	Nuance du matériau	Id 35 cd 4	-
	Rayon extérieur	R_{ext}	240 mm
	Rayon intérieur	R_r	231,8 mm
	Epaisseur	h_{cr}	8,2 mm
Définition du stator	Nuance du matériau	Ugine Fev 470 P 50	-
	Rayon extérieur	R_s	218,3 mm
	Rayon intérieur	R_{int}	180,3 mm
	Hauteur de l'isthme de dent	h_{is}	1 mm
	Largeur de l'isthme de dent	L_{is}	1,5 mm
	Largeur d'une dent	l_d	7,1 mm
	hauteur d'une dent	h_d	26,5 mm
	Hauteur de la culasse statorique	h_{cs}	10,5 mm
	Nombre de paire de pôles	p	16
	Nombre d'encoche par pôle et par phase	q	1
	Nombre de dent	N_d	96
	Longueur de fer	l_{fer}	180 mm
Coefficient de foisonnement	k_s	0,98	
Définition du bobinage	Surface de conducteur	S_{cond}	3,04 mm ²
	Nombre spire en série dans une encoche	n_s	24

Définition de la batterie	Type de batterie	Ni Cd	-
	Tension de batterie	U_{bat}	540 V
	Résistance interne de la batterie	r_{bat}	?
Définition des transistor de puissance de l'onduleur	Type de transistor de puissance	IBGT (deux en série)	-
	Chute de tension aux bornes de l'interrupteur de puissance	δ_{on}	4,5 V
	Fréquence de MLI	f_{MLI}	12 kHz
Caractéristiques de fonctionnement maximales	Couple maximal	C_{max}	6000 N.m
	Puissance maximale	P_{max}	30 kW
	Vitesse maximale	N_{max}	400 tr/min

ANNEXE 2.

Dans cette annexe, nous donnons les principaux paramètres de construction du **moteur de vélo prototype**.

Entrefer		ent	1 mm
Définition des aimants	Nuance du matériau	Nd Fe B (d'origine chinoise)	-
	Rayon extérieur	R_r	70 mm
	Rayon intérieur	R_a	63 mm
	Epaisseur	h_a	7 mm
	Ouverture angulaire relative à un pôle	α_a	0,85
Définition de la culasse rotorique	Nuance du matériau	Id 35 cd 4	-
	Rayon extérieur	R_{ext}	75 mm
	Rayon intérieur	R_r	70 mm
	Epaisseur	h_{cr}	5 mm
Définition du stator	Nuance du matériau	Imphy AFK 502 (0,35 mm)	-
	Rayon extérieur	R_s	62 mm
	Rayon intérieur	R_{int}	33 mm
	Hauteur de l'isthme de dent	h_{is}	1,5 mm
	Largeur de l'isthme de dent	L_{is}	2,05 mm
	Largeur d'une dent	l_d	3,4 mm
	hauteur d'une dent	h_d	21,5 mm
	Hauteur de la culasse statorique	h_{cs}	6 mm
	Nombre de paire de pôles	p	6
	Nombre d'encoche par pôle et par phase	q	1
	Nombre de dent	N_d	36
	Longueur de fer	l_{fer}	49 mm
Coefficient de foisonnement	k_s	0,98	
Définition du bobinage	Surface de conducteur	S_{cond}	2,27 mm ²
	Nombre spire en série dans une encoche	n_s	20

Définition de la batterie	Type de batterie	Ni Cd	-
	Tension de batterie	U_{bat}	36 V
	Résistance interne de la batterie	r_{bat}	0,2 Ω
Définition des transistor de puissance de l'onduleur	Type de transistor de puissance	MOS	-
	Résistance de l'interrupteur de puissance en conduction	r_{on}	10 m Ω
	Fréquence de MLI	f_{MLI}	30 kHz
Caractéristiques de fonctionnement maximales	Couple maximal	C_{max}	25 N.m
	Puissance maximale	P_{max}	200 W
	Vitesse maximale	N_{max}	200 tr/min

ANNEXE 3.

Dans cette annexe, nous développons le calcul des coefficients d'intégration apparaissant dans les équations 211 et 221, lorsque le champ magnétique est créé par les seuls aimants.

Etant données les relations constitutives des matériaux des régions (I) et (II) et comme la composante tangentielle de l'induction rémanente est nulle, les quatre conditions aux limites peuvent se formuler de la manière suivante :

$$B_I^\theta(R_{s_c}, \theta) = 0, \forall \theta \quad (383)$$

$$B_{II}^\theta(R_r, \theta) = B_{rII}^\theta(\theta) = 0, \forall \theta \quad (384)$$

$$B_I^r(R_a, \theta) = B_{II}^r(R_a, \theta), \forall \theta \quad (385)$$

$$B_I^\theta(R_a, \theta) = B_{II}^\theta(R_a, \theta) - B_{rII}^\theta(R_a, \theta) = B_{II}^\theta(R_a, \theta), \forall \theta \quad (386)$$

En coordonnées cylindriques, l'équation 193 permet d'exprimer les deux composantes de l'induction en fonction du potentiel vecteur :

$$B^r(r, \theta) = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A(r, \theta)}{\partial \theta} \quad (387)$$

$$B^\theta(r, \theta) = -\frac{\partial A(r, \theta)}{\partial r} \quad (388)$$

En appliquant les relations 387 et 388 à l'expression du potentiel vecteur dans les régions (I) et (II) données par les équations 211 et 221, on obtient la forme générale des deux composantes de l'induction produite par les aimants dans chaque région :

$$B_{Ia}^r(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} n.p. (\alpha_{Ia,n}^r \cdot r^{n.p-1} + \beta_{Ia,n}^r \cdot r^{-n.p-1}) (-\alpha_{Ia,n}^\theta \cdot \sin(n.p.\theta) + \beta_{Ia,n}^\theta \cdot \cos(n.p.\theta)) \quad (389)$$

$$B_{Ia}^\theta(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} n.p. (-\alpha_{Ia,n}^r \cdot r^{n.p-1} + \beta_{Ia,n}^r \cdot r^{-n.p-1}) (\alpha_{Ia,n}^\theta \cdot \cos(n.p.\theta) + \beta_{Ia,n}^\theta \cdot \sin(n.p.\theta)) \quad (390)$$

$$B_{IIa}^r(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} n.p. (\alpha_{IIa,n}^r \cdot r^{n.p-1} + \beta_{IIa,n}^r \cdot r^{-n.p-1}) (-\alpha_{IIa,n}^\theta \cdot \sin(n.p.\theta) + \beta_{IIa,n}^\theta \cdot \cos(n.p.\theta)) \\ + \sum_{n \text{ impair}} \frac{4.p}{\pi \cdot [1 - (n.p)^2]} \cdot n.p. \sin\left(n.\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot B_{rac} \cdot \cos(n.p.\theta) \quad (391)$$

$$B_{IIa}^\theta(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} n.p. (-\alpha_{IIa,n}^r \cdot r^{n.p-1} + \beta_{IIa,n}^r \cdot r^{-n.p-1}) (\alpha_{IIa,n}^\theta \cdot \cos(n.p.\theta) + \beta_{IIa,n}^\theta \cdot \sin(n.p.\theta)) \\ - \sum_{n \text{ impair}} \frac{4.p}{\pi \cdot [1 - (n.p)^2]} \cdot \sin\left(n.\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot B_{rac} \cdot \sin(n.p.\theta) \quad (392)$$

Des équations 386 et 392, on déduit que la fonction $B_{IIa}^\theta(r, \theta)$ ne contient que des harmoniques impairs et des termes en $\sin(n.p.\theta)$. En conséquence, les harmoniques de $A_{IIa}(r, \theta)$ et $B_{IIa}^r(r, \theta)$ sont aussi nécessairement impairs et leurs développements contiennent uniquement des termes en $\sin(n.p.\theta)$ pour le premier et en $\cos(n.p.\theta)$ pour le second. De l'équation 385 on déduit que les harmoniques de $B_{Ia}^r(r, \theta)$ sont aussi impairs et que le développement ne comprend que des termes en $\cos(n.p.\theta)$. Finalement les harmoniques de $A_{Ia}(r, \theta)$ et $B_{Ia}^\theta(r, \theta)$ sont nécessairement impairs et leur développement ne contient que des termes en $\sin(n.p.\theta)$.

On peut alors réécrire les expressions des deux composantes des induction \mathbf{B}_{Ia} et \mathbf{B}_{IIa} :

$$B_{Ia}^r(r, \theta) = \sum_{n \text{ impair}} n.p. (\alpha_{Ia,n} \cdot r^{n.p-1} + \beta_{Ia,n} \cdot r^{-n.p-1}) \cos(n.p.\theta) \quad (393)$$

$$B_{Ia}^\theta(r, \theta) = \sum_{n \text{ impair}} n.p. (-\alpha_{Ia,n} \cdot r^{n.p-1} + \beta_{Ia,n} \cdot r^{-n.p-1}) \sin(n.p.\theta) \quad (394)$$

$$B_{IIa}^r(r, \theta) = \sum_{n \text{ impair}} n.p. (\alpha_{IIa,n} \cdot r^{n.p-1} + \beta_{IIa,n} \cdot r^{-n.p-1}) \cos(n.p.\theta) + \sum_{n \text{ impair}} \frac{4.p}{\pi(1-(n.p)^2)} \cdot n.p. \sin\left(n.\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot B_{r_{ac}} \cdot \cos(n.p.\theta) \quad (395)$$

$$B_{IIa}^\theta(r, \theta) = \sum_{n \text{ impair}} n.p. (-\alpha_{IIa,n} \cdot r^{n.p-1} + \beta_{IIa,n} \cdot r^{-n.p-1}) \sin(n.p.\theta) - \sum_{n \text{ impair}} \frac{4.p}{\pi(1-(n.p)^2)} \cdot \sin\left(n.\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot B_{r_{ac}} \cdot \sin(n.p.\theta) \quad (396)$$

$$\text{en posant : } \begin{cases} \alpha_{Ia,n} = \alpha_{Ia,n}^r \cdot \beta_{Ia,n}^\theta \\ \beta_{Ia,n} = \beta_{Ia,n}^r \cdot \beta_{Ia,n}^\theta \\ \alpha_{IIa,n} = \alpha_{IIa,n}^r \cdot \beta_{IIa,n}^\theta \\ \beta_{IIa,n} = \beta_{IIa,n}^r \cdot \beta_{IIa,n}^\theta \end{cases}$$

Les quatre équations 383, 384, 385 et 386 décrivant les conditions aux limites réécrites avec les expressions ci-dessus des inductions permettent d'établir le système de quatre équations à quatre inconnues que vérifient les constantes d'intégration $\alpha_{I,n}$, $\beta_{I,n}$, $\alpha_{II,n}$ et $\beta_{II,n}$:

$$\begin{bmatrix} -R_{sc}^{2.n.p} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_r^{2.n.p} & 1 \\ R_a^{2.n.p} & 1 & -R_a^{2.n.p} & -1 \\ -R_a^{2.n.p} & 1 & R_a^{2.n.p} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_{Ia,n} \\ \beta_{Ia,n} \\ \alpha_{IIa,n} \\ \beta_{IIa,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{4.p}{\pi.n.p.(1-(n.p)^2)} \cdot R_r^{n.p+1} \cdot \sin\left(n.\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot B_{r_{ac}} \\ \frac{4.p}{\pi.(1-(n.p)^2)} \cdot R_a^{n.p+1} \cdot \sin\left(n.\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot B_{r_{ac}} \\ -\frac{4.p}{\pi.n.p.(1-(n.p)^2)} \cdot R_a^{n.p+1} \cdot \sin\left(n.\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot B_{r_{ac}} \end{bmatrix} \quad (397)$$

En effectuant les calculs, on trouve l'expression suivante des constantes dans le cas où le stator n'est pas alimenté :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \alpha_{Ia,n} \\ \beta_{Ia,n} \\ \alpha_{IIa,n} \\ \beta_{IIa,n} \end{bmatrix} &= \frac{2.p}{\pi \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_{sc}} \right)^{2.n.p} \right]} \cdot \frac{1}{n.p.(1-(n.p)^2)} \cdot \sin\left(n.\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot B_{r_{ac}} \cdot \\
 &\begin{bmatrix} R_a \cdot \frac{1}{R_{sc}^{n.p}} \cdot \left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{n.p} \cdot \left[(1+n.p) \cdot \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2.n.p} + (1-n.p) - 2 \cdot \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{n.p+1} \right] \\ R_a \cdot R_a^{n.p} \cdot \left[(1+n.p) \cdot \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2.n.p} + (1-n.p) - 2 \cdot \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{n.p+1} \right] \\ R_a \cdot \frac{1}{R_{sc}^{n.p}} \cdot \left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{n.p} \cdot \left[(1+n.p) \cdot \left(\frac{R_{sc}}{R_a} \right)^{2.n.p} + (1-n.p) - 2 \cdot \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{n.p+1} \right] \\ \left(\frac{R_r}{R_{sc}} \right)^{2.n.p} \cdot R_a \cdot R_a^{n.p} \cdot \left[(1+n.p) \cdot \left(\frac{R_{sc}}{R_a} \right)^{2.n.p} + (1-n.p) - 2 \cdot \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{n.p+1} \right] \cdot \left(\frac{R_{sc}}{R_r} \right)^{2.n.p} \end{bmatrix} \quad (398)
 \end{aligned}$$

ANNEXE 4.

Dans cette annexe, nous développons le calcul des coefficients d'intégration apparaissant dans les équations 211 et 221, lorsque le champ magnétique est créé par les courants statoriques seuls.

Nous commençons par exprimer la densité linéique équivalente de courant au stator. Nous supposons que les trois phases sont respectivement alimentées par les courants i_1 , i_2 et i_3 . Nous plaçons la référence angulaire du stator au milieu de l'encoche aller de la première phase. La densité de courant j_{e1} correspondant à la première phase vaut :

$$j_{e1}(\theta) = \begin{cases} \frac{n_s \cdot i_1}{l_e} & \text{si } \theta \in \left[-\frac{l_e}{2 \cdot R_s}, \frac{l_e}{2 \cdot R_s} \right] \bmod \left(\frac{2 \cdot \pi}{p} \right) \\ -\frac{n_s \cdot i_1}{l_e} & \text{si } \theta \in \left[-\frac{l_e}{2 \cdot R_s} + \frac{\pi}{p}, \frac{l_e}{2 \cdot R_s} + \frac{\pi}{p} \right] \bmod \left(\frac{2 \cdot \pi}{p} \right) \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (399)$$

Cette fonction est périodique de période $\frac{2 \cdot \pi}{p}$, paire et elle vérifie $j_{e1}\left(\theta + \frac{\pi}{2 \cdot p}\right) = -j_{e1}\left(\frac{\pi}{2 \cdot p} - \theta\right)$; elle peut donc être représentée par le développement en série de Fourier suivant en introduisant l'angle $\theta_e = \frac{l_e}{R_s}$:

$$j_{e1}(\theta) = \sum_{n \text{ impair}} \frac{2 \cdot p}{\pi} n_s \cdot i_1 \cdot \frac{\sin\left(n \cdot p \cdot \frac{\theta_e}{2}\right)}{n \cdot p \cdot \frac{\theta_e}{2}} \cdot \cos(n \cdot p \cdot \theta) \quad (400)$$

Nous allons calculer le potentiel vecteur créé par la densité de courant j_{e1} . Les potentiels créés par

j_{e2} et j_{e3} auront la même forme, mais ils seront décalés respectivement de $\frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot p}$ et de $\frac{4 \cdot \pi}{3 \cdot p}$. Dans la

situation considérée ici, le domaine est réduit à une région unique contenant de l'air. La solution générale du potentiel vecteur est donc du même type que celle de l'équation 211 et les composantes de l'induction du même type que celles données par les équations 389 et 390 :

$$A_c(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} \left(\alpha_{c,n}^r \cdot r^{n \cdot p} + \beta_{c,n}^r \cdot r^{-n \cdot p} \right) \left(\alpha_{c,n}^\theta \cdot \cos(n \cdot p \cdot \theta) + \beta_{c,n}^\theta \cdot \sin(n \cdot p \cdot \theta) \right) \quad (401)$$

$$B_c^r(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} n \cdot p \cdot \left(\alpha_{c,n}^r \cdot r^{n \cdot p - 1} + \beta_{c,n}^r \cdot r^{-n \cdot p - 1} \right) \left(-\alpha_{c,n}^\theta \cdot \sin(n \cdot p \cdot \theta) + \beta_{c,n}^\theta \cdot \cos(n \cdot p \cdot \theta) \right) \quad (402)$$

$$B_c^\theta(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} n.p. \left(-\alpha_{c,n}^r \cdot r^{n.p-1} + \beta_{c,n}^r \cdot r^{-n.p-1} \right) \left(\alpha_{c,n}^\theta \cdot \cos(n.p.\theta) + \beta_{c,n}^\theta \cdot \sin(n.p.\theta) \right) \quad (403)$$

Les conditions aux limites s'écrivent :

$$B_c^\theta(R_{s_c}, \theta) = \mu_0 \cdot j_{e1}(\theta) \quad \forall \theta \quad (404)$$

$$B_c^\theta(R_r, \theta) = 0 \quad \forall \theta \quad (405)$$

De l'équation 404 on déduit que la fonction $B_c^\theta(R_{s_c}, \theta)$ ne contient que des harmoniques impairs et des termes en $\cos(n.p.\theta)$. Par conséquent $A_c(r, \theta)$ et $B_c^r(R_{s_c}, \theta)$ ne contiennent aussi que des harmoniques impairs et leur développement contiennent respectivement des termes uniquement en $\cos(n.p.\theta)$ et en $\sin(n.p.\theta)$.

On peut alors réécrire l'expression de la composante tangentielle de l'induction B_c :

$$B_c^\theta(r, \theta) = \sum_{n \text{ impair}} n.p. \left(-\alpha_{c,n} \cdot r^{n.p-1} + \beta_{c,n} \cdot r^{-n.p-1} \right) \cos(n.p.\theta) \quad (406)$$

$$\text{en posant : } \begin{cases} \alpha_{c,n} = \alpha_{c,n}^r \cdot \alpha_{c,n}^\theta \\ \beta_{c,n} = \beta_{c,n}^r \cdot \alpha_{c,n}^\theta \end{cases}$$

En injectant les expressions ci-dessus dans les équations 404 et 405, on montre que $\alpha_{c,n}$ et $\beta_{c,n}$ vérifient le système de deux équations à deux inconnues suivant :

$$\begin{bmatrix} -R_{s_c}^{2.n.p} & 1 \\ -R_r^{2.n.p} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_{c,n} \\ \beta_{c,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_0 \cdot \frac{2.p}{\pi} \cdot n_s \cdot i_1 \cdot \frac{R_{s_c}^{n.p+1}}{n.p} \cdot \frac{\sin\left(n.p. \frac{\theta_e}{2}\right)}{n.p. \frac{\theta_e}{2}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (407)$$

Tous calculs faits, on trouve l'expression suivante des constantes d'intégration, dans le cas où la seule source du champ est la densité équivalente de courants à la surface du stator :

$$\begin{bmatrix} \alpha_{c,n} \\ \beta_{c,n} \end{bmatrix} = \frac{1}{\left(\frac{R_r}{R_{s_c}}\right)^{2.n.p} - 1} \begin{bmatrix} \mu_0 \cdot R_{s_c} \cdot \left(\frac{R_r}{R_{s_c}}\right)^{n.p} \cdot R_r^{n.p} \cdot \frac{2.p}{\pi} \cdot \frac{n_s \cdot i_1}{n.p} \cdot \frac{\sin\left(n.p. \frac{\theta_e}{2}\right)}{n.p. \frac{\theta_e}{2}} \\ \mu_0 \cdot R_{s_c} \cdot \frac{1}{R_{s_c}^{n.p}} \cdot \frac{2.p}{\pi} \cdot \frac{n_s \cdot i_1}{n.p} \cdot \frac{\sin\left(n.p. \frac{\theta_e}{2}\right)}{n.p. \frac{\theta_e}{2}} \end{bmatrix} \quad (408)$$

ANNEXE 5.

Nous calculons l'expression analytique de tous les ampères-tours consommés dans l'entrefer, les aimants, le rotor, la culasse et les dents du stator. Ces expressions sont utilisés pour le calcul du coefficient de saturation (cf. 2.5.3 du Chapitre 5).

Ampères-tours dans l'entrefer.

On calcule les ampères-tours consommés dans l'entrefer dans la configuration de conjonction des flux par la formule suivante :

$$at_{ent_{conj}}(k_s, I, T_a) = \int_{R_{s_{cs}}(k_s)}^{R_a} H_{Iap}(r, \theta, I, T_a)_{\theta=0} \cdot dr \quad (409)$$

Etant donnée la relation constitutive dans la région (I) et la relation 387 liant la composante radiale de l'induction avec le potentiel vecteur, $at_{ent_{conj}}(k_s)$ vaut :

$$at_{ent_{conj}}(k_s, I, T_a) = \frac{1}{\mu_0} \int_{R_{s_{cs}}(k_s)}^{R_a} \frac{1}{r} \left(\frac{\partial A_{Iap}(r, \theta, I, T_a)}{\partial \theta} \right)_{\theta=0} \cdot dr \quad (410)$$

En effectuant les calculs à partir de l'expression du potentiel vecteur donnée par l'équation 229, on obtient l'expression suivante de $at_{ent_{conj}}(k_s)$:

$$at_{ent_{conj}}(k_s, I, T_a) = \sum_{n \text{ impair}} at_{ent_{conj},n}^a(k_s, T_a) + at_{ent_{conj},n}^c(k_s, I)$$

$$at_{ent_{conj},n}^a(k_s, T_a) = \frac{B_{r_{ac}}(T_a)}{\mu_0} \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{\frac{n \cdot \pi}{2}} \cdot \frac{R_a}{(n \cdot p)^2 - 1} \cdot \left[\frac{n \cdot p + 1 - (n \cdot p - 1) \cdot \left(\frac{R_a}{R_r}\right)^{2 \cdot n \cdot p} - \left(\frac{R_{s_{cs}}(k_s)}{R_a}\right)^{2 \cdot n \cdot p} - 1}{2 \cdot \left(\frac{R_a}{R_r}\right)^{n \cdot p - 1} \cdot \left(\frac{R_{s_{cs}}(k_s)}{R_r}\right)^{2 \cdot n \cdot p} - 1} + \left(\frac{R_a}{R_{s_{cs}}(k_s)}\right)^{n \cdot p} + \left(\frac{R_r}{R_{s_{cs}}(k_s)}\right)^{2 \cdot n \cdot p} + \right.$$

où :

$$at_{ent_{conj},n}^c(k_s, I) = \frac{4 \cdot p}{\pi} \cdot \frac{n_s \cdot I}{n \cdot p} \cdot \frac{\sin\left(n \cdot p \cdot \frac{\theta_e}{2}\right)}{n \cdot p \cdot \frac{\theta_e}{2}} \cdot \sin\left(n \cdot \frac{\pi}{3}\right) \cdot \frac{\left(\frac{R_r^2}{R_{s_{cs}}(k_s) \cdot R_a}\right)^{n \cdot p} - 1}{1 - \left(\frac{R_r}{R_{s_{cs}}(k_s)}\right)^{2 \cdot n \cdot p}} \cdot \cos(n \cdot \pi)$$

$$(411)$$

On en déduit l'expression de $at_{ent_{op}}(k_s)$:

$$at_{ent_{op}}(k_s, I, T_a) = \sum_{n \text{ impair}} at_{ent_{conj},n}^a(k_s, T_a) - at_{ent_{conj},n}^c(k_s, I) \quad (412)$$

Ampères-tours dans les aimants.

On calcule les ampères-tours consommés dans les aimants dans la configuration de conjonction des flux de la même manière que ceux consommés dans l'entrefer (il ne faut pas oublier de retrancher les ampères-tours produits dans les aimants) :

$$at_{aim_{conj}}(k_s, I, T_a) = \frac{1}{\mu_0} \int_{R_a}^{R_r} \left(\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A_{IIap}(r, \theta, I, T_a)}{\partial \theta} \right)_{\theta=0} \cdot dr \quad (413)$$

En effectuant les calculs à partir de l'expression du potentiel vecteur donnée par l'équation 229, on obtient l'expression suivante de $at_{aim_{conj}}(k_s)$:

$$at_{aim_{conj}}(k_s, I, T_a) = \sum_{n \text{ impair}} at_{aim_{conj},n}^a(k_s, T_a) + at_{aim_{conj},n}^c(k_s, I)$$

$$at_{aim_{conj},n}^a(k_s, T_a) = 2 \cdot \frac{B_{rac}(T_a)}{\mu_0} \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \alpha_a \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{\frac{n \cdot \pi}{2}} \cdot \frac{1}{(n \cdot p)^2 - 1}$$

où :

$$\left\{ \begin{array}{l} \left[\frac{R_a}{2} \cdot \left[1 - n \cdot p + (n \cdot p + 1) \cdot \left(\frac{R_{scs}(k_s)}{R_a} \right)^{2 \cdot n \cdot p} - 2 \cdot \left(\frac{R_{scs}(k_s)}{R_a} \right)^{n \cdot p + 1} \left(\frac{R_{scs}(k_s)}{R_r} \right)^{n \cdot p - 1} \right] \cdot \frac{1 - \left(\frac{R_a}{R_r} \right)^{2 \cdot n \cdot p}}{1 - \left(\frac{R_{scs}(k_s)}{R_r} \right)^{2 \cdot n \cdot p}} + \right. \\ \left. (n \cdot p)^2 \cdot (R_r - R_a) - R_r \cdot \left[1 - \left(\frac{R_a}{R_r} \right)^{n \cdot p} \right] \right] \end{array} \right.$$

$$at_{aim_{conj},n}^c(k_s, I) = \frac{4 \cdot p}{\pi} \cdot \frac{n_s \cdot I}{n \cdot p} \cdot \frac{\sin\left(n \cdot p \cdot \frac{\theta_e}{2}\right)}{n \cdot p \cdot \frac{\theta_e}{2}} \cdot \sin\left(n \cdot \frac{\pi}{3}\right) \cdot \frac{\left(\frac{R_r^2}{R_{scs}(k_s) \cdot R_a} \right)^{n \cdot p} - \left(\frac{R_a}{R_{scs}(k_s)} \right)^{n \cdot p}}{1 - \left(\frac{R_r}{R_{scs}(k_s)} \right)^{2 \cdot n \cdot p}} \cdot \cos(n \cdot \pi)$$

$$(414)$$

On en déduit l'expression de $at_{aim_{op}}(k_s)$:

$$at_{aim_{op}}(k_s, I, T_a) = \sum_{n \text{ impair}} at_{aim_{conj},n}^a(k_s, T_a) - at_{aim_{conj},n}^c(k_s, I) \quad (415)$$

Ampères-tours dans le rotor.

Pour calculer les ampères-tours consommés dans le rotor, nous supposons que les lignes de champ suivent le trajet indiqué sur la figure 154, de telle sorte que l'on peut supposer que l'induction est purement tangentielle. L'induction croît donc de manière linéaire en face de l'aimant et est constante en face de l'air inter aimants (cf. figure 154).

Nous allons évaluer le flux d'induction magnétique $\phi_{\text{aim} \rightarrow \text{rot}}$ qui traverse la frontière aimants – rotor dans la configuration de conjonction des flux. Il est défini par la formule suivante :

$$\phi_{\text{aim} \rightarrow \text{rot}}(k_s, I, T_a) = 2 \cdot \int_0^{\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2 \cdot p}} B_{\text{IIap}}^r \left(R_r, \theta, \frac{\pi}{p}, I, T_a, k_s \right) \cdot k_f \cdot l_{\text{fer}} \cdot R_r \cdot d\theta \quad (416)$$

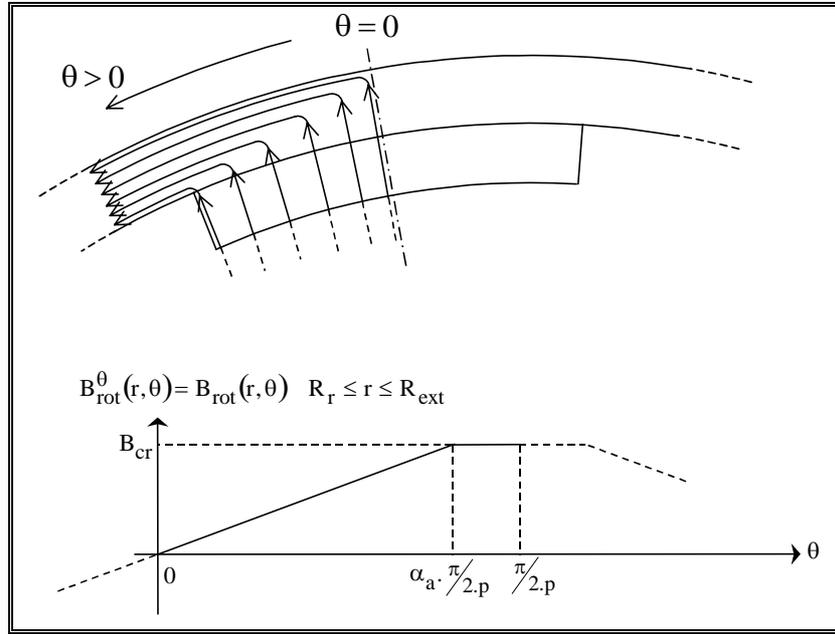


figure 154 : allure idéalisée des lignes de champ dans le rotor statorique (en configuration de conjonction ou d'opposition) et allure idéale de l'induction tangentielle dans le rotor statorique en fonction de l'angle θ .

D'après la relation 387 qui donne la composante radiale de l'induction en fonction du potentiel vecteur, $\phi_{\text{aim} \rightarrow \text{rot}}$ vaut :

$$\phi_{\text{aim} \rightarrow \text{rot}}(k_s, I, T_a) = 2 \cdot \int_{\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2 \cdot p}}^0 \frac{1}{R_r} \cdot \left. \frac{\partial A_{\text{IIap}} \left(r, \theta, \frac{\pi}{p}, I, T_a, k_s \right)}{\partial \theta} \right)_{r=R_r} \cdot k_f \cdot l_{\text{fer}} \cdot R_r \cdot d\theta \quad (417)$$

D'où l'expression de $\phi_{\text{aim} \rightarrow \text{rot}}$:

$$\phi_{\text{aim} \rightarrow \text{rot}}(k_s, I, T_a) = 2 \cdot l_{\text{fer}} \cdot \left[A_{\text{IIap}} \left(R_r, 0, \frac{\pi}{p}, I, T_a, k_s \right) - A_{\text{IIap}} \left(R_r, \alpha_a \cdot \frac{\pi}{2 \cdot p}, \frac{\pi}{p}, I, T_a, k_s \right) \right] \quad (418)$$

Et l'induction B_{cr} vaut :

$$B_{\text{cr}}(k_s, I, T_a) = \frac{\phi_{\text{aim} \rightarrow \text{rot}}(k_s, I, T_a) / 2}{l_{\text{fer}} \cdot h_{\text{cr}}} \quad (419)$$

Les ampères-tours consommés dans le rotor sur le chemin C_{conj} valent alors :

$$\text{at}_{\text{rot conj}}(k_s, I, T_a) = \int_{\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2 \cdot p}}^0 H_{\text{rot}} \left(\frac{B_{\text{cr}}(k_s, I, T_a)}{\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2 \cdot p}}, \theta \right) \cdot R_{\text{ext}} \cdot d\theta + \int_{\alpha_a \cdot \frac{\pi}{2 \cdot p}}^{\frac{\pi}{2 \cdot p}} H_{\text{rot}}(B_{\text{cr}}(k_s, I, T_a)) \cdot R_{\text{ext}} \cdot d\theta \quad (420)$$

Pour calculer la première intégrale, on utilise une formule approximative :

$$at_{rotconj}(k_s, I, T_a) = R_{ext} \cdot \frac{\pi}{2 \cdot p} \cdot \left\{ \frac{\alpha_a}{6} \cdot \left[H_{rot}(B_{cr}(k_s, I, T_a)) + 4 \cdot H_{rot}\left(\frac{B_{cr}(k_s, I, T_a)}{2}\right) \right] + (1 - \alpha_a) \cdot H_{rot}(B_{cr}(k_s, I, T_a)) \right\} \quad (421)$$

On en déduit l'expression de $at_{rotop}(k_s, I, T_a)$:

$$at_{rotop}(k_s, I, T_a) = at_{rotconj}(k_s, -I, T_a) \quad (422)$$

Ampères-tours dans la culasse du stator.

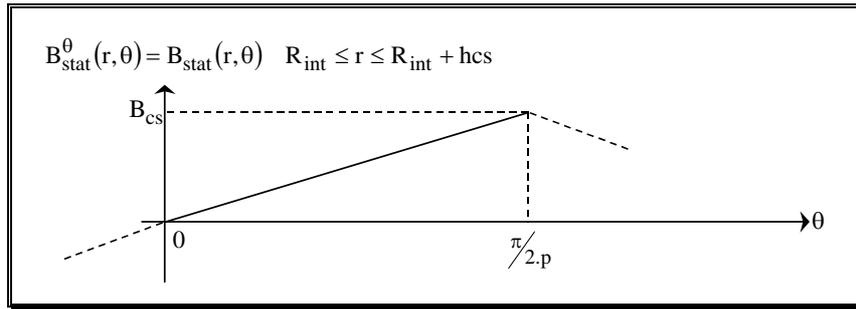


figure 155 : allure idéale de l'induction tangentielle dans la culasse statorique (en configuration de conjonction ou d'opposition) en fonction de l'angle θ .

Nous pouvons calculer les ampères-tours consommés dans la culasse statorique par un calcul analogue à celui réalisé pour la culasse rotorique. Nous supposons que l'induction au stator est purement tangentielle et qu'elle croît de manière linéaire de 0 à B_{cs} sur l'intervalle $[0, \pi/2.p]$. Afin de connaître l'expression de B_{cs} , nous évaluons le flux d'induction magnétique $\phi_{ent \rightarrow stat}$ qui traverse la frontière aimants – stator équivalent dans la position de conjonction des flux. Il est défini par la formule suivante :

$$\phi_{ent \rightarrow stat}(k_s, I, T_a) = 2 \cdot \int_{\pi/2.p}^0 B_{Iap}^f \left(R_{s_{cs}}(k_s), \theta, \frac{\pi}{p}, I, T_a, k_s \right) \cdot k_f \cdot l_{fer} \cdot R_{s_{cs}}(k_s) \cdot d\theta \quad (423)$$

D'après la relation 387 qui donne la composante radiale de l'induction en fonction du potentiel vecteur, $\phi_{ent \rightarrow stat}$ vaut :

$$\phi_{ent \rightarrow stat}(k_s, I, T_a) = 2 \cdot \int_{\pi/2.p}^0 \frac{1}{R_{s_{cs}}(k_s)} \cdot \left. \frac{\partial A_{Iap} \left(r, \theta, \frac{\pi}{p}, I, T_a, k_s \right)}{\partial \theta} \right|_{r=R_{s_{cs}}(k_s)} \cdot k_f \cdot l_{fer} \cdot R_{s_{cs}}(k_s) \cdot d\theta \quad (424)$$

D'où l'expression de $\phi_{ent \rightarrow stat}$:

$$\phi_{ent \rightarrow stat}(k_s, I, T_a) = 2 \cdot k_f \cdot l_{fer} \cdot \left[A_{Iap} \left(R_{s_{cs}}(k_s), 0, \frac{\pi}{p}, I, T_a, k_s \right) - A_{Iap} \left(R_{s_{cs}}(k_s), \frac{\pi}{2.p}, \frac{\pi}{p}, I, T_a, k_s \right) \right] \quad (425)$$

En négligeant tout flux de fuite dans les encoches, l'induction B_{cs} vaut donc :

$$B_{cs}(k_s, I, T_a) = \frac{\phi_{ent \rightarrow stat}(k_s, I, T_a)}{h_{cs}} \quad (426)$$

Les ampères-tours consommés dans le stator sur le chemin C_{conj} valent alors :

$$at_{stat_{conj}}(k_s, I, T_a) = \int_0^{\pi/2.p} H_{stat} \left(\frac{B_{cs}(k_s, I, T_a)}{\pi/2.p} \cdot \theta \right) \cdot R_{int} \cdot d\theta \quad (427)$$

Comme pour le rotor, on calcule l'intégrale par une formule approximative :

$$at_{stat_{conj}}(k_s, I, T_a) = R_{int} \cdot \frac{\pi}{2.p} \cdot \frac{1}{6} \cdot \left[H_{stat}(B_{cs}(k_s, I, T_a)) + 4 \cdot H_{stat} \left(\frac{B_{cs}(k_s, I, T_a)}{2} \right) \right] \quad (428)$$

On en déduit l'expression de $at_{stat_{op}}(k_s, I, T_a)$:

$$at_{stat_{op}}(k_s, I, T_a) = at_{stat_{conj}}(k_s, -I, T_a) \quad (429)$$

Ampères-tours dans les dents du stator.

On suppose que les lignes de champ dans une dent du stator en configuration de conjonction ou d'opposition ont l'allure représentée sur la figure 156 ; on suppose qu'il n'y a aucune fuite dans les encoches. En conséquence, l'induction radiale dans la dent a l'allure représentée sur la figure 156.

Les inductions au niveau de l'isthme et de la dent vérifient les relations qui suivent :

$$B_{is}(k_s, I, T_a) = \frac{\phi_{ent \rightarrow stat}(k_s, I, T_a)}{2 \cdot k_s \cdot l_{fer} \cdot (l_d + 2 \cdot l_{is})} \quad (430)$$

$$B_d(k_s, I, T_a) = \frac{\phi_{ent \rightarrow stat}(k_s, I, T_a)}{2 \cdot k_s \cdot l_{fer} \cdot l_d} \quad (431)$$

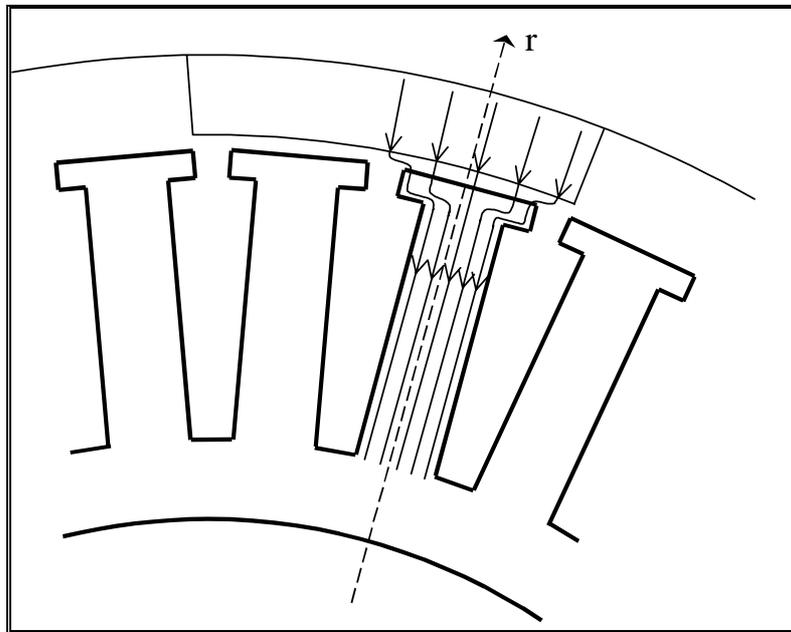


figure 156 : allure idéalisée des lignes de champ dans une dent statorique (en configuration de conjonction ou d'opposition).

Les ampères-tours consommés dans une dent du stator sur le chemin C_{conj} valent alors :

$$at_{dent_{conj}}(k_s, I, T_a) = \int_{R_{int} + h_{cs}}^{R_s} H_{stat}(B_d(r)) dr \quad (432)$$

où $B_d(r)$ est la valeur de l'induction dans la dent au rayon r .

Comme on considère qu'il n'y a pas de flux de fuites dans l'encoche, on en déduit l'expression de $B_d(r)$:

$$B_d(r) = \begin{cases} B_{is} & \text{si } R_s - h_{is} < r \leq R_s \\ B_d & \text{si } R_{int} + h_{cs} \leq r \leq R_s - h_{is} \end{cases} \quad (433)$$

Les ampères-tours $at_{dent_{conj}}(k_s, I, T_a)$ s'expriment donc par l'équation suivante :

$$at_{dent_{conj}}(k_s, I, T_a) = H_{stat}(B_{is}(k_s, I, T_a)) \cdot h_{is} + H_{stat}(B_{hd}(k_s, I, T_a)) \cdot h_e \quad (434)$$

On en déduit l'expression de $at_{dent_{op}}(k_s, I, T_a)$:

$$at_{dent_{op}}(k_s, I, T_a) = at_{dent_{conj}}(k_s, -I, T_a) \quad (435)$$

ANNEXE 6.

Dans cette annexe, nous donnons l'ensemble des expressions des résistances et des condensateurs thermiques intervenant dans le schéma équivalent suivant déjà donné au chapitre 7.

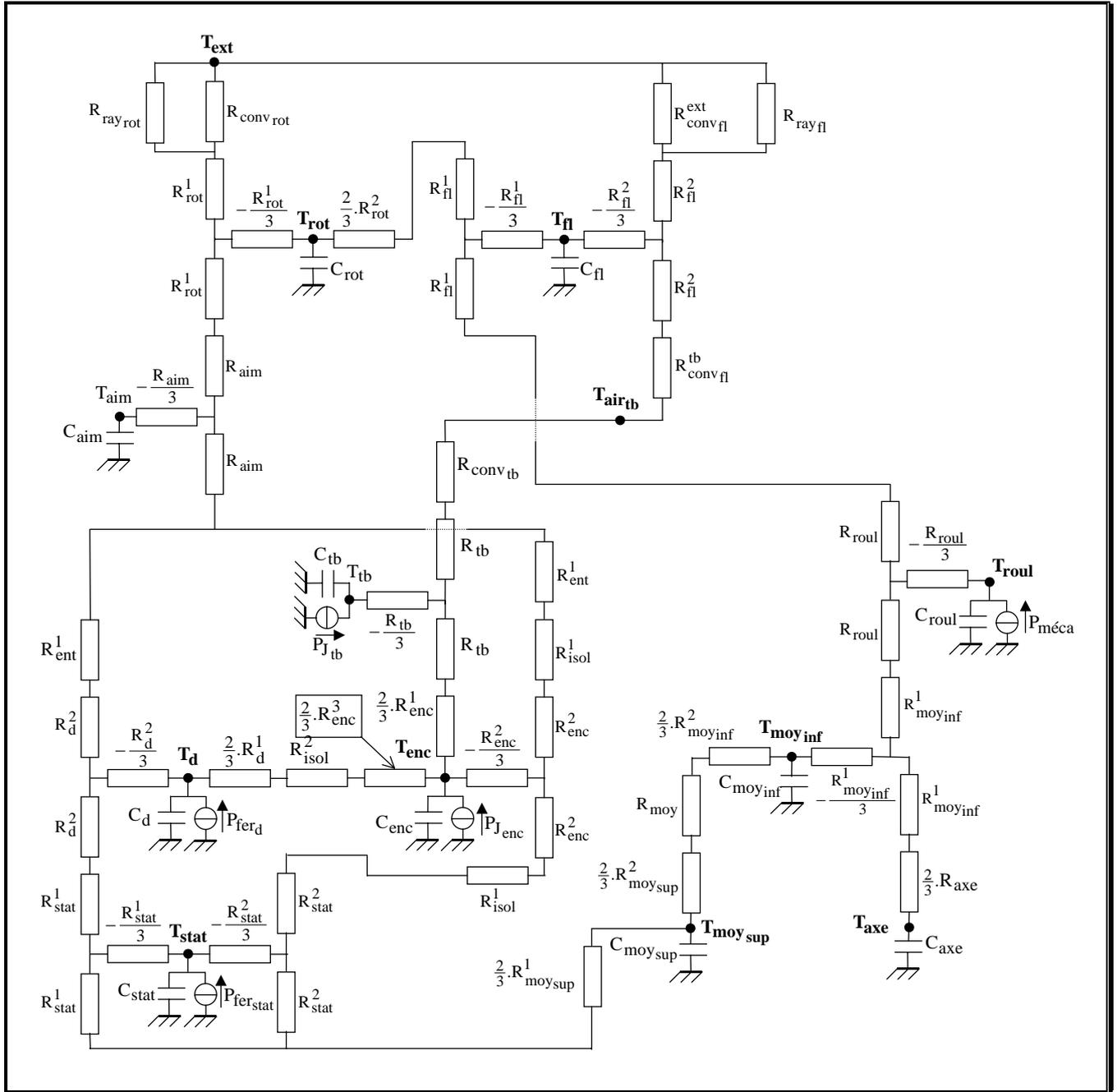


figure 157 : schéma équivalent des échanges thermiques dans un moteur-roue synchrone sans balais à structure inversée.

Ci dessous figurent différentes résistances thermiques de conduction.

$$R_{enc}^1 = \frac{l_{fer}}{2 \cdot \lambda_{bob_x} \cdot \left\{ \frac{\pi}{N_d} \cdot \left[(R_s - h_{is})^2 - (R_{int} + h_{cs})^2 \right] - l_d \cdot h_d \right\}} ;$$

$$R_{enc}^2 = \ln \left(\frac{R_s - h_{is} - e_{aircu}^z - e_{icu}^z}{R_{int} + h_{cs} + e_{aircu}^z + e_{icu}^z} \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot \lambda_{cu} \cdot \alpha_{enc} \cdot l_{fer}} ;$$

$$R_{enc}^3 = \frac{\alpha_{enc}}{2 \cdot \lambda_{cu} \cdot l_{fer} \cdot \ln \left(\frac{R_s - h_{is} - e_{aircu}^z - e_{icu}^z}{R_{int} + h_{cs} + e_{aircu}^z + e_{icu}^z} \right)}$$

avec $\alpha_{enc} = \frac{2 \cdot \pi}{N_d} \cdot \frac{l_d - 2 \cdot (e_{aircu}^y + e_{icu}^y)}{R_{int} + h_{cs} + \frac{h_d}{2}} ;$

$$R_{isol}^2(T_{enc}) = \frac{\alpha_{enc}}{l_{fer}/4 \cdot \left[\frac{2 \cdot \pi}{N_d} (R_s - h_{is}) - l_d \right]} \cdot \left(\frac{e_{aircu}^y}{\lambda_{air}(T_{cu})} + \frac{e_{icu}^y}{\lambda_{icu}} + \frac{e_{isol}}{\lambda_{isol}} \right) ;$$

$$R_{isol}^1(T_{enc}) = \frac{\alpha_{enc}}{l_{fer}/4 \cdot \left[\frac{2 \cdot \pi}{N_d} (R_s - h_{is}) - l_d \right]} \cdot \left(\frac{e_{aircu}^z}{\lambda_{air}(T_{cu})} + \frac{e_{icu}^z}{\lambda_{icu}} + \frac{e_{isol}}{\lambda_{isol}} \right) ;$$

$$R_{tb} = \frac{2 \cdot \left[2 \cdot \pi \cdot \left(R_s - h_{is} - \frac{h_d}{2} \right) \right]}{2 \cdot \lambda_{cu} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_d} \cdot \left[(R_s - h_{is})^2 - R_{int}^2 \right]} + \frac{1}{\frac{\pi}{N_d} \cdot \left[(R_s - h_{is})^2 - R_{int}^2 \right]} \cdot \left(\frac{e_{aircu}^y}{\lambda_{air}(T_{cu})} + \frac{e_{icu}^y}{\lambda_{icu}} \right) ;$$

$$R_{fl}^1 = \ln \left(\frac{R_{ext}}{R_{ext} - h_{fl}} \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot \lambda_{alu} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_d} \cdot e_{fl}} \quad R_{conv_{tb}} = \frac{1}{h_{conv_{tb}} \cdot \frac{\pi \cdot (R_s^2 - R_{int}^2)}{4 \cdot N_d}} ;$$

$$R_{fl}^2 = \frac{e_{fl}}{2 \cdot \lambda_{alu} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_d} \cdot \left[R_{ext}^2 - (R_{ext} - h_{fl})^2 \right]} ;$$

$$R_{rot}^1 = \ln \left(\frac{R_{ext}}{R_{ext} - h_{cr}} \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot \lambda_{acier} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_d} \cdot (l_{mot} - e_{fl})} ;$$

$$R_{rot}^2 = \frac{l_{mot} - e_{fl}}{2 \cdot \lambda_{acier} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_d} \cdot \left[R_{ext}^2 - (R_{ext} - h_{cr})^2 \right]} ;$$

$$R_{aim} = \ln \left(\frac{R_{ext} - h_{cr}}{R_{ext} - h_{cr} - h_a} \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot \lambda_{aim} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_d} \cdot l_{fer}} ;$$

$$R_d^1 = \frac{l_d}{2 \cdot \lambda_{ty} \cdot h_d \cdot l_{fer}} ;$$

$$R_d^2 = \frac{h_d}{2 \cdot \lambda_{ty} \cdot l_d \cdot l_{fer}} ;$$

$$R_{stat}^1 = \ln \left(\frac{R_{int} + h_{cs}}{R_{int}} \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot \lambda_{t_{xz}} \cdot \left(\frac{l_d}{R_{int}} \right) \cdot l_{fer}} ;$$

$$R_{stat}^2 = \ln \left(\frac{R_{int} + h_{cs}}{R_{int}} \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot \lambda_{t_{xz}} \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi}{N_d} - \frac{l_d}{R_{int}} \right) \cdot l_{fer}} ;$$

$$R_{moy\sup}^1 = \ln \left(\frac{R_{int}}{R_{int} - e_{moy\sup}} \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot \lambda_{alu} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_d} \cdot l_{fer}} ;$$

$$R_{moy\sup}^2 = \frac{l_{fer}}{2 \cdot \lambda_{alu} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_d} \cdot \left[R_{int}^2 - (R_{int} - e_{moy\sup})^2 \right]} ;$$

$$R_{moy} = \ln \left(\frac{R_{int}}{R_{axe}} \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot \lambda_{alu} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_d} \cdot l_{moy}} ;$$

$$R_{moy\inf}^1 = \ln \left(\frac{R_{axe} - e_{moy\inf}}{R_{axe}} \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot \lambda_{alu} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_d} \cdot e_{moy\inf}} ;$$

$$R_{moy\sup}^2 = \frac{\frac{1}{2} \cdot (l_{mot} - l_{fer})}{2 \cdot \lambda_{alu} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_d} \cdot \left[(R_{axe} + e_{moy\inf})^2 - R_{axe}^2 \right]} ;$$

$$R_{roul} = \ln \left(\frac{R_{ext} + h_{fl}}{R_{axe} + e_{moy\inf}} \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot \lambda_{roul} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_d} \cdot l_{roul}} .$$

Nous donnons ensuite les différentes résistances thermiques de convection :

$$R_{conv\,tb} = \frac{1}{h_{conv\,tb} \cdot \frac{\pi \cdot (R_s^2 - R_{int}^2)}{4 \cdot N_d}} ;$$

$$R_{conv\,fl}^{ext} (T_{fl}, T_{ext}) = \frac{1}{h_{conv\,fl} (T_{fl}, T_{ext}) \cdot \frac{\pi \cdot (R_s^2 - R_{int}^2)}{4 \cdot N_d}} ;$$

$$R_{conv\,fl}^{tb} (T_{fl}, T_{air\,tb}) = \frac{1}{h_{conv\,fl} (T_{fl}, T_{air\,tb}) \cdot \frac{\pi \cdot (R_s^2 - R_{int}^2)}{4 \cdot N_d}} ;$$

$$R_{\text{conv rot}}(T_{\text{rot}}) = \frac{1}{h_{\text{conv rot}}(T_{\text{rot}}) \cdot \frac{\pi}{N_d} \cdot \frac{l_{\text{fer}}}{2} \cdot R_{\text{ext}}} ;$$

$$R_{\text{ent}}^1 = \frac{\text{ent}}{2 \cdot \lambda_{\text{air}}(T_d, T_{\text{aim}}) \cdot \frac{l_{\text{fer}}}{2} \cdot \left(\frac{l_d}{2} + l_{\text{is}}\right)} ;$$

$$R_{\text{ent}}^2 = \frac{\text{ent}}{2 \cdot \lambda_{\text{air}}(T_{\text{cu}}, T_{\text{aim}}) \cdot \frac{l_{\text{fer}}}{2} \cdot \left(\frac{\pi}{N_d} \cdot R_s - \frac{l_d}{2} - l_{\text{is}}\right)} .$$

Les deux résistances équivalentes au rayonnement valent :

$$R_{\text{ray rot}}(T_{\text{rot}}) = \frac{1}{h_{\text{ray rot}}(T_{\text{rot}}) \cdot \frac{\pi}{N_d} \cdot \frac{l_{\text{mot}}}{2} \cdot R_{\text{ext}}} ;$$

$$R_{\text{ray fl}}(T_{\text{rot}}) = \frac{1}{h_{\text{ray fl}}(T_{\text{rot}}) \cdot \frac{\pi \cdot R_{\text{ext}}^2}{2 \cdot N_d}}$$

$$\text{avec } h_{\text{ray}}(T) = \sigma \cdot 0,92 \cdot (T_{\text{ext}} + T) \cdot (T_{\text{ext}}^2 + T^2) ;$$

Enfin nous donnons les capacités thermiques équivalentes :

$$C_{\text{enc}} = (1 - \rho_{\text{tb}}) \cdot \frac{m_{\text{cu}}}{4 \cdot N_d} \cdot C_{P_{\text{cu}}} ;$$

$$C_{\text{tb}} = \rho_{\text{tb}} \cdot \frac{m_{\text{cu tb}}}{4 \cdot N_d} \cdot C_{P_{\text{cu}}} ;$$

$$C_d = \frac{m_d}{4 \cdot N_d} \cdot C_{P_{\text{tôle}}} ;$$

$$C_{\text{stat}} = \frac{m_{\text{cstat}}}{4 \cdot N_d} \cdot C_{P_{\text{tôle}}} ;$$

$$C_{\text{aim}} = \frac{m_{\text{aim}}}{4 \cdot N_d} \cdot C_{P_{\text{aim}}} ;$$

$$C_{\text{rot}} = \frac{m_{\text{rot}}}{4 \cdot N_d} \cdot C_{P_{\text{acier}}} ;$$

$$C_{\text{fl}} = \frac{m_{\text{fl}}}{4 \cdot N_d} \cdot C_{P_{\text{alu}}}$$

$$\text{avec : } m_{\text{fl}} = m_{\text{v alu}} \cdot \left\{ \pi \cdot \left[R_{\text{ext}}^2 - (R_{\text{ext}} - h_{\text{cr}})^2 \right] \frac{l_{\text{mot}} - l_{\text{fer}}}{2} + \pi \cdot \left[R_{\text{ext}}^2 - (R_{\text{ext}} - h_{\text{fl}})^2 \right] e_{\text{fl}} \right\} ;$$

$$C_{\text{moy sup}} = \frac{m_{\text{moy sup}}}{4 \cdot N_d} \cdot C_{P_{\text{alu}}}$$

$$\text{avec : } m_{\text{moy sup}} = m_{\text{v alu}} \cdot \left\{ \pi \cdot \left[R_{\text{int}}^2 - (R_{\text{int}} - e_{\text{moy inf}})^2 \right] l_{\text{fer}} + \frac{\pi}{2} \cdot \left[(R_{\text{int}} - e_{\text{moy inf}})^2 - (R_{\text{axe}} + e_{\text{moy sup}})^2 \right] l_{\text{moy}} \right\} ;$$

$$C_{\text{moy inf}} = \frac{m_{\text{moy inf}}}{4.N_d} \cdot C_{P_{\text{alu}}}$$

$$\text{avec : } m_{\text{moy sup}} = m_{V_{\text{alu}}} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \pi \cdot \left[\left(R_{\text{axe}} + e_{\text{moy sup}} \right)^2 - R_{\text{axe}}^2 \right] (l_{\text{mot}} - l_{\text{fer}}) + \\ \frac{\pi}{2} \cdot \left[\left(R_{\text{int}} - e_{\text{moy inf}} \right)^2 - \left(R_{\text{axe}} + e_{\text{moy sup}} \right)^2 \right] l_{\text{moy}} \end{array} \right\} ;$$

$$C_{\text{axe}} = \frac{m_{\text{axe}}}{4.N_d} \cdot C_{P_{\text{acier}}}$$

$$\text{avec : } m_{\text{axe}} = m_{V_{\text{acier}}} \cdot \pi \cdot R_{\text{axe}}^2 \cdot l_{\text{fer}} ;$$

$$C_{\text{roul}} = \frac{m_{\text{roul}}}{4.N_d} \cdot C_{P_{\text{roul}}}$$

$$\text{avec : } m_{\text{roul}} = m_{V_{\text{roul}}} \cdot \pi \cdot \left\{ \left(R_{\text{ext}} - h_{\text{fl}} \right)^2 - \left(R_{\text{axe}} + e_{\text{moy inf}} \right)^2 \right\} e_{\text{roul}} .$$

Les figures suivantes permettent de visualiser les différents paramètres qui n'ont encore pas été définis dans ce mémoire.

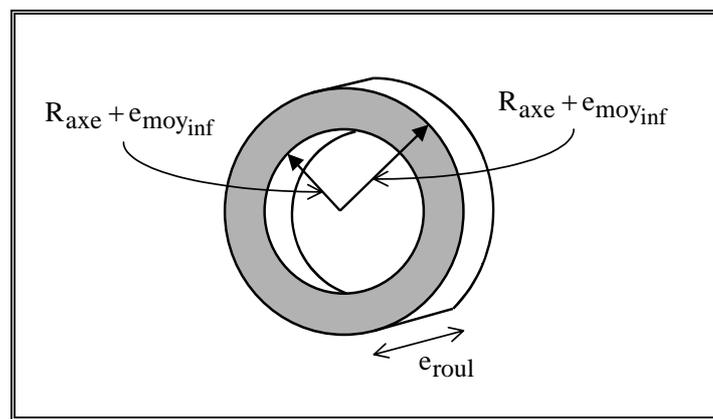


figure 158 : paramètres géométriques du roulement.

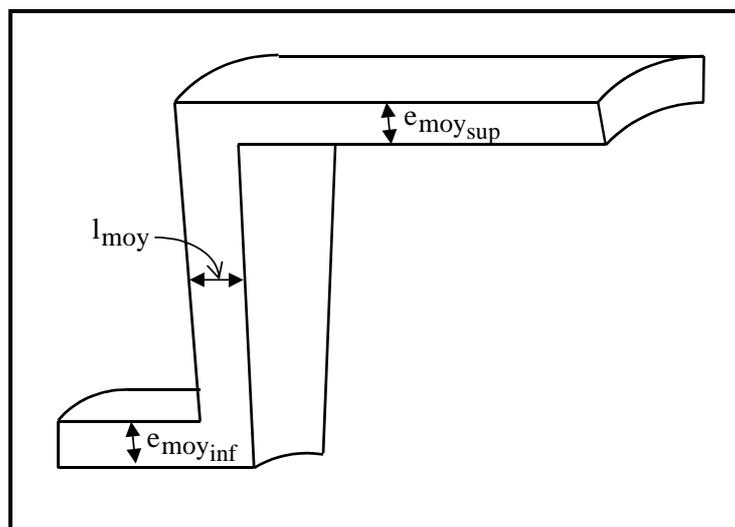


figure 159 : paramètres géométriques du moyeu.

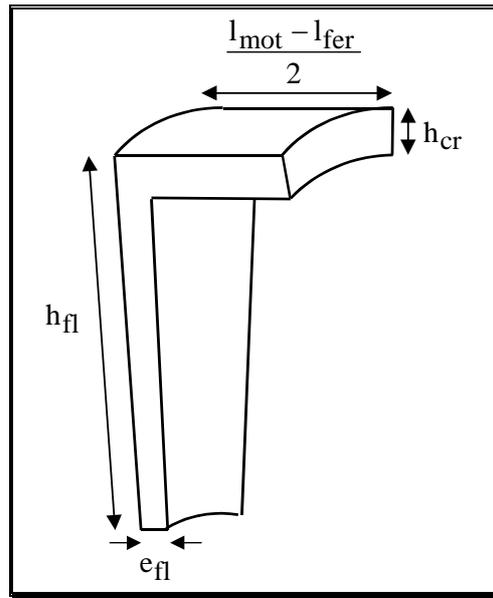


figure 160 : paramètres géométriques d'un flasque.

ANNEXE 7.

Dans cette annexe, nous détaillons comment on automatise les simulations numériques électromagnétiques destinées à valider le dimensionnement optimal d'un moteur-roue.

Définition de la géométrie.

On commence par définir une structure S_0 dans un fichier REFERENCE.FBD au format de FLUX2D. Cette structure de référence, paramétrée, correspond au schéma de la figure 22 du chapitre 4. Nous créons donc une géométrie de base dont les paramètres ont, dans ce fichier, des valeurs numériques quelconques. Puis, nous écrivons un fichier de commande REFERENCE.GEO permettant de modifier les paramètres de la structure S_0 de référence. Ce fichier est générique et il n'est pas exploitable directement, car il contient des paramètres non numériques. Ceux-ci sont modifiés par un programme externe (que nous avons développé) afin de donner des valeurs numériques à ces paramètres, conformément au fichier PARAMETRES.TXT fourni par PASCOSMA. Nous obtenons alors un fichier de commande nom_moteur.GEO exploitable qui porte le nom du moteur qui doit être simulé (par exemple VELO.GEO). Ce fichier permet automatiquement de :

- modifier les paramètres de la structure S_0 ;
- modifier la discrétisation des lignes pour le maillage ;
- réaliser le maillage de la structure.

La discrétisation des lignes est choisie automatiquement pour mailler correctement les dents et l'entrefer. A la fin de cette étape nous disposons d'un fichier nom-moteur.TRA prêt pour la définition des propriétés physiques.

Définition des propriétés physiques.

De la même façon que pour la description de la géométrie, nous avons écrit un fichier de commande REFERENCE.PHY qui contient toutes les opérations de description des propriétés physique. Ce fichier est modifié automatiquement par un programme annexe, afin de définir les matériaux utilisés pour le stator, le rotor et les aimants. Ceux-ci sont définis par l'utilisateur. Nous obtenons alors un fichier nom_moteur.PHY (par exemple VELO.PHY) qui n'est pas encore près à la simulation. Pour cela il faut définir les sources du champ, c'est-à-dire le niveau d'ampères-tours par encoche. A partir du fichier nom_moteur.PHY, nous créons donc autant de fichiers nom_moteurxxxx.PHY qu'il y a de niveau d'ampères-tours à simuler. Par exemple pour une simulation du moteur-roue de vélo à 400 A par encoche, on crée le fichier VELO0400.PHY. La valeur maximale des ampères-tours est déduite du fichier PARAMETRES.TXT et le nombre d'ampères-tours à considérer est défini par l'utilisateur. Par application de ces fichiers de commande, nous disposons de tous les fichiers nom_moteur.TRA correspondant à la structure géométrique et physique du moteur-roue considéré et aux différents niveau d'ampères-tours à simuler. Ces fichiers sont prêt pour la simulation.

Résolution des différents problèmes.

La résolution ne pose pas de problèmes particuliers. Il suffit de demander à FLUX2D de résoudre à la suite l'ensemble des fichiers nom_moteurxxxx.TRA.

Exploitation des différents problèmes.

De même que pour les propriétés physiques, nous avons écrit deux fichiers de référence REF_VIDE.EXP et REF_CHARGE.EXP décrivant les actions à réaliser pour exploiter les grandeurs intéressantes : l'un correspond aux simulations des moteurs à vide et l'autre aux simulations en charge. En effet, nous ne récupérons pas les mêmes données dans les deux cas.

Pour les simulations à vide, nous nous intéressons :

- aux inductions maximales dans les différentes parties du moteur (culasse du rotor, entrefer, isthme de dent, dent et culasse du stator) ;
- à la variation de l'induction dans les dents et dans la culasse du stator sur une période électrique (pour le calcul des pertes fer) ;
- à la variation du flux dans une phase du moteur sur une période électrique (pour le calcul de la fém à vide) ;
- à la variation du couple électromagnétique du moteur sur une période électrique (pour le calcul du couple de détente).

Pour les simulations en charge, nous nous intéressons :

- à la variation du flux dans une phase du moteur sur une période électrique (pour le calcul de la fém en charge) ;
- à la valeur minimale de l'induction dans un aimant (pour détecter une éventuelle désaimantation des aimants) ;
- à la variation du couple électromagnétique du moteur sur une période électrique (pour le calcul du couple électromagnétique moyen fourni par le moteur en fonction des ampères-tours).

Pour chaque niveau d'ampères-tours nous créons automatiquement des fichiers d'exploitation nom_moteurxxxx.EXP. En utilisant ces fichiers de commande, FLUX2D fournit pour chaque fichier de simulation nom_moteurxxxx.TRA un fichier nom_moteurxxxx.LST contenant toutes les grandeurs exploitées.

Résumé des opérations permettant la simulation automatique par FLUX2D d'un moteur-roue synchrone sans balais à structure inversée.

Nous avons résumé l'ensemble des opérations qui viennent d'être décrites dans l'organigramme de la figure 161. Remarquons que toutes les simulations décrites sur cet organigramme doivent être réalisées autant de fois que l'on considère de températures moyennes d'aimants différentes. On comprend donc bien que l'objectif, encore une fois, est de libérer le concepteur de tâches répétitives et sans intérêt : toutes les simulations sont effectuées en temps masqué.

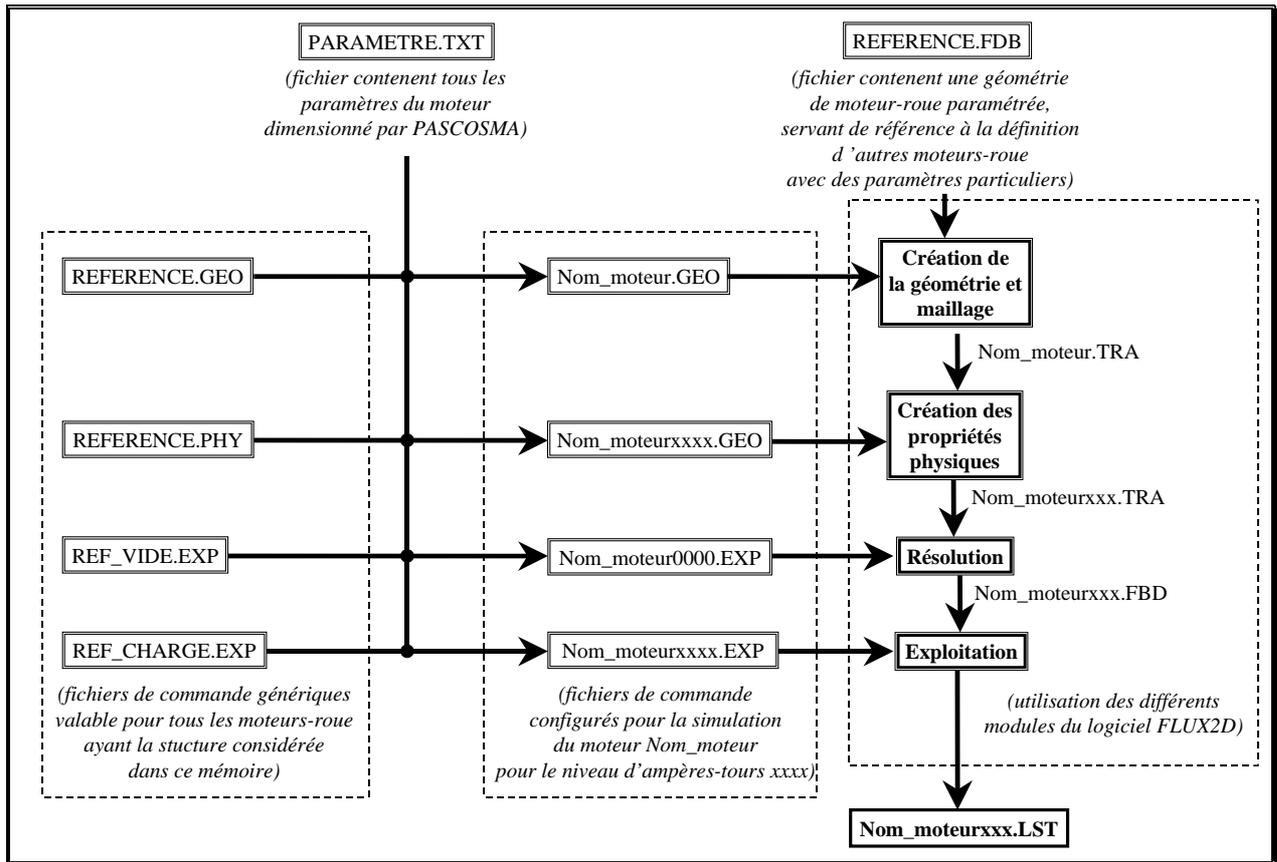


figure 161 : organigramme décrivant les fichiers et les opérations permettant la simulation automatique d'un moteur-roue synchrone sans balais à structure inversée.

BIBLIOGRAPHIE.

-
- [1] Revue Générale de l'Electricité, n°10/93, novembre 1993.
- [2] FLUX : revue de l'association amicale les ingénieurs Supélec, "Le véhicule électrique ", n°176
- [3] B. MULTON, L. HIRSINGER, "Problème de la motorisation d'un véhicule électrique", Journées électrotechniques du Club EEA, 24 et 25 mars 1994.
- [4] C. SOULAS, "Applications de la bimodalité aux transports collectifs urbains", Journée spécialisée INRETS, Propulsion hybride et bi-mode pour les véhicules particuliers et les transports en commun, Lyon-Bron, 14 Mai 1998, pp. 1-6.
- [5] AGENCE D'URBANISME DE LA REGION GRENOBLOISE, "Aspects socio-économiques du développement du véhicule électrique", 1996.
- [6] C. ESPANET, M. KARMOUS, J. M. KAUFFMANN, "Le vélo électrique", Journées Electrotechniques du Club EEA, janvier 1998.
- [7] L. LISOWSKI, G. BAILLE, "Spécification d'un petit véhicule électrique pour les zones piétonnières", Journée spécialisée INRETS, Propulsion hybride et bi-mode pour les véhicules particuliers et les transports en commun, Lyon-Bron, 14 Mai 1998, pp. 1-6.
- [8] F. BADIN, B. JEANNERET, F. HAREL, "Les besoins de puissance pour les véhicules hybrides", S. F. C., Journées d'étude sur les super condensateurs, Paris, 5-6 Fevrier 1998, pp. 1-11.
- [9] H. KOLOWSKY, "La voie du véhicule hybride au travers de plusieurs projets de recherche", Journée spécialisée INRETS, Propulsion hybride et bi-mode pour les véhicules particuliers et les transports en commun, Lyon-Bron, 14 Mai 1998.
- [10] F. BADIN, "Nécessité d'un outil d'évaluation global des coûts, le projet SIVTHEC", Journée spécialisée INRETS, Propulsion hybride et bi-mode pour les véhicules particuliers et les transports en commun, Lyon-Bron, 14 Mai 1998, pp. 1-8.
- [11] S. BISCAGLIA, "Quelles batteries pour les véhicules hybrides ? ", Journée spécialisée INRETS, Propulsion hybride et bi-mode pour les véhicules particuliers et les transports en commun, Lyon-Bron, 14 Mai 1998, pp. 81-94.
- [12] A. JULLIEN, "Systèmes de propulsion électrique modernes, du transport urbain routier au véhicule individuel", Journée spécialisée INRETS, Propulsion hybride et bi-mode pour les véhicules particuliers et les transports en commun, Lyon-Bron, 14 Mai 1998, pp. 81-94.
- [13] C. PERTUSA, *Contribution à la définition de moteurs à aimants permanents pour un véhicule électrique hybride routier*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1996.
- [14] V. B. HONSIGER, "Sizing equations for electrical machinery", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-39, No. 1, March 1987, pp. 116-121.
- [15] A. MIRAOUI, *dimensionnement optimal d'un moteur sans balais à aimants Néodyme-Fer-Bore*, Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 1992.
- [16] L. KONG, *Contribution à la conception d'un moteur à aimants permanents du type jante et à son alimentation*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 1994.

-
- [17] W. L. SOONG, "Field-weakening performance of brushless synchronous AC motor drives", IEEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 141, No. 6, November 1994, pp. 331-340.
- [18] B. MULTON, J. LUCIDARME, L. PREVOND, "Analysis of Field-Weakening Possibilities of Permanent Magnet Synchronous Motors", Journal de Physique III, Novembre 1994, pp. 1-14.
- [19] A. LEVY, "Quelle motorisation pour le véhicule électrique : synchrone à rotor bobine ou à aimants ?", Journée spécialisée INRETS, Propulsion hybride et bi-mode pour les véhicules particuliers et les transports en commun, Lyon-Bron, 14 Mai 1998.
- [20] F. WURTZ, *Une nouvelle approche pour la conception sous contraintes de machines électriques*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1996.
- [21] M. ALMAKI, "Réalisation d'un logiciel d'aide la conception et à l'optimisation d'actionneurs électriques", 4^{ème} Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique, Cachan, France, 27-29 avril 1998.
- [22] F. WURTZ, C. ESPANET, J. BIGEON, J.-L. COULOMB, J.-M. KAUFFMANN, "Methodological guidelines for the use of analytical and numerical models in a design process of an electromagnetic device", IEEE Trans. On Mag., vol. 34, n° 5, sept. 1998.
- [23] P. LANGRY, "Caractérisation et optimisation d'une chaîne de traction pour véhicule électrique; Problématique et résultats", C-Velec 97 : 3^{ème} colloque sur les véhicules électriques, Grenoble, 5-6 Février 1997, pp. 1-11.
- [24] P. BRISSONNEAU, "Aimants permanents, Principes et circuits magnétiques", Techniques de l'Ingénieur, pp. D2090-1-1-D2091-4.
- [25] A. BELOT, *Calcul des machines électriques tournantes*, cours de l'ESE.
- [26] G. R. SLEMON, "On the Design of High-Performance Surface-Mounted PM Motors ", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 1, January/February 1994, pp. 134-140.
- [27] A. BEN AHMED, J. LUCIDARME, P. F. DESEQUELLES, "Optimum Design of P.M. synchronous machines with centralized coils", IMACS-TCI 93, 7th-9th July 1993, pp. 305-310.
- [28] F. FRANCOIS, *Contribution de la modélisation floue à la conception en génie électrique*, Thèse de doctorat, INPG, 1994.
- [29] A. GENTILHOMME, *C.O.A.S.E un système d'aide à la conception d'appareillage électrique*, Thèse de doctorat, INPG, 1991.
- [30] A. D. KONE, *Contribution à la conception des actionneurs électriques par formulation en terme d'optimisation*, Thèse de doctorat, INPT, 1993.
- [31] G. R. SLEMON, and X. LIU "Modeling and design optimization of permanent magnet motors", Electric Machines and Power Systems, Vol. 20, No. 2, March/April 1992, pp. 71-92.
- [32] M. E. A. LATRECHE, *Modélisation magnétique et thermique des machines électrique par schémas équivalents*, Thèse de doctorat, INPT, 1987.
- [33] FLUX2D, *Manuel d'utilisation*, Version 7.30, CEDRAT S.A., 10, Chemin de Pré Carré, Zirst 38240 Meylan.
- [34] FLUX3D, *Manuel d'utilisation*, Version 7.30, CEDRAT S.A., 10, Chemin de Pré Carré, Zirst 38240 Meylan.
- [35] K. KADDED, *Optimisation de formes de machines électriques à l'aide d'un logiciel d'éléments finis et de la méthode des pénalités étendues*, Thèse de doctorat, INPG, 1993.
- [36] K. AMEYER, R. BELMANS, P. DULAR, "Efficient simulation of electromagnetic fields using magnetic equivalent circuits for numerical optimisation", Proceedings of the third International Workshop on Electric and Magnetic Fields, Liège, Belgium, 6-9 May 1996, pp. 207-212.

-
- [37] Macsyma reference manual version 13, Computer Aided Mathematics Group of Symbolics, INC, Nov. 1988.
- [38] Harwell Subroutine Library, 10th October 1987.
- [39] M. TERASHIMA, T. ASHIKAGA, T. MIZUNO, K. NATORI, N. FUJIWARA, and M. YADA, "Novel Motors and Controllers for High- Performance Electric Vehicle with Four In- Wheel Motors", IEEE Transactions on Industrial electronics, Vol. 44, No. 1, February 1997, pp. 28-38.
- [40] V. S. RAMSDEN, B. C. MECROW, and H. C. LOVATT, "Design of an in-wheel motor for a solar-powered electric vehicle ", EMD'97.
- [41] B. MULTON, C. JACQUES, "Comparison of performances of two self commutated electric motors : the permanent magnet brushless dc motor the switched reluctance motor", Congrès Véhicule Propres, réalités et perspectives du véhicule électrique, La Rochelle, 15-19 nov. 1993, pp. 295-302.
- [42] D. HADJIDJ, C. ESPANET, A. MIRAOU, J. M. KAUFFMANN "A new structure of a wheel motor : the Transverse Vernier Hybrid Reluctance Motor - Comparison with the Synchronous AC Brushless Motor", EVS, Bruxelles, Octobre 1998.
- [43] J.-C. VANNIER, P. VIDAL, F. BINET, "Conception et simulation d'un moteur-roue", CEMD'99, 4 février 1999, Cachan, France, pp. 123-128.
- [44] J. C. FAGUNDES, *Etude de moteurs à aimants et commutation électronique à champ et courants non sinusoïdaux*, Thèse de doctorat, INPT, 1990.
- [45] THOMAS M. JAHNS, "Torque production in Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives with Rectangular Current Excitation", IEEE Transactions on Industry Applications., Vol. IA-20, No. 4, July/August 1984, pp. 803-813.
- [46] M. LAJOIE-MAZENC, CARLSON, "A synthesis of torque ripple problem and solutions in electronically commuted permanent magnet synchronous machines", International Conference on the Evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines, Zurich, Switzerland, 27-29 August 1991.
- [47] S. BEGOT, C. ESPANET, A. MIRAOU, J.-M. KAUFFMANN, "Etude d'un moteur brushless à aimants Nd-Fe-F destiné à la traction d'un vélo électrique", EF'99, 30-31 mars 1999, Lille, France.
- [48] L. GONTHIER, *Etude et réalisation d'un convertisseur DC-AC-AC à commutation douce « tout silicium » 450 V – 45 A. Application à la commande d'un moteur brushless à fém trapézoïdale*, Thèse de doctorat de l'Université de Franche-Comté, 1997.
- [49] F. LEPRINCE-RINGUET, "Aimants permanents, matériaux et applications", Techniques de l'Ingénieur, pp. D187-1-D188-5.
- [50] M. VELICESCU et ST. HOCK, "La stabilité des aimants permanents à base de terres rares", Revue de Génie Electrique, No. 4/91, Avril 1991, pp.19-24
- [51] P. BRISSONNEAU, "Les aimants à base de terres rares : très performants, mais coûteux", Revue de Génie Electrique, No. 4/91, Avril 1991, pp.21-27.
- [52] R. MERLE, *Utilisation des aimants neodyme-fer-bore dans les machines électriques*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1993.
- [53] S. ALLANO, A. LEBOU, R. PERRET, "Pertes dans les circuits magnétiques : une modélisation complète", RGE, No.3, Mars 1987, pp. 35-49.
- [54] M. VASILIU, "Eddy-Current core losses of permanent magnet motors", Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, ICEM92, Manchester, UK, 15th-17th September 1992, pp. 1216-1220.
- [55] K. ATALLAH, Z.Q. ZHU, D. HOWE, "The prediction of iron losses in brushless permanent magnet DC motors", Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, ICEM92, Manchester, UK, 15th-17th September 1992, pp. 814-818.

- [56] Data Books Heat Transfer and Fluid Flow, General Electric.
- [57] M. LABRAGA, *Contribution à la conception d'actionneurs à aimants permanents et commutation électronique fonctionnant à basse vitesse*, Thèse de doctorat, INPT, 1992.
- [58] R. Glises, R. Bernard, D. Chamagne, J.-M. Kauffmann, "Equivalent Thermal Conductivities for twisted flat windings", J. Phys. III France 6, oct. 1996, pp. 1389-1401.
- [59] S. VIRTO, *Modélisation thermique d'un moteur-jante pour vélo électrique*, rapport de stage DESS génie thermique, IGE, Belfort, 1998.
- [60] S. HARMIN, *Etude analytique de machines synchrones à aimants permanents*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1993.
- [61] Z. Q. ZHU, D. HOWE, E. BOLTE, and B. ACKERMANN "Instantaneous Magnetic Field Distribution in brushless Permanent Magnet dc Motors, Part I: Open-Circuit Field", IEEE Transactions on Magnetics., Vol. 29, No. 1, January 1993, pp. 124-142.
- [62] N. BOULES, "Prediction of No-Load Flux Density Distribution in Permanent Magnet Machines", IEEE Transactions on Industry Applications., Vol. IA-21, No. 4, May/June 1985, pp. 633-643.
- [63] Z. Q. ZHU, D. HOWE, "Instantaneous Magnetic Field Distribution in brushless Permanent Magnet dc Motors, Part III : Effect of Stator Slotting", IEEE Transactions on Magnetics., Vol. 29, No. 1, January 1993, pp. 143-158.
- [64] S. TURRI, *Calcul de la fém et des inductances d'un moteur sans balais*, Rapport de stage de DEA Protee, IGE, Belfort, 1997.
- [65] G. R. SLEMON, X. LIU, "Core losses in permanent magnet motors", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.262, No. 5, September 1990, pp. 1653-1655.
- [66] Z. Q. ZHU, D. HOWE and T.S. BIRCH, "Calculation of winding inductances of brushless motors with surface-mounted permanent magnets", ICEM 94, Paris, 5-8 sept. 1994, pp. 327-332.
- [67] D. ROYE, *Modélisation thermique des machines électriques. Application à la machine à induction*, Thèse de doctorat, INPG, 1983.
- [68] R. GLISES, *Etude théorique et expérimentale des flux thermiques dans un moteur asynchrone à refroidissement extérieur*, Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 1994.
- [69] R. BERNARD, *Modélisation thermique par éléments finis en 3 dimensions, application aux machines électriques de faible puissance*, Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 1998.
- [70] C. ESPANET, F. WURTZ, J.-M. KAUFFMANN, J. BIGEON, "Application of a new optimization approach to the design of electrical wheels", IEE-IEMDC Conference, may 1997, Milwaukee, Wisconsin, USA, pp. MB3-3.1-MB3-3.3.

RÉSUMÉ.

Depuis une quinzaine d'années, le véhicule électrique est redevenu une problématique importante dans le domaine du génie électrique. L'objectif est maintenant de concevoir de *vrais* véhicules électriques exploitant notamment la grande souplesse de gestion de cette énergie.

Dans cette optique, nous nous sommes intéressé au moteur-roue car il présente plusieurs avantages, en particulier de compacité de la fonction motrice. Cependant la conception d'un tel système impose de très nombreuses contraintes. Entre autres, il faut modéliser le système dans sa globalité et réaliser un compromis entre la masse du moteur et son rendement afin d'optimiser l'autonomie du système.

La structure de moteur-roue retenue dans ce travail est un moteur synchrone à aimants permanents Nd-Fe-B, à structure inversée, à forces électromotrices trapézoïdales et alimenté par un onduleur de tension produisant des créneaux de courant, car cette structure présente à la fois un fort couple massique mais aussi un bon rendement.

Pour dimensionner ce système, nous avons proposé une procédure originale et efficace comportant deux phases :

- une optimisation de structure sur la base de modèles analytiques ;
- une validation du dimensionnement optimal à l'aide d'une analyse fine par des modèles numériques.

L'approche globale (batterie, convertisseur et moteur) nécessite des modèles analytiques et numériques de l'ensemble du système dans les trois domaines magnétiques, électromécaniques et thermiques. La procédure d'optimisation utilise le logiciel Pascosma, développé par le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, pour programmer automatiquement un logiciel de dimensionnement du moteur-roue modélisé.

Les modèles ont été validés sur des moteurs de puissances 30 kW et 200 W et la méthodologie de conception a permis l'amélioration d'un moteur d'assistance au pédalage intégré dans le moyeu d'une roue de vélo, nous avons pu diminuer la masse du moteur de près de 50 % tout en améliorant son rendement de trois points.

Mots clés : dimensionnement par optimisation ; méthodologie de conception ; modélisation analytique ; modélisation multi-physiques ; moteur brushless ; moteur-roue ; véhicule électrique.