



HAL
open science

Conception par optimisation des machines électriques de traction ferroviaire sur cycles de fonctionnement ferroviaire

Mohamed Said Berkani

► **To cite this version:**

Mohamed Said Berkani. Conception par optimisation des machines électriques de traction ferroviaire sur cycles de fonctionnement ferroviaire. Autre. Université de Franche-Comté, 2016. Français. NNT : 2016BESA2024 . tel-04398289

HAL Id: tel-04398289

<https://theses.hal.science/tel-04398289v1>

Submitted on 16 Jan 2024

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.

SPIM

Thèse de Doctorat

UFC

école doctorale sciences pour l'ingénieur et microtechniques
UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ

N° . .

THÈSE présentée par

MOHAMED-SAID BERKANI

pour obtenir le

Grade de Docteur de
l'Université de Franche-Comté

Spécialité : **Génie Électrique**

Conception par optimisation des machines électriques de traction ferroviaire sur cycles de fonctionnement

Unité de Recherche :
FEMTO-ST, UMR 6174, département Energie

Soutenue publiquement le 30/06/2016 devant le Jury composé de :

M. FRÉDÉRIC BOUILLAULT	Président	Professeur des universités, GeePs, Université Paris Sud
M. FRÉDÉRIC WURTZ	Rapporteur	Directeur de recherche au CNRS, G2Elab, Université Grenoble Alpes
M. STÉPHANE BRISSET	Rapporteur	Maître de conférences HDR, L2EP, Université Lille 1
M. GUY FRIEDRICH	Examineur	Professeur des universités, LEC, Université de technologie Compiègne
M. CHRISTOPHE ESPANET	Directeur	Professeur des universités, FEMTO-ST, Université de Franche-Comté
M. BÉNALI BOUALEM	Examineur	Docteur Ingénieur, ALSTOM Ormans
M. RAYNAL GLISES	Examineur	Maître de conférences HDR, FEMTO-ST, Université de Franche-Comté
M. STEFAN GIURGEA	Examineur	Maître de conférences, FEMTO-ST, Université de technologie de Belfort-Montbéliard

CONFIDENTIEL

REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués en convention CIFRE entre l'entreprise ALSTOM à Ornans et le laboratoire FEMTO-st à Belfort.

Tout d'abord, Je voudrais remercier les membres du jury :

- Monsieur Frédéric BOUILLAULT, Professeur des universités à l'université Paris Sud, laboratoire de génie électrique et électronique de Paris (Geeps), qui m'a fait l'honneur de présider ce jury.
- Monsieur Frédéric WURTZ, Directeur de recherche au CNRS, laboratoire de génie électrique de Grenoble (G2Elab), et Monsieur Stéphane BRISSET, Maître de conférences HDR à l'université Lille 1, laboratoire d'électrotechnique et électronique de puissance (L2EP), pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant de le juger comme rapporteur.
- Monsieur Guy FRIEDRICH, Professeur des universités à l'université de technologie Compiègne, laboratoire d'électromécanique (LEC), pour s'être intéressé à ce travail et avoir accepté de siéger à ce jury.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à mon directeur de thèse, Monsieur Christophe ESPANET et à mon responsable industriel Monsieur Benali BOUALEM, pour la grande confiance qu'ils m'ont accordée durant ces trois années. Merci pour leur disponibilité, leurs conseils, sans oublier leur patience. Qu'ils trouvent dans ce travail le témoignage de ma profonde reconnaissance et de mon estime la plus sincère.

J'exprime ma gratitude à mes co-encadrants, Monsieur Stefan GIURGEA, Maître de conférences à l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard et Monsieur Raynal GLISES, Maître de conférences HDR à l'Université de Franche-Comté pour leur soutien durant ces trois années de thèse. Je les remercie aussi pour leur patience et leur disponibilité tout au long de la thèse.

J'adresse mes remerciements aux différentes personnes qui ont grandement contribué à l'accomplissement de ce travail, je pense en particulier à :

- Monsieur Éric RIGOLIER, responsable projet chez ALSTOM, de m'avoir aidé tout au long de la thèse, merci pour ses conseils et pour sa disponibilité.
- Monsieur Mohand SOUGH, responsable projet chez ALSTOM, et Monsieur Grégory GAULTIER, ingénieur de recherche chez FC'Innov pour leur travaux de modélisation qui ont constitué une partie importante de ce travail de thèse.

J'adresse également mes sincères remerciements à l'ensemble du personnel d'ALSTOM et de FEMTO-st, particulièrement à ceux qui œuvrent tous les jours pour faciliter notre quotidien professionnel, je pense à Madame Isabelle CHRISTEN et Madame Flora LALLEMENT.

Je tiens également à remercier l'ensemble de mes collègues et amis d'avoir fait régner une ambiance particulièrement agréable, particulièrement à Frédéric DUBAS, Daoud, Raouf, Amine, Hakeem et Antony.

Je n'oublie pas de remercier ma famille qui m'a toujours soutenu et encouragé.

Et comme on garde toujours le meilleur pour la fin, je tiens à dédier cette thèse à ma femme.

SOMMAIRE

Remerciment	v
Introduction générale	1
1 Contexte, état de l'art et objectifs	5
1.1 Introduction	5
1.2 Contexte général du sujet	5
1.2.1 La conception en électrotechnique	6
1.2.2 Méthodologie de conception de machines pour un point de fonctionnement	6
1.2.3 Importance de la prise en compte du cycle de fonctionnement	10
1.3 L'optimisation en tant qu'activité (processus) de conception	11
1.3.1 Définition d'un problème d'optimisation	12
1.3.2 Problème d'optimisation continu	13
1.3.2.1 Optimisation sans contraintes	13
1.3.2.2 Optimisation sous contraintes	14
1.3.3 Problème d'optimisation mixte (variables réelles et entières)	15
1.3.3.1 La méthode des pénalités généralisées (Generalized penalty function)	15
1.3.3.2 La méthode Séparation et Evaluation (Branch and bound ou B&B)	17
1.3.3.3 Recherche tabou ou Tabu-Search	18
1.3.4 Traitement des contraintes	19
1.3.4.1 Traitement des contraintes en général	19
1.3.4.2 Traitement des contraintes particulières	22
1.3.5 Méthodologie d'optimisation adoptée	23
1.4 Logiciel informatique de conception	24
1.4.1 Définition des besoins	25
1.4.2 Méthodes et outils utilisés	25
1.5 Conclusion	27
2 Modélisations électromagnétiques des machines électriques	29

2.1	Introduction	29
2.2	Modélisation Analytique des MSAPMS	29
2.2.1	Transformation de la structure réelle et mise en équation	30
2.2.1.1	Résolution des équations aux dérivées partielles	32
2.2.2	Calcul des constantes d'intégration	32
2.2.3	Détermination des flux magnétiques	34
2.2.4	Détermination des inductions magnétiques :	35
2.2.5	Calcul de la force électromotrice	37
2.2.6	Calcul du couple électromagnétique	38
2.2.7	Modélisation électromécanique	38
2.2.7.1	Calcul des harmoniques de courant de phase	40
2.2.7.2	Calcul des résistances de phase	40
2.2.7.3	Modélisation des inductances de la machine	41
2.2.7.4	Modélisation de la résistance équivalentes des AP	43
2.2.8	Méthode de prise en compte de la saturation	43
2.2.8.1	Calcul de l'AP fictif	44
2.2.8.2	Calcul du coefficient de saturation K_{sat}	45
2.2.9	Calcul des pertes	48
2.2.9.1	Pertes dans le bobinage	48
2.2.9.2	Pertes fer	48
2.2.9.3	Pertes dans les AP	49
2.2.9.4	Pertes mécaniques	49
2.3	Modélisation par schéma équivalent des MAS	51
2.3.1	Modélisation électromécanique	51
2.3.1.1	Calcul des résistances de phase	54
2.3.1.2	Calcul des inductances	56
2.3.2	Détermination des inductions magnétiques	57
2.3.3	Détermination des forces magnétomotrices	58
2.3.4	Modélisation des pertes	61
2.3.4.1	Pertes dans les bobinages	61
2.3.4.2	Pertes fer	61
2.3.4.3	Pertes mécaniques	61
2.3.4.4	Pertes supplémentaires	62
2.4	Conclusion	63

3	Modélisations thermiques des machines électriques	65
3.1	Introduction	65
3.2	Modélisation nodale classique	66
3.2.1	Modélisation du stator	67
3.2.1.1	Résistance thermique entre la culasse statorique et les canaux de ventilation	68
3.2.1.2	Résistance thermique entre la culasse statorique et le milieu ambiant	71
3.2.1.3	Résistance thermique entre la culasse statorique et les dents statoriques	72
3.2.1.4	Résistance thermique entre les dents statoriques et le cuivre au stator	73
3.2.1.5	Résistance thermique entre les parties actives du cuivre statorique et les têtes de bobines	73
3.2.1.6	Résistance thermique entre les dents statoriques et l'entrefer	74
3.2.1.7	Modélisation des flux d'air interne	75
3.2.2	Modélisation du rotor	76
3.2.2.1	Modélisation des flux d'air interne	76
3.2.2.2	Echanges dans les AP	77
3.2.2.3	Echanges dans les conducteurs au rotor	78
3.2.3	Calcul des capacités thermiques	78
3.2.4	Mise en équations et résolution du modèle	78
3.3	Recalage des modèles	79
3.3.1	Validation du modèle pour MSAPMS sans recalage	79
3.3.2	Validation du modèle pour MSAPMS avec recalage	82
3.3.3	Etude de sensibilité par rapport aux coefficients recalés	83
3.4	Conclusion	85
4	La réduction des cycles de fonctionnement	87
4.1	Introduction	87
4.1.1	La simulation sur cycle de fonctionnement ferroviaire	87
4.2	Méthode du régime de fonctionnement équivalent	90
4.2.1	Méthode de la puissance nominale équivalente	91
4.2.1.1	Puissance nominale équivalente avec prise en compte des temps d'arrêt	92
4.2.1.2	Puissance nominale équivalente sans prise en compte des temps d'arrêt	92

4.2.2	Méthode du couple efficace équivalent	92
4.2.2.1	Couple efficace équivalent avec prise en compte des temps d'arrêt	92
4.2.2.2	Couple efficace équivalent sans prise en compte des temps d'arrêt	93
4.2.3	Validation des méthodes du régime équivalent	93
4.3	Méthode des barycentres	97
4.3.1	Validation de la méthode	99
4.3.1.1	Faible discrétisation	99
4.3.1.2	Discrétisation moyenne	101
4.3.1.3	Discrétisation élevée	103
4.4	Conclusion	105
5	Conception sur cycles ferroviaires	107
5.1	Introduction	107
5.2	Optimisation du bobinage	107
5.2.1	Scénario N°1	109
5.2.2	Scénario N°2	111
5.3	Conception par optimisation	114
5.3.1	Procédures de dimensionnement	114
5.3.1.1	Optimisation des variables continues (niveau 1)	116
5.3.1.2	Optimisation des variables discrètes (niveau 2)	117
5.3.1.3	Formulation de la fonction objectif	120
5.3.2	Application (scénario N°3)	121
5.3.2.1	Cahier des charges :	121
5.3.2.2	Réduction de la masse de la machine	121
5.3.2.3	Réduction du coût de revient des principaux matériaux	122
5.4	Conclusion	124
	Conclusion générale	127
	Annexe	129
	Annexe I : Outil Informatique	129
	Annexe II : Constante d'intégration MSAPMS	130
	Annexe III : Essais expérimentaux	132
	Annexe IV : Détails des moteurs utilisés	133

SOMMAIRE

xi

Bibliographie

134

NOMENCLATURE

Abréviations

<i>AP</i>	Aimants Permanents
<i>EF</i>	Elements finis
<i>FEM</i>	Force électromotrice
<i>MAS</i>	Machine Asynchrone
<i>MSAPMS</i>	Machine Synchrone à Aimants Pemanents Montés en Surface
<i>TS</i>	Algorithme de recherche tabou (Tabou Search)
<i>AT</i>	Ampères-tours

Coefficients

τ_{odp}	coefficient d'arc polaire d'ouverture dentaire	[]
τ_{odp}	coefficient d'arc polaire d'ouverture dentaire	[]
τ_{oep}	coefficient d'arc polaire d'ouverture d'encoche	[]
<i>Gr</i>	nombre de Grashof	[]
K_b	coefficient de bobinage global statorique	[]
K_C	coefficient de Carter	[]
K_{foS}, K_{foR}	coefficient de foisonnement des tôles au stator et au rotor	[]
K_{od}	coefficient d'ouverture dentaire statorique	[]
K_{op}	coefficient d'ouverture polaire stator	[]
K_{RS}	coefficient pour ramener les éléments du schéma électrique du rotor au stator (MAS)	[]
K_{sat}	coefficient de prise en compte de la saturation	[]
<i>Nu</i>	nombre de Nusselt	[]
<i>Pr</i>	nombre de Prandtl	[]
<i>Ra</i>	nombre de Rayleigh	[]

Électrique

ω_s	pulsation électrique statorique du moteur	[rad.s ⁻¹]
AT_{AP}	ampèretours consommés dans les aimants	[A.tr]
AT_{cS}, AT_{cR}	ampèretours consommés dans la culasse au stator, rotor	[A.tr]
AT_{dS}, AT_{dR}	ampèretours consommés dans les dents au stator, rotor	[A.tr]
AT_g	ampèretours consommés dans l'entrefer	[A.tr]

B_g	induction magnétique dans l'entrefer	[T]
B_{cS}, B_{cR}	induction magnétique dans la culasse au stator, rotor	[T]
B_{dS}, B_{dR}	induction magnétique dans les dents au stator, rotor	[T]
B_r	induction rémanente	[T]
I_d, I_q	courant statorique au fondamental dans l'axe direct, transverse	[A]
I_u	courant harmonique statorique dû à l'alimentation en MLI	[A]
L_{fddS}, L_{fddR}	inductance de fuites dent à dent au stator, rotor	[H]
L_{feS}, L_{feR}	inductance de fuites d'encoches au stator, rotor	[H]
L_{fzS}, L_{fzR}	inductance de fuites zig-zag au stator, rotor	[H]
P_{AP}	pertes dans les aimants permanents	[W]
P_{FS}, P_{FR}	pertes fer au stator, rotor	[W]
P_{JS}	pertes par effet Joule au stator	[W]
R_{SDC}	résistance de la partie active du bobinage statorique à fréquence nulle	[ohm]
R_{tb}	résistance de la partie e la partie hors fer du bobinage statorique à fréquence nulle	[ohm]
V_u	harmonique de la tension d'alimentation statorique dû à la MLI	[V]

Géométrie

$2p$	nombre de pôles	[]
Θ_p	angle mécanique d'ouverture polaire	[rad]
Θ_{od}	angle mécanique d'ouverture dentaire	[rad]
d_{extR}, R_{extR}	diamètre, rayon externe rotor	[m]
d_{inS}	diamètre interne stator ou alésage	[m]
e_g	épaisseur d'entrefer	[m]
e_{AP}	épaisseur des aimants permanents	[m]
e_{frette}	épaisseur de la frette	[m]
h_{AP}	hauteur des aimants permanents	[m]
h_{cR}	hauteur culasse rotor	[m]
h_{cS}	hauteur culasse stator	[m]
h_{cS}	hauteur culasse stator	[m]
h_{eqcS}, h_{eqcR}	hauteurs équivalentes des culasses stator, rotor	[m]
h_{eS}	hauteur d'encoche stator	[m]
h_{istS}, h_{istR}	hauteur d'isthme d'encoche statorique, rotorique	[m]
l_{AP}	largeur axiale totale des aimants	[m]
$l_{dR}(r)$	largeur de la dent au rotor en fonction du rayon	[m]
$l_{dS}(r)$	largeur de la dent stator en fonction du rayon stator	[m]

l_{FS}, l_{FR}	longueur de l'empilage des tôles au stator, rotor	[m]
l_{istS}, l_{istR}	largeur d'isthme d'encoche statorique, rotorique	[m]
n_{ce}	nombre de conducteurs par encoche et par bobine	[]
n_{eR}	nombre d'encoches au rotor	[]
n_{eS}	nombre d'encoches au stator	[]
$n_{filparacus}$	nombre de fils en parallèles par conducteur stator	[]
n_{ph}	nombre de phase de la machine	[]
$n_{s\varphi}$	nombre de spires en séries par phase	[]
n_{vpara}	nombre de voies en parallèles	[]
R_{AP}	rayon des aimants	[m]
S_{cuR}	section axiale d'une barre de la cage rotorique	[mm ²]
S_{cuS}	section d'un fil de cuivre élémentaire	[mm ²]
y_{dS}, y_{dR}	pas dentaire au stator et au rotor	[m]

Mécanique

C_u, C_m	couple utile, électromagnétique	[N.m]
m_{AP}	masses des aimants permanents	[Kg]
m_{cS}, m_{cR}	masses de la culasse statorique, rotorique	[Kg]
m_{cuS}, m_{cuR}	masses du cuivre au stator, rotor	[Kg]
m_{dS}, m_{dR}	masses des dents statoriques, rotoriques	[Kg]
rpm	vitesse de rotation de la machine	[tr.min ⁻¹]

Propriétés physiques des matériaux

α_{cuS}	coefficient de température de la résistivité	[K ⁻¹]
$\lambda_{cuS}, \lambda_{cuR}$	conductivités thermiques des conducteurs au stator, et au rotor	[W.m ⁻¹ .K ⁻¹]
$\lambda_{FS}, \lambda_{FR}$	conductivités thermiques des tôles au stator, et au rotor	[W.m ⁻¹ .K ⁻¹]
λ_{isole}	conductivités thermiques des isolants au stator	[W.m ⁻¹ .K ⁻¹]
μ_0	perméabilité magnétique du vide	[Kg · m · A ⁻² · s ⁻²]
μ_{rAP}	perméabilité relative des aimants permanents	[]
μ_{tS}, μ_{tR}	masse volumique des tôles au stator et au rotor	[$\frac{Kg}{m^3}$]
ρ_{cuS20}	résistivité électrique du bobinage stator à 20°C	[ohm.m]
$\rho_{cuS}(T_{cu})$	résistivité électrique du bobinage stator à T_{cu}	[ohm.m]
B_{rAP20}	induction rémanente des aimants permanents à 20 °C	[T]

TABLE DES FIGURES

1.1	Effet du coefficient de saturation k_{sat_0} sur le coefficient α_i [1]	10
1.2	Exemple de cycle de fonctionnement ferroviaire (courbe temporelle)	11
1.3	Exemple de cycle de fonctionnement ferroviaire (courbe couple/vitesse)	12
1.4	Allure de la fonction $Q_k(X_e)$	17
1.5	Solution d'un problème d'optimisation entier, mono-variable à l'aide de la méthode des pénalités généralisées	18
1.6	Fonction de pénalité 1	21
1.7	Fonction de pénalité 2	22
1.8	Contraintes de fabrication des conducteurs	23
1.9	Transformation de variables pour les contraintes industrielles : conducteurs	23
1.10	Résumé des méthodes d'optimisation	24
1.11	Méthodologie de conception incrémentale [2]	25
1.12	Diagramme UML des machines électriques	26
1.13	Cas d'utilisation de la l'outil	26
1.14	Déroulement de la thèse	27
2.1	Simplification de la structure de la MSAPMS	30
2.2	Coupe axiale représentant les lignes de champs dans une MSAPMS [3]	34
2.3	Subdivision en zones de l'ensemble dent-culasse	36
2.4	Modèle EF de la MSAPMS	37
2.5	validation de la FEM : Analytique Vs EF, MSAPMS	38
2.6	Diagramme de Fresnel et schéma équivalent monophasé au fondamental [3]	39
2.7	Schéma équivalent monophasé harmonique	40
2.8	Profil de l'inductance en fonction de la fréquence et de la segmentation [3]	42
2.9	Méthodologie de définition de l'AP fictif	44
2.10	Comparaison des inductions dans les dents stator (1) en charge (2) aimants fictifs	45
2.11	Ligne de flux principal MSAPMS	46
2.12	Prise en compte de la saturation	47
2.13	Validation de la méthode de prise en compte de la saturation MSAPMS	47
2.14	Schéma électrique équivalent harmonique.	48

2.15	Courbe des pertes spécifiques des tôles en fonction de la fréquence et de l'induction	49
2.16	Schéma équivalent d'une MAS avec un couplage magnétique entre le stator et le rotor	52
2.17	Schéma équivalent d'une MAS (ramené au stator)	53
2.18	Cage et encoches rotoriques MAS	55
2.19	Lignes de flux magnétiques dans les MAS	56
2.20	Courbe de magnétisation de la tôle M600-65A	59
2.21	Inductions magnétiques dans les culasses, (a) Lignes de flux magnétiques d'une MAS de 2 pôles à vide [1] et (b) Distribution de l'induction dans la culasse statorique	60
3.1	Organigramme des interactions du modèle thermique	66
3.2	Structure de machine électrique fermée auto-ventilée	67
3.3	Modèle nodal classique pour la partie statorique	69
3.4	Modélisation des canaux de ventilations au stator	69
3.5	Disposition du moteur de traction dans le bogie	72
3.6	Résistance thermique entre les dents au stator et la culasse	72
3.7	Encoches statoriques	73
3.8	Têtes de bobine et espaces frontaux d'échange thermique	75
3.9	Modèle nodal classique pour la partie rotorique	76
3.10	Résistances thermiques au rotor	77
3.11	Validation du modèle thermique nodal sans recalage pour plusieurs points de fonctionnement fixes	81
3.12	Méthodologie de recalage du modèle thermique	82
3.13	Validation du modèle thermique nodal avec recalage	83
4.1	Discrétisation d'un cycle de fonctionnement ferroviaire	88
4.2	Cycle de fonctionnement ferroviaire de type inte-rcité (cinématique : couple-vitesse)	90
4.3	Cycle de fonctionnement ferroviaire de type inter-cité (températures)	90
4.4	Occurrences sur cycle de fonctionnement -1-	94
4.5	Occurrences sur cycle de fonctionnement -2-	94
4.6	Occurrences sur cycle de fonctionnement -3-	94
4.7	Résultats thermiques des méthodes du régime de fonctionnement équivalent -1-	95
4.8	Résultats thermiques des méthodes du régime de fonctionnement équivalent -2-	95
4.9	Résultats thermiques des méthodes du régime de fonctionnement équivalent -3-	95

4.10	Ecarts minimaux des méthodes du régime équivalent	96
4.11	Détermination du barycentre d'une région	97
4.12	Hypothèse du faible impact des erreurs dues aux barycentres sur les dynamiques thermiques	98
4.13	Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°1 (discrétisation faible)	100
4.14	Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°2 (discrétisation faible)	100
4.15	Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°3 (discrétisation faible)	100
4.16	Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°4 (discrétisation faible)	101
4.17	Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°5 (discrétisation faible)	101
4.18	Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°1 (discrétisation moyenne)	102
4.19	Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°2 (discrétisation moyenne)	102
4.20	Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°3 (discrétisation moyenne)	102
4.21	Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°4 (discrétisation moyenne)	103
4.22	Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°5 (discrétisation moyenne)	103
4.23	Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°3 (discrétisation élevée)	104
4.24	Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°5 (discrétisation élevée)	104
5.1	Cycles de fonctionnement utilisés pour l'optimisation du bobinage	109
5.2	Résultats d'optimisation du bobinage pour le cycle n°1	111
5.3	Résultats d'optimisation du bobinage pour le cycle n°2	111
5.4	Températures maximales au stator pour chaque moteur traité en fonction du pourcentage de la longueur du moteur initial	112
5.5	Courants de défluxage en fonction de la vitesse pour les trois longueurs traitées dans le scénario N°2	113
5.6	Résistances électriques au stator en fonction de la vitesse pour les trois longueurs traitées dans le scénario N°2	113
5.7	Exemple d'interactions des deux niveaux d'optimisation	116
5.8	Méthodologie de dimensionnement par optimisation mixte	118
5.9	Probabilité d'aboutir à la meilleure solution en fonction de la proportion de l'espace exploré par l'algorithme TS	119
5.10	Comparaison des pertes par effet Joule pour les trois machines : (1) machine existante, (2) machine obtenue après optimisation de la masse totale et (3) machine obtenue après optimisation du coût de revient des principaux matériaux	124
5.11	Capture d'écran de l'outil informatique développé durant la thèse	129

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les industriels tels que ALSTOM doivent faire face à la fois à la concurrence sur le marché mais aussi au fait que les transports routiers de marchandises n'ont cessé de gagner des parts de marché sur le rail ces 40 dernières années. Dans cet esprit, ils doivent être de plus en plus compétitifs et innovants. Le moteur électrique de traction étant une partie essentielle du "système" train, les exigences de performances et de coûts de revient deviennent de plus en plus contraignantes. À cela s'ajoute les larges gammes de couple/vitesse qu'elles doivent fournir en exploitation. En effet, pour qu'un train se déplace d'un endroit à un autre, les moteurs de traction doivent nécessairement supporter un ensemble de régimes de fonctionnement (avec des puissances de fonctionnement qui varient de 0 kW à 2 ou 3 fois la puissance nominale) ordonnés dans le temps. Nous appelons cet ensemble, un cycle de fonctionnement ferroviaire ou un parcours.

Sachant que les moteurs de traction doivent être optimisés sur les plans électromagnétique et thermique (entre autres) lors de la conception pour réduire les coûts, les masses ou améliorer les performances et qu'ils sont destinés pour des cycles de fonctionnement, plusieurs questions se posent alors :

1. est-il nécessaire d'intégrer la cinématique du cycle de fonctionnement lors de la conception de la machine ?
2. existe-il un moyen de résumer un cycle de fonctionnement en un seul régime de fonctionnement ? comment le déterminer ? et une machine optimale pour ce régime est-elle aussi optimale pour le cycle considéré ?

Menée en collaboration entre l'entreprise ALSTOM et le département ENERGIE de l'institut FEMTO-ST, cette thèse a pour objectif de répondre à ces questions, d'y apporter des solutions applicables au niveau industriel et de les incorporer dans un outil informatique simple d'utilisation tout en facilitant l'évolutivité du logiciel.

En pratique, les machines électriques doivent fonctionner à des températures inférieures à des limites maximales imposées par les matériaux (classe d'isolation des isolants, température de fonctionnement des aimant, ..., etc.). En outre, de façon générale, la durée de vie diminue exponentiellement avec l'augmentation de la température par exemple. Il en découle qu'il est indispensable de pouvoir modéliser les comportements thermiques en fonction des régimes de fonctionnement et de leur durée d'application. Dans cette optique, nous avons opté pour des modèles basés sur la méthode nodale. Ce type de modélisation présente l'avantage de temps de calcul relativement faibles comparés à ceux par éléments finis. Toutefois, ces modèles thermiques, aussi précis soient ils, ne peuvent pas nous renseigner avec précision sur les comportements thermiques sans utiliser en entrée des valeurs précises des différentes pertes dans la machine tant en localisation qu'en quantification. Pour cela, nous devons être en mesure de déterminer et de quantifier ces diverses sources

de pertes le plus précisément possible. Ce travail a été effectué en collaboration entre FEMTO-ST et ALSTOM au cours de différents projets, et dans nos travaux, nous utilisons les modélisations électromagnétiques issues de cette collaboration.

Dans ce mémoire, nous nous intéressons à la conception optimale des machines électriques de traction ferroviaire avec la prise en compte des cycles. Ce mémoire est articulé en 5 chapitres. Dans le Chapitre 1, nous commençons par exposer le contexte, les objectifs de nos travaux et l'intérêt de prendre en compte le cycle de fonctionnement lors du dimensionnement de la machine. Puis, dans un second temps, nous présentons brièvement les méthodes d'optimisation qui peuvent être utilisées dans nos problèmes. Enfin, nous décrivons l'architecture de l'outil informatique développé durant cette thèse.

Le chapitre 2 est consacré aux modélisations électromagnétiques des machines électriques. Cette partie de notre travail est le résultat de plusieurs années de collaborations entre FEMTO-ST et ALSTOM. Nous présentons dans un premier temps le modèle analytique des machines synchrones à aimants permanents montés en surfaces (MSAPMS). Cette modélisation est basée essentiellement sur la résolution formelle des équations de Maxwell en 2D mais aussi sur une modélisation plus classique par schéma électrique équivalent. Dans la seconde partie, nous présentons la modélisation par schéma équivalent des machines asynchrones (MAS). Par ailleurs, ces deux modèles intègrent des méthodes de prises en compte des harmoniques temporelles et spatiales.

Dans le chapitre 3, nous présentons la modélisation thermique des deux types de machines traitées dans le chapitre 2. En effet, pour connaître les évolutions des températures au cours du temps dans les cycles de fonctionnement, il est impératif d'avoir des modèles transitoires. Par ailleurs, il faut que ces modèles aient des temps de simulation aussi faibles que possible si l'on veut les utiliser dans un processus d'optimisation. C'est pour cette raison que nous optons pour une modélisation nodale qui représente un compromis intéressant entre la précision de calcul et le temps de simulation. Dans ce chapitre, les emplacements des différents nœuds et les connexions entre ces derniers seront décrits pour les deux types de machines. Enfin, le modèle de MSAPS sera validé par comparaison avec des mesures expérimentales réalisées sur une machine existante d'ALSTOM.

La chapitre 4 décrit tout ce qui est relatif à la réduction des cycles, des temps de simulation et de la taille des données traitées. L'objectif de ce chapitre est de développer des méthodes de simulation qui permettent de prédire les comportements électromagnétiques et thermiques d'une machine électrique utilisée sur un cycle sans toutefois passer par la simulation complète du cycle. Deux approches sont présentées : la première répond à la question de savoir s'il est possible de réduire un cycle de fonctionnement en un seul ou en un ensemble réduit de régimes de fonctionnement. La deuxième traitera de la possibilité de limiter le nombre de simulations électromagnétiques sans toutefois perdre en informations critiques relatives aux dynamiques thermiques au cours du cycle.

Dans le dernier chapitre, nous mettons en application les méthodes de réduction de cycles et les modèles établis. Trois scénarios de conception par optimisation y sont traités. Les scénarios 1 et 2 sont particuliers car leur objectif sera d'apporter une solution pour adapter une machine existante à un cycle de fonctionnement nouveau. En effet, dans ces scénarios, les formes et les dimensions des tôles restent inchangées, mais nous modifions la distribution des bobines dans les encoches et/ou le nombre de tôles empilées dans le sens axial. Le scénario 3 concerne la conception complète de machines électriques à partir d'un cahier des charges. Dans ce cas, le concepteur dispose

d'une grande marge de manœuvre. Une méthode qui combine un algorithme stochastique avec un algorithme d'optimisation déterministe pour l'identification de la (les) solution(s) optimale(s) est présentée et appliquée au cas particulier de la conception par optimisation de deux machines électriques pour répondre à un cahier des charges spécifique. Finalement, nous comparons nos résultats avec une machine existante d'ALSTOM.

CONTEXTE, ÉTAT DE L'ART ET OBJECTIFS

1.1/ INTRODUCTION

La conception de machines électriques pour la traction ferroviaire est une tâche difficile, car il faut à la fois s'assurer que les performances électromagnétiques sont satisfaites sans dépasser l'encombrement imposé, mais aussi, que les températures de fonctionnement des différentes parties de la machine ne dépassent pas la (les) limite(s) admise(s) durant toute la durée de fonctionnement. C'est en partie cette dernière contrainte qui nous oblige lors de la conception à prendre en compte la dynamique thermique dans un cycle de fonctionnement de la machine.

Ce chapitre introductif sera composé de trois parties. Dans un premier temps, nous allons exposer le contexte et les objectifs des travaux de thèse, de la limite des méthodes de conception sur un point nominal, et l'importance de la prise en compte l'aspect dynamique du comportement thermique sur un cycle de fonctionnement. La deuxième partie sera consacrée aux méthodes d'optimisation adaptées aux problèmes que nous allons traiter dans nos travaux. Et enfin, nous allons décrire l'architecture de l'outil informatique développé durant cette thèse.

1.2/ CONTEXTE GÉNÉRAL DU SUJET

Ce qui caractérise le fonctionnement des moteurs de traction, c'est la large gamme couple/vitesse. D'où le défi principal pour les fabricants tel qu'ALSTOM est de concevoir une machine qui doit fonctionner dans cette large gamme avec des puissances de fonctionnement allant jusqu'à 3 à 4 fois la puissance nominale [4], où cette dernière est définie comme étant la puissance que peut délivrer la machine de manière continue sur toute sa durée de vie [5] [6]. Généralement, la conception se base sur la puissance nominale ce qui présente certains inconvénients que nous allons traiter dans ce chapitre. Par ailleurs, l'objectif principal de cette thèse est de développer des méthodologies de conception par optimisation de machines électriques pour la traction ferroviaire avec la prise en compte des cycles réels de fonctionnement. Cet objectif est traité par étape comme suit :

1. capitalisation des modèles développés antérieurement (Femto-st Belfort et Alstom Ornans) et retranscription en langage Matlab,
2. développement de modèles rapides (temps de simulation inférieur à 0.1 seconde pour un point de fonctionnement) pour l'optimisation (Machines Synchrone à Aimants Permanents Montés en Surface -MSAPMS - et Machine Asynchrone -MAS -),
3. développement de méthodes de réduction de cycle de fonctionnement,
4. développement de méthodes d'optimisation adaptées aux problèmes traités,

5. développement d'un outil informatique sous environnement Windows exploitable dans un environnement industriel.

1.2.1/ LA CONCEPTION EN ÉLECTROTECHNIQUE

Plusieurs définitions de l'activité de conception existent dans la littérature, dans [7], l'auteur la définit comme une tâche qui consiste à spécifier la réalisation d'un objet à l'aide de ses composants, de manière à satisfaire un ensemble d'exigences, ou plus exactement [8], l'exploration de l'espace de solutions d'un problème inverse¹ face à un cahier des charges. On en déduit donc, qu'idéalement l'activité de conception a pour but de trouver la *Meilleure Solution* (selon un critère donné) parmi toutes les solutions possibles de l'*Espace de Recherche* et qui satisfait aux *Contraintes Imposées*.

Il en découle que la méthodologie la plus fiable à suivre est d'essayer toutes les solutions possibles et de retenir la meilleure. Mais cette méthodologie peut s'avérer extrêmement fastidieuse voire impossible dans certains cas. Une autre solution très largement employée [9][10][11][12][13][8][14][15] consiste à traduire le problème de conception sous forme de problème Mathématique d'Optimisation dont le but est de trouver automatiquement la meilleure solution dans l'espace de recherche.

Les algorithmes d'optimisation, malgré leur fiabilité, ne suffisent pas pour mener jusqu'au bout l'activité de conception, et c'est toujours l'expert qui assure le processus de conception en incorporant les diverses contraintes (faisabilité des matériaux, dimensions maximales, . . . etc.) et en modifiant les différentes structures. C'est pour cela qu'une attention particulière doit être accordée à la gestion automatique des contraintes durant le processus d'optimisation.

La conception de machines électriques est un processus itératif relativement complexe ; aussi, afin d'avoir une vision globale, nous décrirons dans le paragraphe suivant et de manière très simplifiée une des méthodes utilisées [16][1][17] pour le dimensionnement de machines pour un point de fonctionnement nominal, puis nous montrerons les limites de cette approche dans le cas d'une application ferroviaire.

1.2.2/ MÉTHODOLOGIE DE CONCEPTION DE MACHINES POUR UN POINT DE FONCTIONNEMENT

Le dimensionnement des machines électriques pour un point de fonctionnement est largement traité dans la littérature [18][16][19][20][21][22][23][17][24]. Dans ce paragraphe, nous allons présenter succinctement les démarches à suivre lors de la conception :

L'élément de départ est la définition des caractéristiques (performances/contraintes) de la machine à concevoir (Tableau 1.1). Dans un premier temps, le nombre de paramètres de dimensionnement est limité pour faciliter le processus de conception [1], nous pouvons nous restreindre aux paramètres suivants :

- Nombre de phases de la machine $n_{ph} = 3$.
- Nombre de pôles $2p$.
- Diamètre externe de la machine (fixé à sa valeur maximale).
- Longueur de la machine (fixée à sa valeur maximale).
- Dimensions des encoches au stator.
- Dimensions des encoches au rotor, ou des aimants.

1. Problème inverse : Trouver les caractéristiques (structure, dimensions et conditions d'utilisation) d'une machine pour satisfaire des performances données.

Contraintes	Performances
Structure de la machine (fermée, ouverte, ... etc.)	Puissance nominale P_n [kW]
Tension nominale [V]	
Encombrement maximal (longueur, diamètre externe).	Vitesse nominale N [rpm]
Contraintes industrielles liée à la fabrication des différentes parties de la machine.	
Le facteur de puissance	Rendement nominal η
Le couple de décrochage	
Fréquence maximale	Vitesse maximale [rpm]

TABLEAU 1.1 – Exemple de contraintes/performance à considérer lors de la conception de machines électriques

- Diamètre d'alésage intérieur au stator.
- Epaisseur de l'entrefer.

Les convertisseurs utilisés pour l'alimentation des machines étant souvent imposés (sortie triphasée, fréquence de commutation maximale f_{ondMax}) nous supposons $n_{ph} = 3$. Le nombre de pôles ($2.p$) fixé pour plusieurs considérations : réduire le couple de denture dans les machines à bobines autour des dents [25], limitation du diamètre (plus le nombre de pôles augmente et plus le diamètre est élevé), réduction des bruits magnétiques et de la hauteur de la culasse [26], ... etc.

Une fois les caractéristiques principales de la machine connues, nous procédons comme suit :

- Nous utilisons des valeurs empiriques (machines optimisées existantes) d'induction magnétique dans l'entrefer B_g , et de densité linéique de courant A (voir Tableaux 1.2 et 1.3). Ces valeurs doivent être choisies selon le type de refroidissement de la machine.
- Nous calculons la densité surfacique de couple (tangential stress) et nous déduisons le volume du rotor (équations 1.1 et 1.2).

$$\sigma_\Gamma = \frac{\hat{A} \cdot \hat{B}_g \cdot \cos(\varphi)}{2} \quad (1.1)$$

$$\Gamma = \sigma_\Gamma \cdot R_{extR} \cdot S_r = \sigma_\Gamma \cdot \pi \cdot \frac{d_{extR}^2}{2} \cdot l'_F = 2\sigma_\Gamma \cdot V_r \quad (1.2)$$

Avec :

d_{extR} [m] est le diamètre extérieur du rotor

l'_F [m] est la longueur équivalente du fer [1]

V_r [m³] est le volume du rotor

- Nous déterminons la quantité $d_{intS}^2 \cdot l'_{FS}$ à partir de la constante d'ESSON (équation 1.3) [16] et nous déduisons la valeur du diamètre d'alésage (d_{intS}) (équation 1.4). Le rapport entre la longueur du stator à la distance $d_p = \pi \cdot \frac{d_{intS}}{2.p}$ est d'ordinaire compris entre 0.8 et 1.2 [27].

$$C_o = \frac{1}{2} K_f \cdot \alpha_i \cdot K_{b1} \cdot \pi^2 \cdot \hat{A} \cdot \hat{B}_g = \frac{60 \cdot S_g}{d_{intS}^2 \cdot l'_F \cdot n_{syn}} \quad (1.3)$$

Où α_i est un facteur de forme qui dépend de la saturation dans les dents et de la valeur de B_g , par exemple $\alpha_i = \frac{2}{\pi}$ pour une distribution sinusoïdale du flux dans l'entrefer. K_{b1} est le coefficient

de bobinage au fondamental, $1.02 < K_f < 1.11$ avec K_f est facteur de forme qui dépend de la saturation des dents [16].

Pour les machines asynchrones, le facteur de puissance baisse avec l'augmentation du nombre de pôles, le coefficient $K_E \approx 0.98 - 0.005 \cdot p$ prend en compte cet effet [16].

$$d_{intS} = \sqrt[3]{\frac{2p}{\pi} \cdot \frac{1}{\tau_p} \cdot \frac{p}{C_0} \cdot \frac{K_E \cdot P_n}{f_1 \cdot \eta_n \cdot \cos(\varphi_n)}} \quad (1.4)$$

- Pour les machines asynchrones, l'entrefer doit être d'autant plus réduit que l'on veut obtenir un meilleur facteur de puissance, mais il doit être mécaniquement réalisable [27]. Nous calculons l'épaisseur de l'entrefer e_g à partir des formulations empiriques trouvées dans littérature (Tableau 1.4).
- Nous déterminons le nombre de spires en séries par phase à partir de la valeur approximative de la FEM (équation 1.5).

$$n_{ssph} = \frac{\sqrt{2}E_n}{\omega_n \cdot k_{b1} \alpha_i \cdot \hat{B}_g \cdot \tau_p \cdot l'_F} \quad (1.5)$$

- Nous déterminons la largeur des encoches soit en utilisant les valeurs standards des inductions dans les dents (équation 1.6) soit en supposant que le rapport $\frac{l_{eS}}{l_{dS}}$ est connu par expérience (équation 1.7).

$$l_{eS} = \frac{\pi \cdot d_{intS}}{n_{eS}} \left(1 - \frac{B_g}{B_{tS}}\right) \quad (1.6)$$

$$l_{eS} = k_{dS} \cdot l_{dS} \quad (1.7)$$

- Nous déterminons la hauteur des encoches au stator en fonction de la densité surfacique de courant (équation 1.8)

$$h_{eS} = \frac{\hat{A}}{\frac{B_g}{B_{tS}} k_{RemplissageCuS} \cdot J_{sn}} \quad (1.8)$$

Où J_{sn} est la densité de courant dans le cuivre (Tableau 1.3), et $k_{RemplissageCuS}$ le taux de remplissage des encoches (entre 0.6 et 0.7)

- Une fois la hauteur d'encoche au stator connue, nous calculons les forces magnétomotrices, puis nous déterminons le coefficient de saturation K_{sat0} (équation 1.9) et le coefficient α_i par la Figure 1.1, si ce dernier ne correspond pas à la valeur prise initialement. Le nombre de spires en série étant connu, nous recalculons l'induction magnétique dans l'entrefer par l'équation 1.5. et nous reprenons le calcul de la largeur d'encoche (équation 1.7).

$$K_{sat0} = \frac{AT_{dS} + AT_{dR}}{AT_g} \quad (1.9)$$

- Nous déterminons les hauteurs de culasse, (h_{cS} , h_{cR}) et nous vérifions que les inductions ne dépassent pas les valeurs maximales admises (pour limiter les pertes fer)
- A ce stade les grandeurs principales de dimensionnement sont déterminées et nous devons calculer les forces magnétomotrices et déterminer la hauteur des aimants pour les MSAP (équation 1.10)

	Induction magnétique [T]		
	MAS	MS à pôles saillants	MS à pôles non saillants
Entrefer (\hat{B}_g)	$\begin{cases} 0.5 - 0.7 & \text{pour } p = 1 \\ 0.65 - 0.75 & \text{pour } p = 2 \\ 0.7 - 0.8 & \text{pour } p = 3 \\ 0.75 - 0.85 & \text{pour } p = 4 \end{cases}$	0.85 – 1.05	0.8-1.05
Culasse stator	1.4 – 1.7	1.0 – 1.5	1.1 – 1.5
Dents stator	1.4 – 2.1	1.6 – 2.0	1.5 – 2.0
Culasse rotor	1 – 1.6	1.0 – 1.5	1.0 – 1.5

TABLEAU 1.2 – Exemples de valeurs standards d'inductions magnétiques pour différents types de machines [16], [23]

	MAS	MS à pôles saillants	MS à pôles non saillants	
			Refroidissement	
			Air	Eau
$A[k.A/m]$	30 – 50	35 – 65	30 – 80	150 – 200
Bobinage stator				
$J[A/mm^2]$	3 – 8	4 – 6.5	3 – 5	7 – 10

TABLEAU 1.3 – Exemple de valeurs standards de densités linéiques et surfaciques de courant dans les machines électriques [1]

$$h_{AP} = \frac{AT_g + AT_{dS} + \frac{AT_{eS}}{2} + \frac{AT_{eR}}{2}}{H_c - \frac{H_c}{B_r} \cdot B_{AP}} \quad (1.10)$$

Une fois que le bobinage, les dimensions de la machine sont connus, nous pouvons calculer les résistances, les inductances, les pertes dans la machine, l'échauffement thermique, le rendement, ... etc.

	$e_g [mm]$	
	MAS	MS
$p = 1$	$0.1 + 0.02 \sqrt[3]{P_n}$	$(0.2 + 0.01 \cdot P_n^{0.4}) \cdot 10^{-3}$
$p \geq 2$	$0.1 + 0.012 \sqrt[3]{P_n}$	$(0.18 + 0.006 \cdot P_n^{0.4}) \cdot 10^{-3}$

TABLEAU 1.4 – Calcul d'entrefer en fonction de la puissance[16], [23]

La méthodologie présentée ci-dessus est relativement efficace pour la conception de machines électriques optimisées pour un point de fonctionnement [1]. Toutefois ce genre de méthode présente des limites quand il s'agit de concevoir des machines qui doivent fonctionner à différents régimes [18].

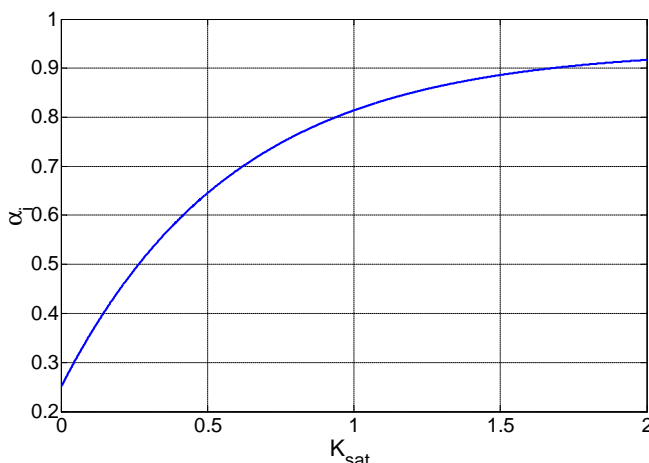


FIGURE 1.1 – Effet du coefficient de saturation k_{sat0} sur le coefficient α_i [1]

1.2.3/ IMPORTANCE DE LA PRISE EN COMPTE DU CYCLE DE FONCTIONNEMENT

Dans les machines électriques, l'identification des phénomènes de transfert de chaleur est aussi importante que la connaissance des phénomènes électromagnétiques. En effet, d'une part l'échauffement thermique détermine la puissance de fonctionnement maximale [28] et d'autre part, la durée de vie diminue exponentiellement avec l'augmentation de la température. En outre, les pertes par effet Joule augmentent pour un même courant lorsque la température augmente [1]. C'est pour cela que la température (plus particulièrement la température maximale) atteinte durant le cycle de fonctionnement est un paramètre important lors du dimensionnement des moteurs de traction ferroviaire.

L'évolution de la température durant le cycle de fonctionnement est dépendante des régimes de fonctionnement (couple, vitesse, alimentation) successifs et de leur durée d'application. Le changement de régime et de température modifient les paramètres d'échanges thermiques et donc des constantes de temps [29]. Cela nécessite souvent la simulation complète du cycle de fonctionnement (éléments finis, modèles analytiques) pour connaître la température maximale atteinte. Or, cette dernière approche, malgré qu'elle fonctionne bien dans la plupart des cas, peut s'avérer très coûteuse en temps de calcul [30], c'est pour cela que, le dimensionnement se fait souvent pour un point nominal.

La difficulté principale de cette méthode est la détermination de la puissance nominale de dimensionnement. En effet, dans les cycles de traction ferroviaire, la puissance de fonctionnement varie au cours du temps (Figure 1.2). Différentes méthodes sont proposées pour traiter cette difficulté, comme, la considération de plusieurs points de fonctionnement simultanément lors de la conception [31], ou le calcul d'un point de fonctionnement équivalent au cycle [18]. En considérant que les pertes Joule sont prédominantes, l'auteur détermine dans [18] la puissance nominale en utilisant la méthode *Valeur efficace de la puissance* qui donne la valeur efficace de la puissance durant tout le cycle (équation 1.11) .

$$P_{N_{rmsMethod}} = \sqrt{\frac{\sum (P_i^2 \cdot dt_i)}{\sum (dt_i)}} \quad (1.11)$$

P_i : Puissance de fonctionnement au point i du cycle ;

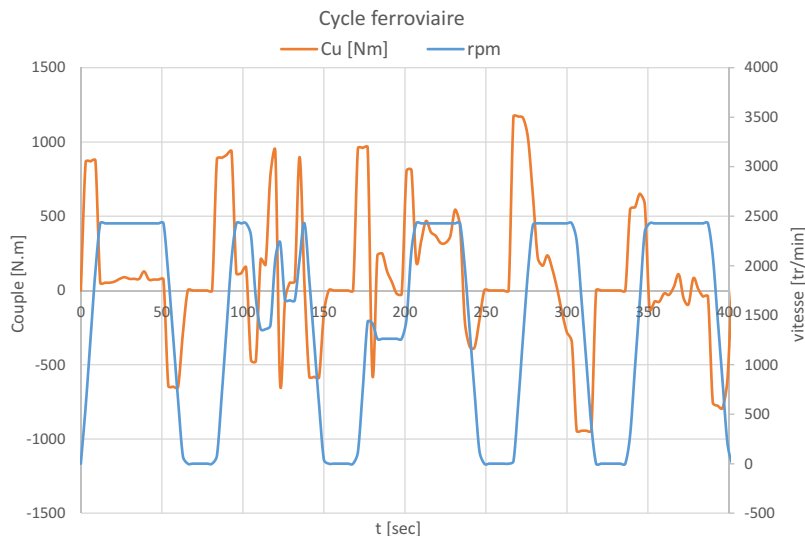


FIGURE 1.2 – Exemple de cycle de fonctionnement ferroviaire (courbe temporelle)

dt_i : Durée d'application du point i dans le cycle ;

Si la durée des arrêts est importante par rapport à la durée du cycle :

$$P_{N_{rmsMethod}} = \sqrt{\frac{\sum (P_i^2 \cdot dt_i)}{t_{marche} + \frac{t_{arret}}{k}}} \quad (1.12)$$

Où le coefficient k est une constante de prise en compte de l'absence de ventilation durant l'arrêt ; $k = 4$ pour les moteurs ouverts et $k = 1$ pour les moteurs fermés.

Dans ces méthodes, la dynamique de la température de fonctionnement sur cycle n'est pas prise en compte durant le processus de conception, mais est uniquement vérifiée à la fin du dimensionnement avec le risque de devoir revenir sur le dimensionnement si la température maximale est excessive. Néanmoins, il est toujours possible d'utiliser le point de fonctionnement le plus contraignant pour le dimensionnement de la machine, ce qui garantit que les températures de fonctionnement ne dépasseront pas les valeurs maximales imposées. Mais ces démarches sur-dimensionnent les machines [9] [18] et ne peuvent donc être utilisées si l'on veut contenir les prix et rester compétitif sur le marché. De plus, le rendement de la machine est optimisé dans une zone autour du point nominal qui n'est pas nécessairement le point avec la plus grande occurrence dans le cycle [9]. Par ailleurs, le fonctionnement représentatif des cycles ne peut pas être résumé en un seul point [32][33]. C'est pour cela qu'il est nécessaire de prendre en compte le cycle de fonctionnement, soit en considérant la totalité des points de fonctionnement soit en utilisant des méthodes de réduction de cycles (Chapitre 4) lors de la conception pour la traction ferroviaire.

1.3/ L'OPTIMISATION EN TANT QU'ACTIVITÉ (PROCESSUS) DE CONCEPTION

Dans le paragraphe 1.2.1, nous avons vu qu'un problème de conception de machines électriques pouvait se traduire en un problème d'optimisation mathématique. Dans ce paragraphe, nous allons définir un problème d'optimisation équivalent à un problème de conception, puis nous allons décrire les particularités de ce genre de problème d'optimisation, leurs complexités, les méthodes de

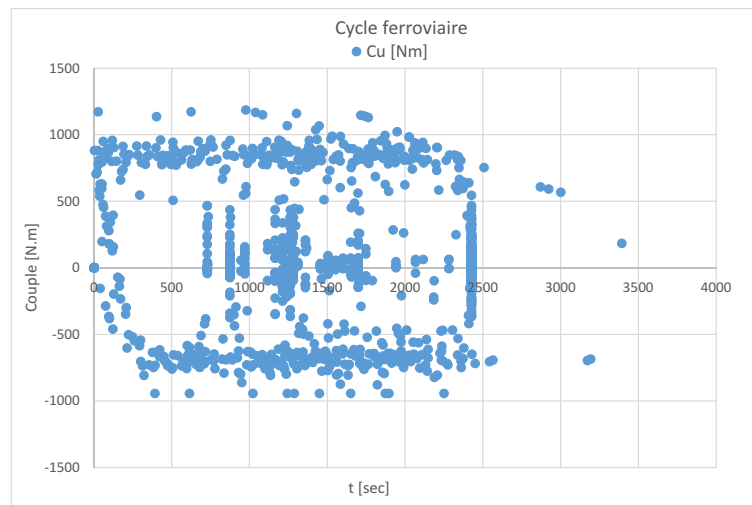


FIGURE 1.3 – Exemple de cycle de fonctionnement ferroviaire (courbe couple/vitesse)

résolution existantes et enfin la méthodologie adoptée pour nos cas d'étude.

1.3.1/ DÉFINITION D'UN PROBLÈME D'OPTIMISATION

Comme mentionné précédemment, l'activité de conception a pour but de trouver la meilleure solution (selon un critère donné) parmi toutes les solutions de l'Espace de Recherche et qui satisfait aux Contraintes Imposées. Afin de rendre automatique la recherche de solution, nous associons une valeur scalaire (*fonction objectif* : $f(x)$ dans l'équation 1.13) à chaque solution potentielle, de façon à ce que la meilleure solution soit celle dont la fonction objectif est minimale. L'espace de recherche peut être décrit comme un espace $\{R^{n_1} \times N^{n_2}\}$ où chaque point est représenté par ces coordonnées x_i (équation 1.13). Ces dernières peuvent à la fois être des variables réelles telles que la longueur de la machine ou discrètes comme le nombre de spires ou le nombre d'encoches.

Le problème d'optimisation peut donc s'exprimer comme suit :

$$\begin{cases} X^* = \operatorname{argmin} \{f(x)\} \\ g_j(X) \geq 0 & j = 1, 2, \dots, m \\ h_k(X) = 0 & k = 1, 2, \dots, p \\ x_j \in N & j = 1, 2, \dots, n_0 \quad (n_0 \leq n) \\ x_i \in \mathbb{R} & i = n_0 + 1, \dots, n \quad (n_0 \leq n) \end{cases} \quad (1.13)$$

Où $X = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$. À noter que dans le vecteur X , les n_0 premiers éléments sont des entiers. Si $n_0 = n$ le problème devient un *problème d'optimisation tout-entier*, si $0 < n_0 < n$, le problème devient un *problème d'optimisation mixte en nombres entiers*, et enfin, si $n_0 = 0$ nous sommes dans le cas d'un *problème d'optimisation continu*.

Dans les paragraphes suivants, nous allons traiter les problèmes d'optimisation continus et les problèmes mixtes. Les problèmes tout-entier ne seront pas traités car ils ne rentrent pas dans nos cas d'étude.

Méthodes de recherche directe	Méthodes de descente
Optimisation aléatoire	Méthode de plus forte descente (Cauchy)
Méthode du Simplex	Méthode de Fletcher-Reeves -
Méthode de Powell	Méthode Newton
Méthode de recherche en grille	Méthode de Levenberg-Marquardt
Méthode univariée	Méthode quasi-Newton

TABLEAU 1.5 – Quelques méthodes d'optimisation de problèmes réels non contraints

1.3.2/ PROBLÈME D'OPTIMISATION CONTINU

Les méthodes de résolution des problèmes d'optimisation continus sont largement traitées dans [34] [35][36] [37] [32][8][38][39], et elles s'articulent en deux grandes familles ; les méthodes déterministes (Les plus efficaces [8]) et les méthodes stochastiques. Les premières se caractérisent ainsi [38] :

- Pour un contexte initial donné, on obtient toujours la même solution finale ;
- Nécessitent un nombre réduit d'évaluations de la fonction coût ;
- Possibilité de blocage de l'algorithme sur un minimum local.

Les méthodes stochastiques se caractérisent ainsi :

- Pour un contexte initial donné, on peut aboutir à des solutions finales différentes ;
- Elles nécessitent un grand nombre d'évaluations de la fonction objectif ;
- Possibilité de trouver l'optimum global.

Il n'est pas dans nos objectifs d'améliorer les algorithmes d'optimisation continus, ceci étant déjà fait par de nombreux chercheurs (voir références plus haut), aussi nous nous limiterons à des définitions succinctes pour quelques-uns d'entre eux.

Nous pouvons classer les problèmes d'optimisation en deux types : les problèmes sous contraintes, et les problèmes non contraints. Nous allons détailler brièvement ci-dessous ces deux types de problèmes.

1.3.2.1/ OPTIMISATION SANS CONTRAINTES

Plusieurs méthodes de résolution de problèmes non contraints sont disponibles. Nous pouvons les classer en deux catégories : (les méthodes de recherche directe et les méthodes de descente, voir Tableau 1.5). Les méthodes de recherche directe ne nécessitent que la valeur de la fonction objectif pour trouver le minimum. Ces méthodes sont plus adaptées aux problèmes simples avec un nombre de variables relativement faible, et elles sont généralement moins efficaces que les méthodes de descente [40]. Les techniques de descente nécessitent au-delà de la valeur de la fonction objectif, la valeur de la première dérivée de la fonction objectif et parfois même la valeur de la dérivée seconde. Ces méthodes sont souvent plus efficaces que les précédentes du fait qu'elles utilisent plus d'informations [37][41][36].

Toutes les méthodes de minimisation sont itératives par nature. Elles commencent par un point initial x_k , et convergent vers le point optimum de façon séquentielle. Le processus itératif est donné par $x_{k+1} = x_k + \alpha_k p_k$, où x_k est le point initial, p_k : la direction de recherche et α_k la longueur du pas. Les méthodes d'optimisation citées dans le Tableau 1.5 diffèrent par la façon de générer x_{k+1} , et le test d'optimalité [40].

Méthodes directes	Méthodes indirectes
Méthodes de recherche aléatoire [42]	Méthode de transformation [37]
Méthodes Heuristiques [42]	Lagrangien Augmenté [37][40]
Méthodes d'approximation d'objectif et contraintes :	Méthode de Pénalité [37]
Programmation linéaire récursive [40]	Pénalités intérieures
Programmation quadratique récursive [40]	Pénalités extérieures
Méthode de direction admissible [43]	Minimisation récursive de
Méthode de Zoutendijk	problèmes sans contraintes [37]
Méthode de projection du gradient	
Méthode de gradient réduit [40]	

TABLEAU 1.6 – Techniques d'optimisation de problèmes d'optimisation réels contraints

1.3.2.2/ OPTIMISATION SOUS CONTRAINTES

Il existe plusieurs méthodes d'optimisation de problèmes non linéaires sous contraintes. Toutes ces méthodes peuvent être classées en deux catégories : les méthodes directes et les méthodes indirectes comme montré dans le Tableau 1.6. Dans les méthodes directes, les contraintes sont manipulées de manière explicite, par contre dans les méthodes indirectes, le problème contraint est résolu comme une séquence de problèmes non contraints.

Nous précisons que, dans le cadre de notre travail, nous utiliserons principalement des algorithmes déterministes (sous forme de boîtes noires) de la *Toolbox d'Optimisation Matlab*. Toutefois, nous apporterons quelques modifications pour la gestion des contraintes (voir paragraphe 1.3.4).

Notre choix pour des algorithmes déterministes plutôt que les algorithmes de recherche aléatoire se justifie par :

1. Conditions d'optimalité robuste (basée sur des bases théoriques : gradients, conditions de Wolf) [41][40] ;
2. Nombre d'itérations faible comparé aux méthodes aléatoires [37] ;
3. Utilisation de la connaissance du gradient en plus de la valeur de la fonction objectif ce qui permet plus de performance et de précision de convergence [40][8].

A noter que le gradient de la fonction objectif est calculé numériquement de la façon suivante :

$$\nabla f|_X = \begin{bmatrix} \frac{f([X]+\Delta x_1)-f([X])}{\Delta x_1} \\ \frac{f([X]+\Delta x_2)-f([X])}{\Delta x_2} \\ \vdots \\ \frac{f([X]+\Delta x_n)-f([X])}{\Delta x_n} \end{bmatrix} \quad \text{ou} \quad \nabla f|_X = \begin{bmatrix} \frac{f([X]+\Delta x_1)-f([X]-\Delta x_1)}{2\Delta x_1} \\ \frac{f([X]+\Delta x_2)-f([X]-\Delta x_2)}{2\Delta x_2} \\ \vdots \\ \frac{f([X]+\Delta x_n)-f([X]-\Delta x_n)}{2\Delta x_n} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Toutefois, la difficulté principale lors du calcul du gradient avec les méthodes numériques est le choix de Δx . En effet, peu importe la valeur choisie, il existera toujours des erreurs numériques d'approximation du gradient, c'est pour cela qu'il est important de connaître l'influence du pas Δx sur la fonction que l'on veut dériver [44].

1.3.3/ PROBLÈME D'OPTIMISATION MIXTE (VARIABLES RÉELLES ET ENTIÈRES)

Toutes les méthodes d'optimisation décrites dans le paragraphe précédent supposent que les variables de conception sont des variables réelles ou peuvent être considérées comme telles. Par exemple, la longueur du circuit ferromagnétique est plutôt une variable discrète car la longueur est composée d'un empilage de tôles d'épaisseur donnée ; toutefois, elle peut être considérée comme une variable réelle continue même si en pratique on arrondira la longueur à plus ou moins une épaisseur de tôle.

Par ailleurs, il existe des variables de conception qui ne peuvent être considérées comme réelles ; comme le nombre de pôles, le nombre de voies en parallèles des conducteurs ou le nombre d'encoches. Cette particularité rend le problème d'optimisation très compliqué à résoudre [45] et les méthodes déterministes deviennent inefficaces [45] [37]. Par ailleurs, les Théorèmes 1 et 2 montrent qu'il est impossible d'avoir des méthodes d'optimisation qui garantissent un résultat pour une classe de problèmes mixtes contrairement aux problèmes continus.

Théorème 1. *Le problème de minimisation d'une fonction linéaire soumise à des contraintes quadratiques en variables entières n'est pas calculable par une fonction récursive [46]*

Théorème 2. *Le problème de minimisation d'une fonction linéaire soumise à des contraintes polynomiales sur au plus 10 variables entières n'est pas calculable par une fonction récursive [45]*

Dans ce paragraphe, nous allons présenter quelques méthodes utilisées pour la résolution de problèmes d'optimisation mixte, leurs avantages et inconvénients :

1.3.3.1/ LA MÉTHODE DES PÉNALITÉS GÉNÉRALISÉES (GENERALIZED PENALTY FUNCTION)

La méthode peut être considérée comme une extension de la méthode classique des pénalités. Afin de voir les détails de cette approche, nous considérons le problème d'optimisation suivant :

$$\text{Trouver } X^* = \begin{Bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{Bmatrix}^* = \begin{Bmatrix} X_e \\ X_r \end{Bmatrix}^* \quad \text{qui minimise } f(X) \quad (1.15)$$

Avec les contraintes suivantes :

$$\begin{cases} g_j(X) \geq 0, & j = 1, 2, \dots, m \\ X_r \in S_r \quad \text{et} \quad X_e \in S_e \end{cases} \quad (1.16)$$

Où le vecteur X est composé de deux vecteurs X_e et X_r , avec X_e vecteur des variables entières, et X_r vecteur des variables réelles. S_e et S_r représentent les ensembles de faisabilité des variables d'optimisation X_e et X_r . Afin d'utiliser la méthode des pénalités sur le problème défini par les équations 1.15 et 1.16, nous définissons d'abord le problème transformé suivant :

$$\text{Minimiser } \phi_k(X, r_k, s_k) \quad (1.17)$$

Où :

$$\phi_k(X, r_k, s_k) = f(X) + r_k \sum_{j=1}^m G_j(g_j(X)) + s_k Q_k(X_e) \quad (1.18)$$

Dans l'équation 1.18, r_k est un paramètre de pénalité et $r_k \sum_{j=1}^m G_j(g_j(X))$ est la contribution des contraintes pour la fonction ϕ_k et qui peut être formulée comme suit :

$$r_k \sum_{j=1}^m G_j(g_j(X)) = +r_k \sum_{j=1}^m \frac{1}{g_j(X)} \quad (1.19)$$

Nous pouvons noter que ce terme est positif quel que soit X : $g_i(X) > 0$ et tend vers $+\infty$ dès qu'une contrainte tend vers 0. Cette propriété assure que si le point initial de l'optimisation de ϕ_k est un point faisable, alors les points suivants vont toujours rester dans la région de faisabilité.

Le terme $s_k Q_k(X_e)$ peut être considéré comme un terme de pénalité avec s_k jouant le rôle du poids de la pénalité (paramètre de pénalité). La fonction $Q_k(X_e)$ est construite de façon à donner une pénalité dès qu'une variable de X_e prend une valeur non entière. La fonction $Q_k(X_e)$ a alors la propriété suivante :

$$Q_k(X_e) = \begin{cases} 0 & \text{si } X_e \in S_e \\ \mu & \text{si } X_e \notin S_e \end{cases} \quad (1.20)$$

Nous pouvons utiliser par exemple,

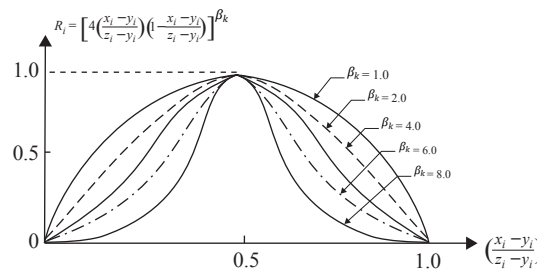
$$Q_k(X_e) = \sum_{x_i \in X_e} \left\{ 4 \left(\frac{x_i - y_i}{z_i - y_i} \right) \left(1 - \frac{x_i - y_i}{z_i - y_i} \right) \right\}^{\beta_k} \quad (1.21)$$

Où $y_i \leq x_i$, $z_i \geq x_i$, et $\beta_k \geq 1$ est une constante. Dans notre cas, y_i et z_i sont les deux entiers les plus proches de x_i . La fonction $Q_k(X_e)$ est normalisée et symétrique. L'allure de cette dernière est représentée sur la Figure 1.4. La valeur de β_k doit être supérieure à 1 pour que $Q_k(X_e)$ soit continue et dérivable.

L'utilisation du terme de pénalité (équations 1.20 et 1.21) rend possible le changement de l'allure de ϕ_k en fonction de β_k , et, l'amplitude peut être contrôlée par les facteurs poids r_k et s_k . La fonction $\phi_k(X, r_k, s_k)$ est minimisée par une séquence de r_k, s_k telle que, pour $k \rightarrow \infty$, nous obtenons :

$$\begin{cases} \text{Min } \phi_k(X, r_k, s_k) \rightarrow \text{Min } f(X) \\ g_j(X) \geq 0, \quad j = 1, 1, \dots, m \\ Q_k(X_e) \rightarrow 0 \end{cases} \quad (1.22)$$

Dans la plupart des problèmes pratiques, nous arrivons à obtenir des solutions satisfaisantes de la minimisation de ϕ_k même pour 5 à 10 valeurs de k . Une illustration de la méthode est proposée pour le cas d'un problème mono-variable (Figure 1.5). Il est à noter que l'allure de la fonction ϕ (appelée aussi fonction de réponse) dépend fortement des valeurs numériques de r_k, s_k et β_k .

FIGURE 1.4 – Allure de la fonction $Q_k(X_e)$

La méthode des pénalités généralisées présente l'avantage de converger au moins vers un minimum local si la procédure de sélection des paramètres de pénalité est effectuée autant de fois que nécessaire [47]. Toutefois, elle présente l'inconvénient du nombre élevé d'évaluations de la fonction objectif [37].

Remarque : La méthode des pénalités généralisées peut être employée avec n'importe quel algorithme déterministe, du fait qu'elle intervient en pénalisant la fonction objectif dès que les variables de conception entières prennent des valeurs non entières.

1.3.3.2/ LA MÉTHODE SÉPARATION ET ÉVALUATION (BRANCH AND BOUND OU B&B)

La méthode B&B est très efficace pour résoudre les problèmes d'optimisation mixtes linéaires et non-linéaires [37]. Elle a été initialement proposée par [48] et modifiée par [49] pour les problèmes non linéaires.

La méthode B&B peut être considérée comme une énumération intelligente où les points entiers non prometteurs sont exclus sans même être testés. Dans cette méthode, le problème mixte n'est pas directement résolu. Initialement on le résout comme un problème réel, et, si les résultats sont des résultats correspondant au problème mixte, alors l'optimisation s'arrête. Sinon, au moins une variable des variables entières (disons x_i) est donnée sous forme non-entière.

$$\forall x_i \in \{\mathbb{R}-\mathbb{N}\} : \quad [x_i] < x_i < [x_i] + 1 \quad (1.23)$$

Une fois $[x_i]$ identifié, nous définissons deux sous-problèmes d'optimisation, l'un avec des contraintes de domaines supérieurs supplémentaires :

$$x_i \leq [x_i] \quad (1.24)$$

Et un autre avec des contraintes de domaine inférieures :

$$x_i \geq [x_i] + 1 \quad (1.25)$$

Le processus d'identification de ces deux sous-problèmes est appelé séparation (branching). Le processus de séparation élimine certaines portions de l'espace continu qui ne sont pas faisables tout en assurant qu'aucune des solutions entières du problème ne soit éliminée. Chacun de ces deux sous-problèmes est résolu comme un problème d'optimisation à variables réelles. Nous remarquerons que chaque solution d'un problème réel représente un nœud, où deux branches sont générées.

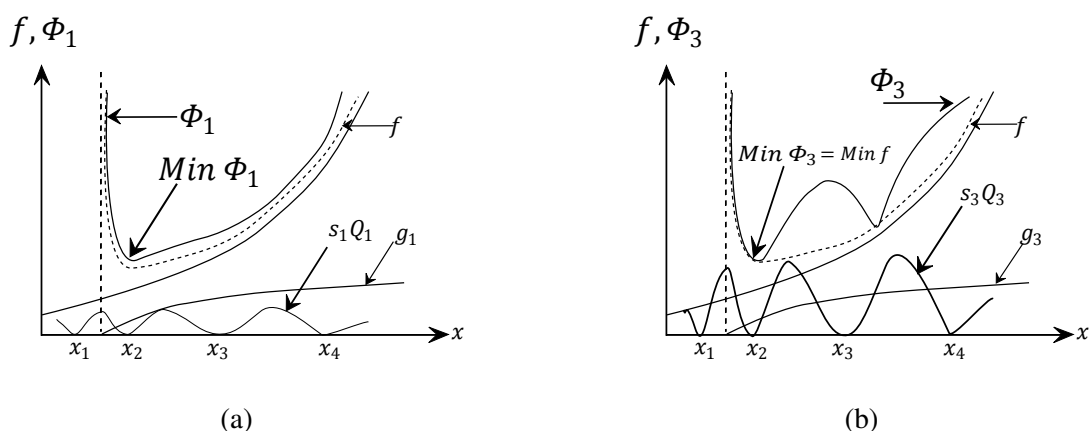


FIGURE 1.5 – Solution d'un problème d'optimisation entier, mono-variable à l'aide de la méthode des pénalités généralisées

Le processus de séparation et la résolution de problèmes réels évoqués ci-dessus sont répétés jusqu'à ce qu'une solution entière soit trouvée pour l'un des deux sous-problèmes réels. Une fois cette solution entière trouvée, la valeur correspondante de la fonction objectif devient une limite supérieure de la valeur de la fonction objectif. A ce stade, nous pouvons éliminer les solutions continues (les nœuds) dont la fonction objectif est supérieure à la limite max imposée précédemment. Les nœuds qui sont éliminés sont considérés comme évalués car qu'il est impossible de trouver au voisinage de ces nœuds une solution entière meilleure que celle que nous avons actuellement. La limite supérieure de la valeur de la fonction objectif est remise à jour à chaque fois que nous obtenons une solution meilleure (valeur de la fonction objectif plus faible).

Nous concluons, qu'un nœud sera évalué si une des trois conditions suivantes au minimum est respectée :

1. la solution réelle se trouve être une solution entière.
2. Le problème ne possède pas de solution réelle pour ce nœud.
3. La valeur de la fonction objectif de la solution actuelle dépasse la limite supérieure imposée précédemment.

L'algorithme continue de sélectionner des nœuds pour la séparation, jusqu'à ce que tous ces derniers soient évalués. A ce stade, nous sélectionnons la meilleure solution entière trouvée. On pourra se référer à la référence [50] pour plus de détails.

Le principal avantage de la méthode est son efficacité [49][48], toutefois elle présente un inconvénient majeur : elle nécessite un nombre très important d'évaluations de la fonction objectif [50].

1.3.3.3/ RECHERCHE TABOU OU TABU-SEARCH

La méthode TS a été introduite par [51]. C'est une méthode métaheuristique qui guide la recherche vers la solution optimale en utilisant une mémoire flexible qui résume l'histoire de la recherche. La méthode consiste en l'exclusion systématique de certaines solutions afin d'éviter de refaire les calculs qui ont déjà été faits et aussi de sortir des minima locaux. A chaque pas, de nouvelles solutions sont recherchées au voisinage de la solution actuelle.

Une des particularités de la méthode est qu'une nouvelle solution/configuration peut être acceptée même si la valeur de la fonction objectif est supérieure à celle de la solution actuelle. De cette manière, l'algorithme arrive à quitter les zones à minima locaux. La méthode peut être vue comme

Algorithme 1 Algorithme général de la méthode TS

-
1. Initialisation
 2. Tant que (critère d'arrêt non respecté)
 - 2.1. Générer un point initial (P_k), évaluer sa fonction objectif $fobj_{P_k}$ et générer nbr_p points du voisinage
 - 2.2. Pour $i := 1 : nbr_p$
 - Générer le point P_i (voisinage de P_k)
 - Evaluation de $fobj_{P_i}$
 - Si ($fobj_{P_i} < fobj_{P_k}$)
 - $P_{k_l} := P_i$
 - 2.3. Mise à jours de la liste Tabou
 - 2.4. Si ($P_{k_l} \leq P_k$)
 - Revenir à 2.2
 - Si non : revenir à 2.1
 3. Prendre la meilleure solution et fin du programme
-

une technique itérative qui explore l'espace de solutions à un problème (variables X) en choisissant une solution s' au voisinage de la solution actuelle s . La philosophie de méthode TS est très proche de la méthode de descente à gradient [51][52]. L'algorithme 1 présente de manière générale le pseudo-code de la méthode.

Les principaux avantages de la méthode sont d'une part sa facilité d'implémentation, et d'autre part, la possibilité d'obtenir des résultats équivalents ou même meilleurs que ceux connus dans une variété de problèmes d'optimisation [51].

1.3.4/ TRAITEMENT DES CONTRAINTES

1.3.4.1/ TRAITEMENT DES CONTRAINTES EN GÉNÉRAL

Les contraintes imposées pour un problème d'optimisation peuvent ne pas avoir d'influence sur le point optimum de la fonction objectif. Si par exemple le point optimum de la fonction sous contraintes est le même que pour la fonction sans contraintes, le point optimum X_{opt} peut être calculé en utilisant les méthodes d'optimisation sans contraintes. Toutefois, ce cas précis, même si il existe pour un problème donné, est difficile à prévoir par le concepteur en amont de l'optimisation [53]. Il est donc primordial de prendre en compte les diverses contraintes imposées. Dans ce paragraphe, nous allons présenter brièvement quelques techniques de gestion des contraintes, puis nous allons proposer une méthode que l'on appliquera plus tard dans les scénarios d'optimisation étudiés.

Les Multiplicateurs de Lagrange

Cette méthode sert essentiellement à donner un ensemble de conditions nécessaires afin d'identifier les solutions (variables de conception) potentielles d'un problème d'optimisation avec des contraintes d'égalité. Elle transforme le problème d'optimisation sous contraintes sous forme d'un problème non contraint à l'aide de certains paramètres (multiplicateurs de Lagrange). La méthode est très bien expliquée dans [53] où l'auteur présente les fondements théoriques de la méthode et

des exemples d'application.

Les conditions de KUHN–TUCKER

Dans le paragraphe précédent, nous avons vu la méthode des ML applicable pour des problèmes d'optimisation avec des contraintes d'égalité. Kuhn et Tucker ont généralisé cette méthode pour des problèmes avec des contraintes d'égalité et d'inégalité. Ils ont développé la théorie des conditions nécessaires et suffisantes d'optimalité. Ces conditions peuvent être exprimées sous forme d'un système d'équations non linéaires à résoudre. La méthode est détaillée dans [53].

Méthode des pénalités

Pour un problème d'optimisation classique (équations 1.26, 1.27 et 1.28), une des méthodes les plus employées pour la gestion des contraintes non-linéaires d'inégalités est la *méthode des pénalités* dont le principe est de définir une fonction (*pénalité*) de façon à ce que le problème d'optimisation contraint puisse être transformé en un problème d'optimisation sans contraintes (équations 1.29, 1.30 et 1.31) [12].

$$X^* = \operatorname{argmin} \{f(x)\} \quad (1.26)$$

Avec :

$$X_{\min} \leq X \leq X_{\max} \quad (1.27)$$

$$G(X) = \begin{bmatrix} g_1(X) \leq 0 \\ g_2(X) \leq 0 \\ \vdots \\ g_n(X) \leq 0 \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

$$X^* = \operatorname{argmin} \{f_1(x)\} \quad (1.29)$$

Avec :

$$f_1(x) = f(x) + \phi(G(x), R) \quad (1.30)$$

$$\begin{cases} \phi(G(x), R) > 0 & \text{si } \exists i, g_i(x) > 0 \\ \phi(G(x), R) = 0 & \text{si } \forall i, g_i(x) \leq 0 \end{cases} \quad (1.31)$$

Où R est un ensemble de paramètres de pénalité, et ϕ représente la valeur de la pénalité. La manière dont sont combinés les paramètres R et les contraintes $G(X)$ d'une part, et les règles de mises à jours de R durant le processus d'optimisation d'autre part, sont propres à chaque méthode.

Toute méthode de pénalité doit respecter les critères suivants :

- la solution du nouveau problème non contraint doit être la plus proche que possible de la solution du problème contraint [53] ;
- la complexité de résolution du problème non contraint doit être du même ordre que celle du problème original [53] ;

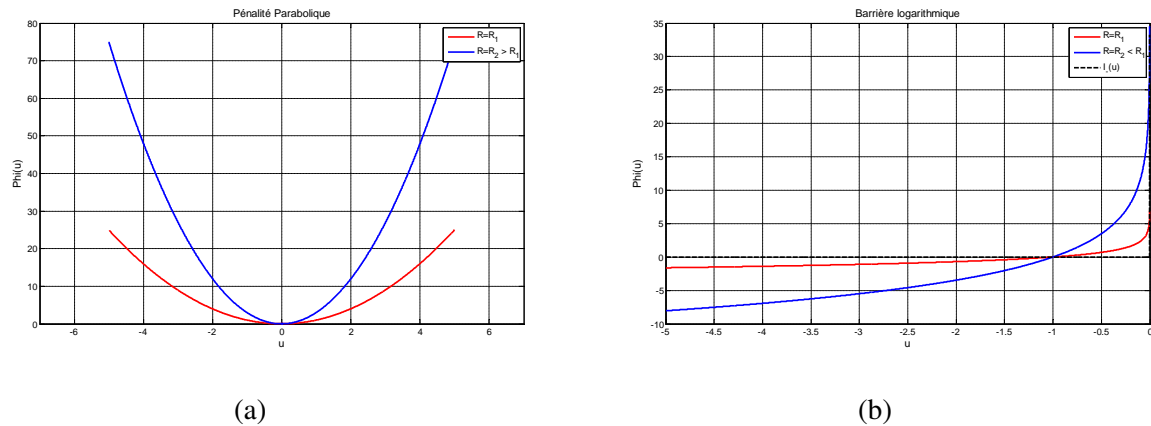


FIGURE 1.6 – Fonction de pénalité 1

- la mise à jour des paramètres des pénalités ($R_{i+1} = fct(R_i)$) doit être simple [53] ;
- la fonction pénalité doit être convexe afin de ne pas rajouter beaucoup de minima locaux [43].

La pénalité parabolique :

C'est une pénalité utilisée pour les contraintes d'égalité, elle pénalise la fonction objectif dès que $h(x)$ est différent de 0 (voir Figure 1.6.a).

$$\phi = R [h(x)]^2 \quad (1.32)$$

La barrière logarithmique :

La barrière logarithmique se comporte comme une fonction de pénalité dont la valeur tend vers l'infini dès que l'on s'approche de la limite imposée sur une variable donnée (Figure 1.6.b)[43] :

$$\phi(u, R) = -\left(\frac{1}{R}\right) \ln(-u) \quad (1.33)$$

Où $R > 0$ est un paramètre qui améliore l'approximation de la fonction $\phi(u, R)$.

Intuitivement, on pourrait croire que la qualité de l'approximation augmente avec l'augmentation du paramètre R . D'un autre côté, quand le paramètre R est très grand, la fonction $f(x) + \left(\frac{1}{R}\right) \cdot \phi(X)$ devient difficile à minimiser avec la méthode de Newton, à cause du fait que la Hessienne du problème varie rapidement au voisinage de la limite imposée [43]. Un autre inconvénient de la méthode, est que la fonction de pénalité n'est pas définie si l'algorithme se retrouve en dehors de la limite imposée, ce qui risque de compromettre le comportement de l'algorithme d'optimisation. Ainsi si nous imposons une valeur de température maximale au stator de 200°C et que, à un moment donné dans le processus d'optimisation, la température au stator dépasse cette limite, alors l'algorithme sera incapable d'évaluer la valeurs de la pénalité [53].

La pénalité inverse :

La pénalité inverse est aussi une barrière, donc présente les mêmes difficultés que la barrière logarithmique (Figure 1.7.a)

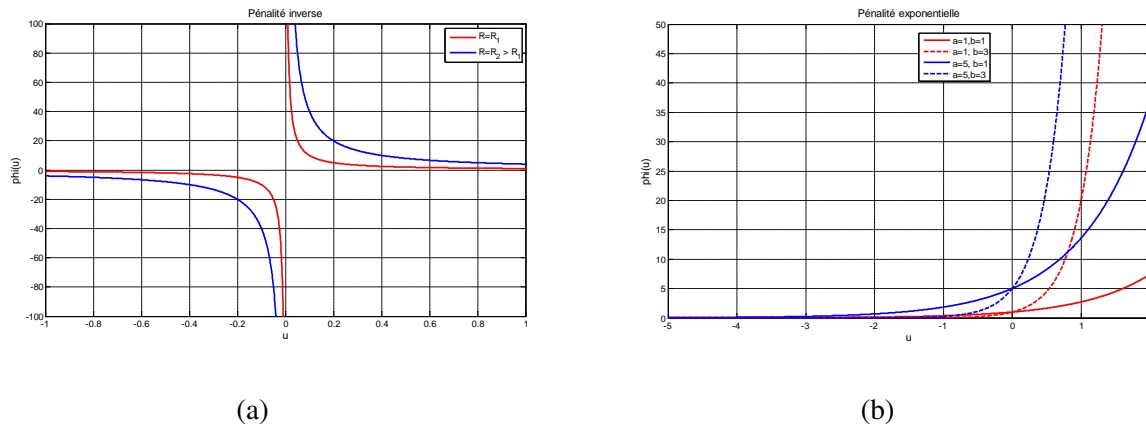


FIGURE 1.7 – Fonction de pénalité 2

$$\phi(u, R) = R \left[\frac{1}{u} \right] \quad (1.34)$$

La pénalité exponentielle :

Dans nos travaux, nous proposons d'utiliser la fonction pénalité exponentielle dont les détails d'application sont développés au Chapitre 5. La méthode proposée respecte les critères cités dans le paragraphe 1.3.4.1.

$$\phi(u, [a, b]) = a \cdot \exp(u \cdot b) \quad (1.35)$$

Dans la fonction précédente (équation 1.35), le paramètre a détermine le poids de la pénalité à la limite de la contrainte imposée. Le paramètre b détermine quant à lui la vitesse de croissance de la pénalité au-delà de la limite imposée. Nous détaillerons la procédure de calcul $a_{i+1} = \text{fct}_1(a_i)$ et $b_{i+1} = \text{fct}_1(b_i)$ dans le chapitre 5. L'avantage principal de cette pénalité est qu'elle est continue, dérivable, convexe, définie au-delà de la limite imposée. Son amplitude peut être ajustée selon la valeur optimale de la fonction objectif.

1.3.4.2/ TRAITEMENT DES CONTRAINTES PARTICULIÈRES

Dans ce paragraphe, nous allons traiter les contraintes particulières liées à la fabrication des différentes parties de la machine, et en particulier les conducteurs. En effet, même si les modèles peuvent gérer toutes les formes et dimensions des conducteurs, en pratique, nous sommes souvent limités par d'autres considérations, comme par exemple la raideur ou le coût de fabrication [54]. La Figure 1.8 montre par exemple les contraintes imposées sur les brins de conducteurs que nous allons utiliser dans nos travaux.

Lors du dimensionnement des machines, les variables l_{cuS} , h_{cuS} (largeur et hauteur des brins de conducteurs) sont des variables de conception. Toutefois, dans notre cas, il est compliqué de gérer les domaines de variation de ces deux variables dans un processus d'optimisation, c'est pour cela que nous proposons de faire un changement de variable comme suit (Figure 1.9) :

$$\tan(\theta) = \frac{l_{cuS}}{h_{cuS}} \implies h_{cuS} = \frac{l_{cuS}}{\tan(\theta)}$$

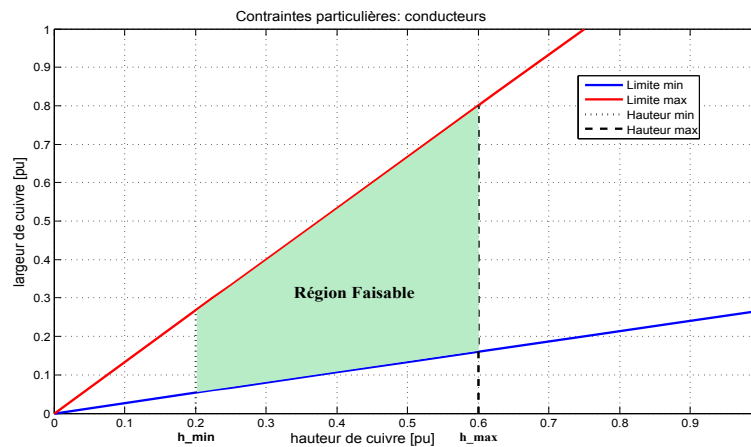


FIGURE 1.8 – Contraintes de fabrication des conducteurs

Le domaine initial sera transformé dans un domaine rectangulaire (polyèdre rectangulaire).

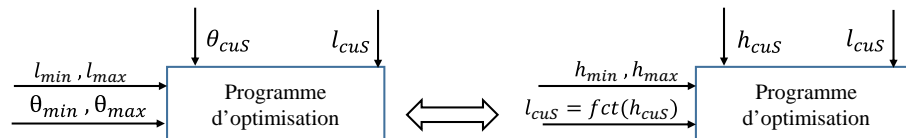


FIGURE 1.9 – Transformation de variables pour les contraintes industrielles : conducteurs

1.3.5/ MÉTHODOLOGIE D'OPTIMISATION ADOPTÉE

Dans la partie précédente, nous avons traduit un problème de conception en un problème d'optimisation mixte en nombres entiers. Nous avons ensuite présenté de manière générale les méthodes d'optimisation qui peuvent être utilisées. Dans ce paragraphe, nous allons décrire la méthodologie (algorithme 2) à suivre pour la résolution des différents problèmes d'optimisation que nous allons traiter.

Les différentes étapes seront détaillées dans les chapitres suivants :

- modèles électromagnétiques (MAS, MSAPMS) utilisés : Chapitre 2 ;
- modèles thermiques : Chapitre 3 ;
- méthodes de réduction de cycle : Chapitre 4 ;
- procédures d'optimisation et résultats : Chapitre 5.

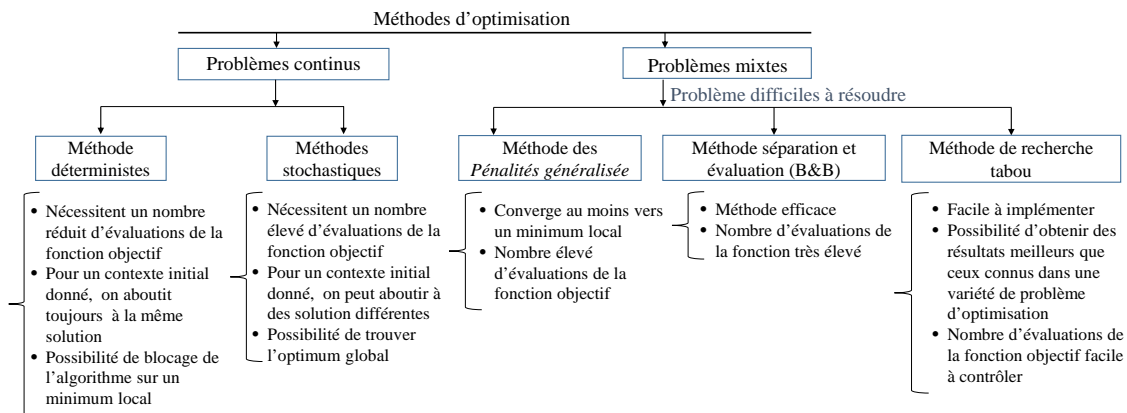


FIGURE 1.10 – Résumé des méthodes d'optimisation

Algorithme 2 Méthodologie de résolution d'un problème d'optimisation avec prise en compte du cycle de fonctionnement

1. Initialisation des données d'entrée
 - Valeurs initiales, contraintes de domaine.
 - Choix de deux algorithmes : un pour problème entier ($Algo_N$) et un pour problème réel ($Algo_R$).
 - Choix des méthodes de réduction de cycle.
 - Critères d'arrêt ($n_{MaxIter}$, ...etc.).
 2. Génération de l'espace des variables discrètes (p , n_{epph} , n_{ssph} , n_{vpara}).
 3. Réduction de l'espace discret :
 - sens physique ;
 - faisabilité des conducteurs ;
 - autres.
 4. Répéter (critères d'arrêt non respectés) :
 - générer $[p_i, n_{epph_i}, n_{ssph_i}, n_{vpara_i}]$ avec $Algo_N$;
 - générer les nouvelles contraintes de domaines pour $Algo_R$;
 - résolution du problème d'optimisation réel avec $Algo_R$ en fixant $[p_i, n_{epph_i}, n_{ssph_i}, n_{vpara_i}]$ (prise en compte du cycle de fonctionnement) ;
 - sauvegarde des résultats d'optimisation de l'itération i .
 5. Post-traitement des résultats.
-

1.4/ LOGICIEL INFORMATIQUE DE CONCEPTION

Dans ce paragraphe, nous allons décrire de façon générale l'architecture de l'outil informatique développé durant nos travaux de thèse (plus de détails sont accessibles en Annexe I).

Il existe différentes stratégies de conception d'outils informatiques dans la littérature. Le choix de la méthode adoptée dépend de la nature du projet, des outils utilisés, et des livrables [2]. Nous avons opté pour la stratégie incrémentale (Figure 1.11) principalement parce que les livrables sont fournis tout au long de la durée de thèse. D'autre part, les modèles développés sont implémentés

au fur et à mesure qu'ils sont validés.

1.4.1/ DÉFINITION DES BESOINS

Il est évident que la fonction principale d'un outil informatique est de faire ce que l'utilisateur attend de lui. Donc, logiquement, la première étape est de bien définir les besoins de l'utilisateur (analyse des besoins). Nous résumons ci-dessous les besoins identifiés pour l'outil développé :

1. outil informatique utilisable sous environnement Windows.
2. Simulations électromagnétiques et/ou thermiques pour des points et pour des cycles de fonctionnement de machines synchrones et asynchrones.
3. Simulations électromagnétiques/thermiques sur cycles de fonctionnement avec les méthodes de réduction de cycles.
4. Dimensionnements automatiques de machines électriques (optimisation).
5. Outil simple à entretenir et à modifier.
6. Possibilité d'import et d'export de fichiers d'entrée et de sortie selon les formats des autres outils utilisés par Alstom Ornans.
7. Documentation de l'outil.

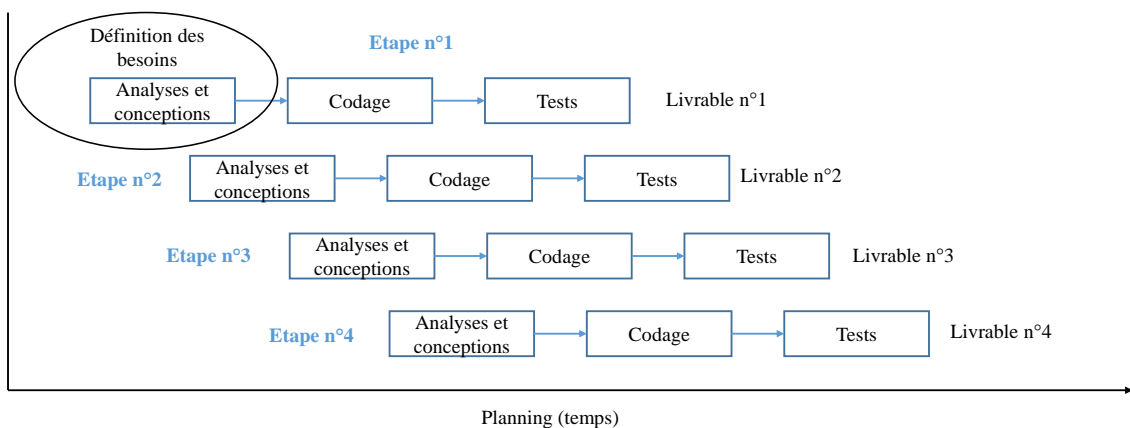


FIGURE 1.11 – Méthodologie de conception incrémentale [2]

1.4.2/ MÉTHODES ET OUTILS UTILISÉS

Dans nos travaux, nous avons utilisé le logiciel Matlab. Les interfaces graphiques ont été codées selon une approche procédurale et les différents modèles de machines, méthodes de réduction de cycle et les programme d'optimisation selon une approche orientée objet. La Figure 1.13 montre un diagramme de cas d'utilisation que nous pouvons décrire comme suit :

- l'utilisateur concepteur définit un projet puis réalise une description complète du problème afin d'être envoyée vers le solveur. Il peut sauvegarder ou charger une instance du projet, rajouter des descriptions de modèles physiques ou enrichir la base de données ;
- l'utilisateur intégrateur décrit de nouveaux modèles physiques et de nouvelles IHM qui conditionnent l'utilisation finale.

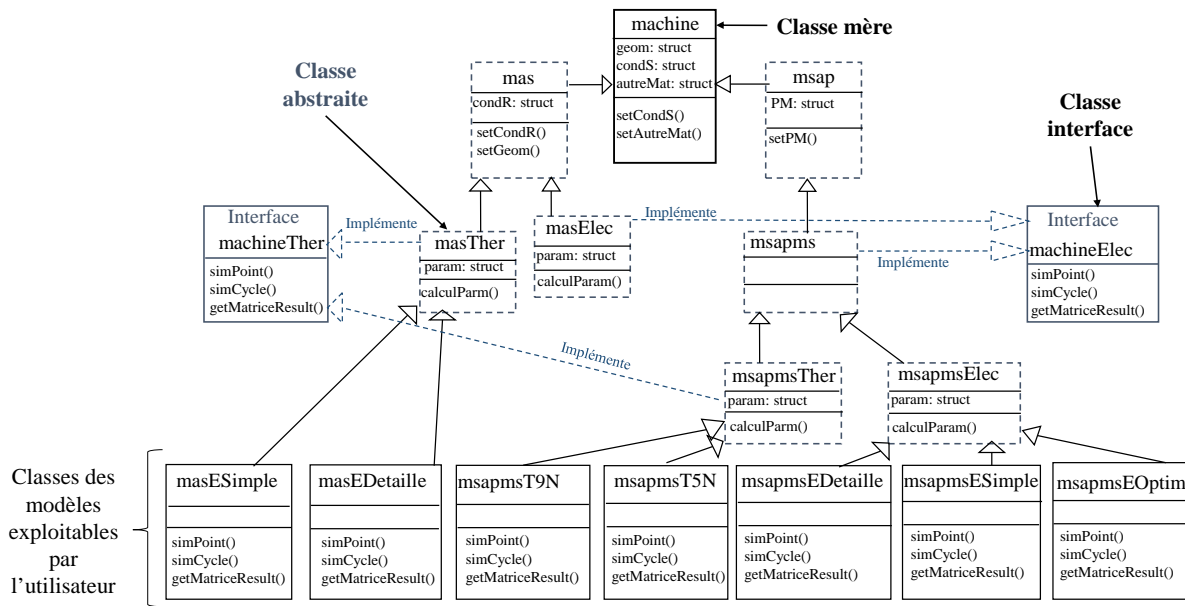


FIGURE 1.12 – Diagramme UML des machines électriques

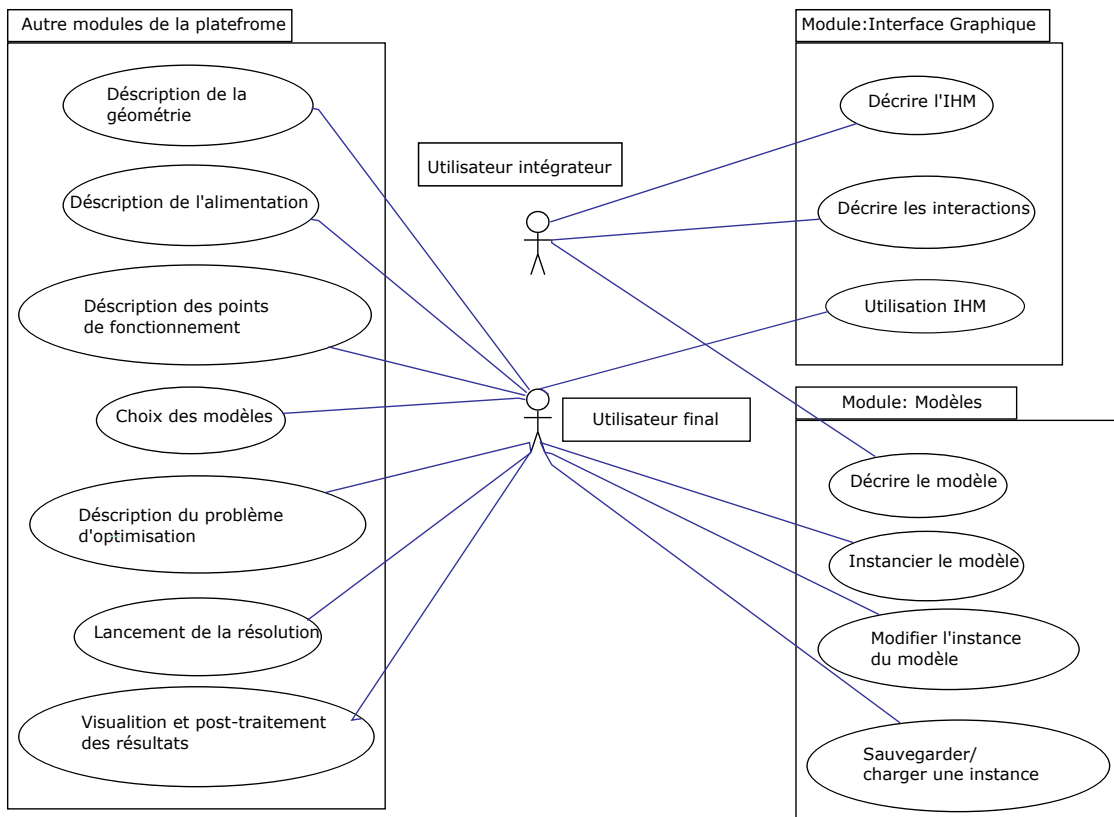


FIGURE 1.13 – Cas d'utilisation de la l'outil

Les modèles de machines électriques ont été codés en utilisant les principes d'héritage et d'abstraction en orienté objet, La Figure 1.12 donne le diagramme en langage de modélisation unifié (UML) des machines électriques.

L'outil développé a été compilé pour l'environnement Windows par Matlab Application Compiler, (détails en Annexe I). Tous les modèles qui seront développés dans les chapitres 2, 3 et 4 sont exploités au chapitre 5 directement à partir de l'exécutable Windows.

1.5/ CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les objectifs des travaux de thèse. Nous avons montré la nécessité de prendre en compte les cycles de fonctionnement lors du dimensionnement de machines électriques pour la traction ferroviaire. Dans la seconde partie, nous avons décrit les différentes méthodes d'optimisation susceptibles d'être utilisées dans nos cas d'étude. Enfin, nous avons présenté de manière générale l'architecture de l'outil informatique développé durant cette thèse. Dans les chapitres suivants, nous allons détailler les modèles électromagnétiques et thermiques des machines électriques utilisés dans nos travaux de thèse, ainsi que les méthodes de réduction de cycles que nous avons développés. Enfin nous allons utiliser ces travaux pour différents scénarios de dimensionnement et d'optimisation des machines pour la traction ferroviaire. Nous concluons ce chapitre avec la Figure 1.14 qui résume le déroulement de la thèse.

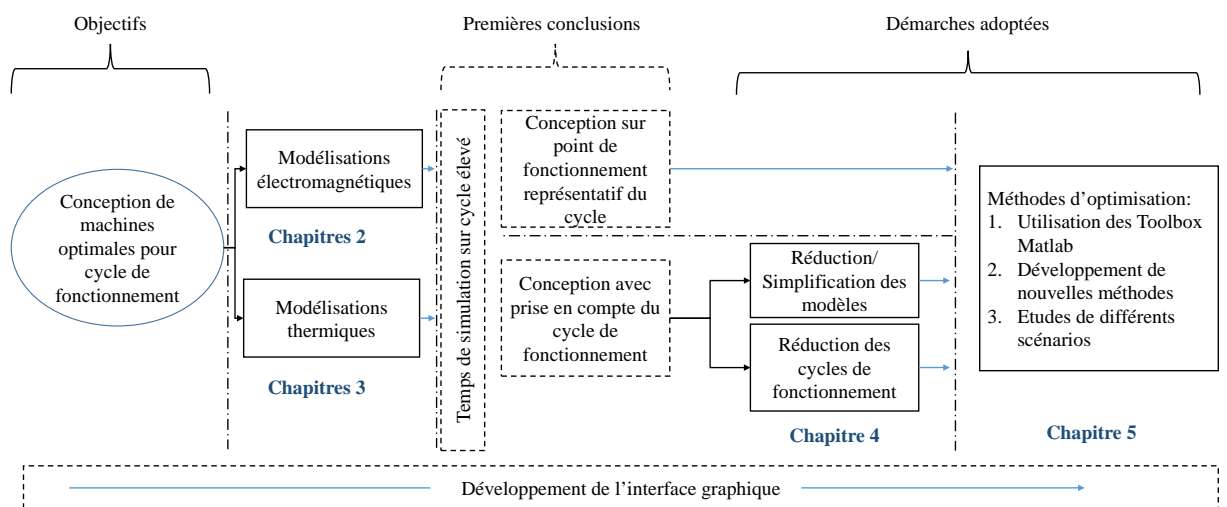


FIGURE 1.14 – Déroulement de la thèse

MODÉLISATIONS ÉLECTROMAGNÉTIQUES DES MACHINES ÉLECTRIQUES

2.1/ INTRODUCTION

Dans ce deuxième chapitre, nous décrivons les modèles électromagnétiques utilisés dans nos travaux de thèse. Nous allons traiter deux types de machines électriques utilisées dans la traction ferroviaire (MAS et MSAPMS) et le chapitre sera articulé en deux parties. La première traitera les MSAPMS, où l'essentiel des modélisations sont basées sur la résolution formelle des équations de Maxwell, mais aussi sur des modélisations plus classiques, telles que celles utilisées pour la résistance de phase et les inductances de fuites. La deuxième partie sera consacrée à la présentation d'un modèle de MAS basé sur une modélisation par schéma équivalent. Ce modèle a été initialement développé par FEMTO-ST en collaboration avec ALSTOM, et il a été retranscrit dans Matlab et adapté à nos besoins de simulations et/ou d'optimisations sur cycles de fonctionnement.

2.2/ MODÉLISATION ANALYTIQUE DES MSAPMS

Comme mentionné dans le Chapitre 1, une des étapes de nos travaux consiste à capitaliser les modèles développés antérieurement par **FEMTO-ST** et **ALSTOM**. Pour cela, nous allons d'abord décrire le modèle analytique développé dans [3] [55] [56] [57].

Le modèle a été adapté et retranscrit sous Matlab pour répondre à nos besoins de conception sur cycles de fonctionnement.

Hypothèses du modèle :

- Nous présentons tout d'abord les différentes hypothèses de modélisation :
- les effets tridimensionnels dans la machine sont négligés
 - Les effets de denture statorique sont négligés
 - Prise en compte des effets de la saturation
 - Aimants permanents non conducteurs
 - Structure simplifiée bidimensionnelle (2D) composée de deux régions concentriques dans lesquelles les équations de maxwell sont résolues en magnétostatique (Figure 2.1).
 - Le potentiel vecteur est calculé pour chaque source de champ magnétique (aimants permanents , courants statoriques), puis, le potentiel vecteur en charge est calculé avec le principe de superposition.

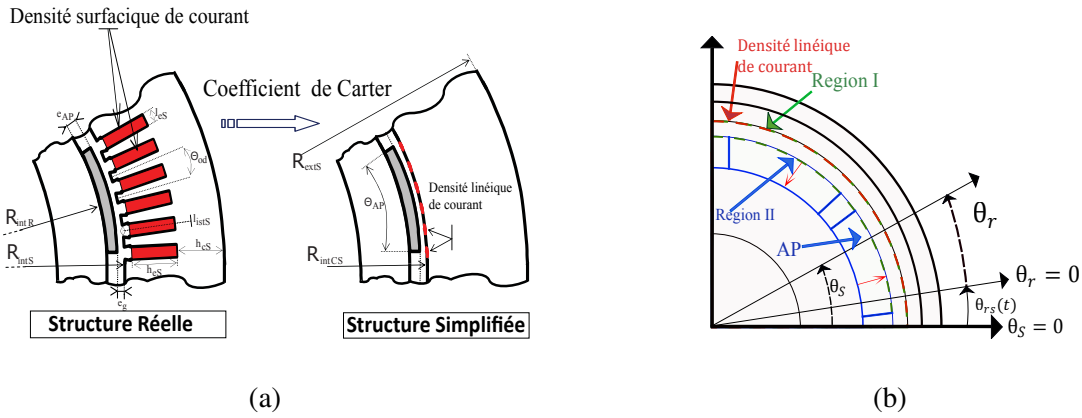


FIGURE 2.1 – Simplification de la structure de la MSAPMS

2.2.1/ TRANSFORMATION DE LA STRUCTURE RÉELLE ET MISE EN ÉQUATION

Afin de prendre en compte l'augmentation de l'entrefer due à la présence des encoches statorique dans le modèle 2D, la structure dentée du stator est transformée en une structure lisse par l'augmentation de l'épaisseur effective de l'entrefer en utilisant le coefficient de Carter. Afin de comprendre la philosophie de la méthode, un calcul 1D est utilisé en considérant la perméabilité du fer infinie. Puis en appliquant le théorème d'Ampère suivant le chemin fermé que parcourt les lignes de flux [58], nous obtenons la valeur de l'induction magnétique dans l'entrefer indiquée dans l'équation suivante :

$$B_g = \frac{\frac{e_{AP}}{\mu_{rAP}} B_{rAP20}}{e_g + \frac{e_{AP}}{\mu_{rAP}}} \quad (2.1)$$

L'entrefer efficace et l'entrefer corrigé par le coefficient de Carter sont ensuite définis par les équations 2.2 :

$$\begin{cases} e_{geff} = e_g + \frac{e_{AP}}{\mu_{rAP}} \\ e_{geffC} = e_{geff} \cdot K_C \end{cases} \quad (2.2)$$

Finalement le rayon d'alésage est corrigé ainsi :

$$R_{intSC} = R_{intS} + (K_C - 1) \cdot e_{geff} \quad (2.3)$$

Maintenant que les effets des encoches stator sont pris en compte, les courants statoriques sont ramenés à la surface sous forme d'une densité linéique de courant équivalente. Nous nous limitons ici à donner l'expression finale, les détails de la méthode sont bien présentés dans [57] :

$$J_1(\Theta_s, t) = \sum_{g=0}^{n_p-1} \sum_u \sum_n \left[J_{1nc} \cdot \cos \left(n \cdot p \cdot \left(\Theta_s - g \cdot \frac{2\pi}{3 \cdot p} \right) \right) + J_{1ns} \cdot \sin \left(n \cdot p \cdot \left(\Theta_s - g \cdot \frac{2\pi}{3 \cdot p} \right) \right) \right] \quad (2.4)$$

Où :

$$J_{1n(c,s)} = J_{1n(c,s)}(u, n, g, t) = \frac{i_g(u, g, t) \cdot DW_{(c,s)}(n)}{l_{istS}} \quad (2.5)$$

Dans la formule précédente (équation 2.5) $DW_{(c,s)}$ est la décomposition en série de Fourier de la distribution spatiale des bobines [3].

Dans cette étape, les équations de Maxwell sont résolues dans les deux régions concentriques (Figure 2.1). Pour cela, les perméabilités relatives des tôles statoriques et rotoriques sont supposées très grandes devant 1.

- Région I correspondant à la région d'entrefer corrigé
- Région II correspondant à la région des aimants et des espaces inter-aimants.

Afin de simplifier la résolution des équations de Maxwell, la deuxième région est homogénéisée en l'assimilant à une région constituée d'AP dont la perméabilité relative vaut 1. L'induction rémanente des AP est alors corrigée [59] (équation 2.6), par ailleurs, les AP sont supposés non conducteurs de sorte que la densité de courant soit nulle.

$$B_{rCAP} = \frac{1 + \mu_{rAP}}{2 \cdot \mu_{rAP}} B_{rAP} \quad (2.6)$$

Dans la région (I), le potentiel vecteur vérifie l'équation suivante :

$$\vec{\nabla}^2 A_I = 0 \quad (2.7)$$

Dans la région (II), en absence d'une densité de courant, et en appliquant l'équation de Maxwell-Ampère :

$$\vec{rot} \left(\frac{\vec{B}_{rII} - \vec{B}_{rII}}{\mu_0 - \mu_{rII}} \right) = 0 \quad (2.8)$$

et en exploitant l'homogénéisation de la région (II) (équation 2.6), l'équation que vérifie le potentiel vecteur dans cette région est donnée par :

$$\vec{\nabla}^2 A_{II} = -\vec{rot} \left(\vec{B}_{rCII} \right) \quad (2.9)$$

tel que \vec{B}_{rCII} a pour développement en série de Fourier

$$B_{rCII} = \sum_n \frac{4}{n \cdot \pi} B_{rCAP} \cdot \sin \left(n \cdot \tau_{oAP} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \cdot \cos(n \cdot p \cdot \Theta_s) \quad (2.10)$$

Ainsi, les équations aux dérivées partielles à résoudre sont données par les équations 2.11 et 2.12.

Dans la région (I) :

$$\frac{d^2}{dr^2} A_I + \frac{1}{r} \frac{d}{dr} A_I + \frac{1}{r^2} \frac{d^2}{d\Theta_s^2} A_I = 0 \quad (2.11)$$

Dans la région (II) pour une aimantation radiale :

$$\frac{d^2}{dr^2}A_{II} + \frac{1}{r} \frac{d}{dr}A_{II} + \frac{1}{r^2} \frac{d^2}{d\Theta_s^2}A_{II} = -\frac{1}{r} \frac{d}{d\Theta_s}B_{rCII} \quad (2.12)$$

2.2.1.1/ RÉOLUTION DES ÉQUATIONS AUX DÉRIVÉES PARTIELLES

La résolution des équations précédentes (2.11 et 2.12) est faite en utilisant la méthode de séparation des variables.

La forme générale du potentiel vecteur de la région (I) est donné par :

$$A_I(r, \Theta_s) = \sum_{n \neq 0} \left[(\alpha_{In}^r \cdot r^{n \cdot p} + \beta_{In}^r \cdot r^{-n \cdot p}) \cdot (\alpha_{In}^\theta \cdot \cos(n \cdot p \cdot \Theta_s) + \beta_{In}^\theta \cdot \sin(n \cdot p \cdot \Theta_s)) \right] \quad (2.13)$$

Dans la région (II), la résolution de l'équation aux dérivées partielles est différente car cette dernière contient un second membre dont il faut trouver la solution particulière. En considérant une solution particulière de la forme de l'équation 2.14 :

$$A_{II}^p(r, \Theta_s) = \sum_n \gamma_{II,n} \cdot r \cdot \sin(n \cdot p \cdot \Theta_s) \quad (2.14)$$

La solution de l'équation 2.12 se présente alors sous la forme suivante (équation 2.15) :

$$A_{II}(r, \Theta_s) = \sum_{n \neq 0} \left[(\alpha_{II,n}^r \cdot r^{n \cdot p} + \beta_{II,n}^r \cdot r^{-n \cdot p}) \cdot (\alpha_{II,n}^\theta \cdot \cos(n \cdot p \cdot \Theta_s) + \beta_{II,n}^\theta \cdot \sin(n \cdot p \cdot \Theta_s)) \right] - \sum_{n=1,3,5} \frac{4}{n \cdot \pi} B_{rCAP} \cdot \sin\left(n \cdot \tau_{oAP} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos(n \cdot p \cdot \Theta_s) \quad \text{pour } p \neq 1 \quad (2.15)$$

2.2.2/ CALCUL DES CONSTANTES D'INTÉGRATION

Dans le cas d'une MSAPMS, il existe deux sources de champ magnétique : les AP et les courants d'alimentation statorique. L'auteur de [3] et de [55] a étudié les deux cas séparément en déterminant à chaque fois le potentiel vecteur correspondant. Puis, en utilisant le principe de superposition, il aboutit au potentiel vecteur en charge. Dans le cas où l'on considère uniquement les courants d'alimentation comme source de champ magnétique (induction rémanente des AP nulle), l'auteur met en évidence l'existence de deux états magnétiques :

1. basse fréquence : fonctionnement où la réaction magnétique du rotor n'influence pas ou très faiblement le champ statorique créé par les courants d'alimentation,
2. haute fréquence : forte réaction magnétique du rotor due aux courants de Foucault qui circulent à la surface des AP créant ainsi un bouclier magnétique qui modifie complètement la reluctance de l'entrefer. Ce bouclier provoque à son tour une diminution progressive de l'inductance de la machine.

Le développement des calculs des constantes d'intégration pour les différents cas étudiés est détaillé dans [55] et [3]. Nous nous limiterons ici à la présentation des expressions finales du potentiel vecteur des différents cas. Les expressions des différentes constantes d'intégration sont présentées dans l'Annexe II.

Potentiel vecteur créé par les aimants seuls :

dans la région (I) :

$$A_{IAP}(r, \Theta_s) = \sum_n \left[\left[C_{IAP}(n) \left(\frac{r}{R_{intCS}} \right)^{n.p} \cdot R_{intCS} + D_{IAP}(n) \left(\frac{R_{AP}}{r} \right)^{n.p} \cdot R_{AP} \right] \cdot \sin(n.p.\Theta_s) \right] \quad (2.16)$$

Dans la région (II) :

$$A_{IIAP}(r, \Theta_s) = \sum_n \left[C_{IIAP}(n) \left(\frac{r}{R_{AP}} \right)^{n.p} \cdot R_{AP} + D_{IIAP}(n) \left(\frac{R_{intR}}{r} \right)^{n.p} \cdot R_{intR} + \frac{4.p}{\pi(1-(n.p)^2)} \cdot r \right] \cdot \sin\left(n.\tau_{oAP} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin(n.p.\Theta_s) \quad (2.17)$$

$C_{IAP}(n)$, $D_{IAP}(n)$, $C_{IIAP}(n)$, $D_{IIAP}(n)$ sont des constantes d'intégration adimensionnelles.

Potentiel vecteur créé par les courants seuls :**- Etat magnétique basse fréquence :**

dans la région (I) :

$$A_{ICBF}(r, \Theta_s) = \sum_n \left[R_{intCS} \left(C_{ICBF}(n) \left(\frac{r}{R_{intCS}} \right)^{n.p} + D_{ICBF}(n) \left(\frac{R_{AP}}{r} \right)^{n.p} \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right) \right) \cdot \cos(n.p.\Theta_s) \right] \quad (2.18)$$

Dans la région (II) :

$$A_{IICBF}(r, \Theta_s) = \sum_n \left[R_{AP} \left(C_{IICBF}(n) \left(\frac{r}{R_{AP}} \right)^{n.p} + D_{IICBF}(n) \left(\frac{R_{intR}}{r} \right)^{n.p} \cdot \left(\frac{R_{intR}}{R_{AP}} \right) \right) \cdot \cos(n.p.\Theta_s) \right] \quad (2.19)$$

C_{ICBF} , D_{ICBF} , C_{IICBF} , D_{IICBF} sont des constantes d'intégration adimensionnelles.

- Etat magnétique haute fréquence :

Comme mentionné précédemment, dans ce cas de figure, les courants de Foucault qui circulent à la surface des AP créent un bouclier magnétique qui empêche les lignes de champ magnétique de traverser le rotor. Donc l'étude du potentiel vecteur se résume à la région (I)

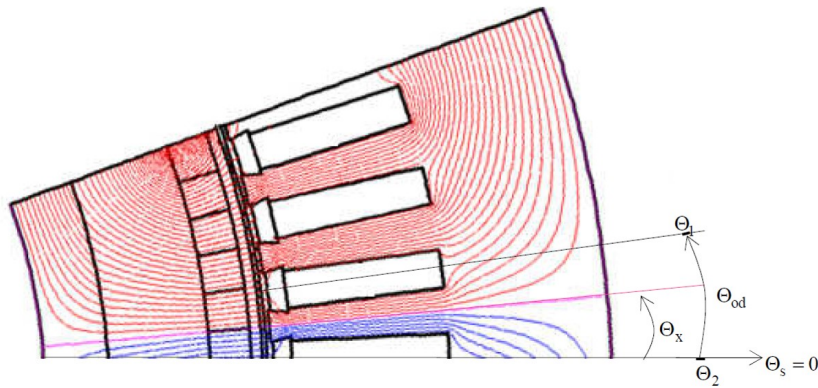


FIGURE 2.2 – Coupe axiale représentant les lignes de champs dans une MSAPMS [3]

$$A_{IC_{HF}}(r, \Theta_s) = \sum_n \left[R_{intCS} \left(C_{IC_{HF}}(n) \left(\frac{r}{R_{intCS}} \right)^{n.p} + D_{IC_{HF}}(n) \left(\frac{R_{AP}}{r} \right)^{n.p} \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right) \cdot \cos(n.p.\Theta_s) \right) \right] \quad (2.20)$$

2.2.3/ DÉTERMINATION DES FLUX MAGNÉTIQUES

Une fois les expressions du potentiel vecteur connues, la structure réelle de la machine peut être prise en compte pour déterminer les valeurs des flux et des inductions dans chaque région de la machine. On utilise pour cela le principe de conservation du flux, à savoir que le flux totalisé traversant l'induit lisse est le même que celui qui traverse l'induit denté. Si tous les flux de fuite sont négligés, et que la perméabilité du fer est supposée très grande devant celle de l'air, alors la totalité du flux est canalisée par le fer.

Comme mentionné dans le paragraphe 2.2.2, les équations aux dérivées partielles sont résolues pour les deux cas selon la source du champ magnétique (AP, courant d'alimentation). Les flux et les inductions magnétiques sont calculées avec le même principe, et au final, le fonctionnement en charge sera déduit par le principe de superposition.

Le flux magnétique traversant une surface quelconque délimitée par une ouverture angulaire Θ_{12} (voir Figure 2.2) est défini par l'équation 2.21 [57] [3]

$$\varphi_{s*} = p.l_{FS} \cdot \int_{\Theta_2 + \Theta_x}^{\Theta_1 + \Theta_x} \frac{\partial A_*(r, \Theta_s, t)}{\partial \Theta_s} \cdot d\Theta_s = p.l_{FS} \cdot [A_*(r, \Theta_1 + \Theta_x, t) - A_*(r, \Theta_2 + \Theta_x, t)] \quad (2.21)$$

où Θ_x est l'angle mécanique de décalage entre le centre de l'ouverture angulaire quelconque Θ_{12} et l'axe de référence de l'induit.

Flux magnétique créé par les aimants seuls :

– dans les dents statoriques :

$$\varphi_{APdS}(t) = \frac{\tau_{odp}}{2} \cdot S_{intCS} \cdot B_{rCAP} \sum_n \left[n \cdot K_{od}(n) \cdot \left(C_{IAP}(n) + D_{IAP}(n) \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{n \cdot p + 1} \right) \times \cos(n \cdot p \cdot \Theta_{RS}(t)) \right] \quad (2.22)$$

avec :

$$\tau_{odp} = \frac{\Theta_{od}}{\Theta_p}, \Theta_{od} = \frac{2\pi}{n_e S}, \Theta_p = \frac{\pi}{p}, K_{od}(n) = \frac{\sin\left(n \cdot p \cdot \tau_{odp} \cdot \frac{\Theta_p}{2}\right)}{n \cdot p \cdot \tau_{odp} \cdot \frac{\Theta_p}{2}}, S_{intCS} = 2 \cdot \pi \cdot R_{intCS} \cdot l_{FS}$$

$\Theta_{RS}(t) = \Omega_1 \cdot t + \Theta_{rs0}$: position angulaire du rotor tournant à la vitesse Ω_1 par rapport au stator où Θ_{rs0} est la position initiale à $t = 0$.

– Dans la culasse statorique :

$$\varphi_{APcS}(t) = \frac{\tau_{odp}}{4} \cdot S_{intCS} \cdot B_{rCAP} \sum_n \left[n \cdot K_{op}(n) \cdot \left(C_{IAP}(n) + D_{IAP}(n) \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{n \cdot p + 1} \right) \cdot \cos(n \cdot p \cdot \Theta_{RS}(t)) \right] \quad (2.23)$$

avec :

$$K_{op} = \frac{\sin\left(n \cdot p \cdot \frac{\Theta_p}{2}\right)}{n \cdot p \cdot \frac{\Theta_p}{2}}$$

Flux magnétique créé par les courants seuls :

– dans les dents statoriques :

En utilisant l'équation 2.21 et en supposant que la totalité du flux est canalisé par les dents statoriques :

$$\varphi_{Cds}(t) = \frac{\tau_{odp}}{2} \cdot S_{intCS} \cdot \sum_{g=0}^{n_\varphi-1} \sum_n \sum_u \left[n \cdot K_{od}(n) \cdot J_u \cdot \left(C_{intIC}(n) + D_{intIC}(n) \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{n \cdot p + 1} \right) \sin\left(u \cdot \omega_1 \cdot t - u \cdot g \cdot \frac{2\pi}{n_\varphi} - \varphi_u\right) \cdot \sin\left(n \cdot p \cdot \left(g \cdot \frac{2\Theta_p}{n_\varphi} - \Theta_x\right)\right) \right] \quad (2.24)$$

– dans la culasse statorique :

$$\varphi_{Ccs}(t) = \frac{\tau_{odp}}{4} \cdot S_{intCS} \cdot \sum_{g=0}^{n_\varphi-1} \sum_n \sum_u \left[n \cdot K_{op}(n) \cdot J_u \cdot \left(C_{intIC}(n) + D_{intIC}(n) \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{n \cdot p + 1} \right) \sin\left(u \cdot \omega_1 \cdot t - u \cdot g \cdot \frac{2\pi}{n_\varphi} - \varphi_u\right) \cdot \sin\left(n \cdot p \cdot \left(g \cdot \frac{2\Theta_p}{n_\varphi} - \Theta_x\right)\right) \right] \quad (2.25)$$

2.2.4/ DÉTERMINATION DES INDUCTIONS MAGNÉTIQUES :

Les inductions magnétiques créées dans les dents au stator par les sources de champ électromagnétique (AP seuls ou courants seuls) sont supposées purement radiales. Les flux de fuites sont

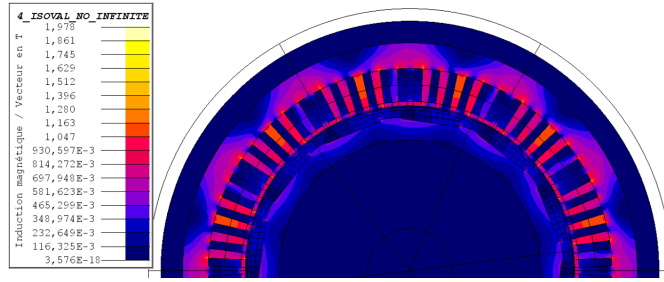


FIGURE 2.4 – Modèle EF de la MSAPMS

$$B_{CdS}(r, t) = \frac{\tau_{odp} \cdot \pi}{l_{dS}(r)} \cdot R_{intCS} \cdot \sum_{g=0}^{n_\varphi-1} \sum_n \sum_u \left[n \cdot K_{od}(n) \cdot I_u \cdot \left(C_{intIC}(n) + D_{intIC}(n) \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{n \cdot p+1} \right) \cdot \sin \left(u \cdot \omega_1 \cdot t - u \cdot g \cdot \frac{2\pi}{n_\varphi} - \varphi_u \right) \cdot \sin \left(n \cdot p \cdot \left(g \cdot \frac{2\Theta_p}{n_\varphi} - \Theta_x \right) \right) \right] \quad (2.29)$$

– Dans la culasse statorique :

$$B_{CcS}(r, t) = \frac{\pi \cdot R_{intCS}}{2 \cdot h_{cS}} \cdot R_{intCS} \cdot \sum_{g=0}^{n_\varphi-1} \sum_n \sum_u \left[n \cdot K_{op}(n) \cdot I_u \cdot \left(C_{intIC}(n) + D_{intIC}(n) \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{n \cdot p+1} \right) \cdot \sin \left(u \cdot \omega_1 \cdot t - u \cdot g \cdot \frac{2\pi}{n_\varphi} - \varphi_u \right) \cdot \sin \left(n \cdot p \cdot \left(g \cdot \frac{2\Theta_p}{n_\varphi} - \Theta_x \right) \right) \right] \quad (2.30)$$

Inductions magnétiques en charge :

Une fois les inductions dues aux AP seuls et aux courants statoriques seuls déterminées, les inductions en charge sont déduites par le principe de superposition. Ainsi, nous donnons ci-dessous les formules des inductions en charge dans les dents et la culasse au stator. Nous nous basons sur les équations 2.27, 2.28, 2.29 et 2.30.

– Dans les dents statoriques :

$$B_{TdS}(r, t) = B_{APdS}(t) + B_{CdS}(r, t) \quad (2.31)$$

– Dans la culasse statorique :

$$B_{TcS}(r, t) = B_{cdS}(r, t) + B_{CcS}(r, t) \quad (2.32)$$

2.2.5/ CALCUL DE LA FORCE ÉLECTROMOTRICE

Nous reprenons le calcul de [3], mais en nous limitant ici à présenter les expressions finales :

$$E_g(g, t) = -\Omega_1 \cdot \frac{d\varphi_g(g, t)}{d\Theta_{RS}(t)} = \Omega_1 \cdot B_r \cdot CAP \cdot p \cdot S_{intCsatS} \cdot \frac{R_{intCsatS}}{l_{istCS}} \cdot \sum_n \left[n \cdot Dw_c(n) \cdot \left(C_{IAP}(n) + D_{IAP}(n) \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{n \cdot p+1} \right) \cdot \sin \left(n \cdot p \cdot \Theta_{RS}(t) - n \cdot g \cdot \frac{2\pi}{n_\varphi} \right) \right] \quad (2.33)$$

Le modèle est validé en comparant les résultats du modèle analytique aux résultats de simulation du modèle EF.

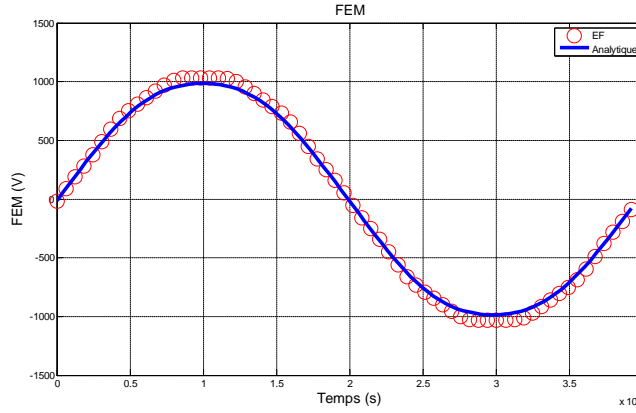


FIGURE 2.5 – validation de la FEM : Analytique Vs EF, MSAPMS

La Figure 2.5 montre une concordance satisfaisante entre les deux modélisations, comme nous faisons le même constat pour d'autres régimes de fonctionnement, nous admettons que la modélisation de la FEM (équation 2.33) est validée.

2.2.6/ CALCUL DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Dans le modèle analytique présenté ici, le calcul du couple électromagnétique se fait en utilisant le tenseur de Maxwell. En choisissant un cylindre de rayon R compris dans l'entrefer, le couple électromagnétique de la structure équivalente sans encoche est donné par l'équation 2.34

$$C_{em}(t) = -R^2 \cdot p \cdot l_{FS} \int_0^{2\Theta_p} J_1(g, \Theta_s) \cdot B_{rAP}(R, \Theta_s) \cdot d\Theta_s \quad (2.34)$$

Cette équation devient alors :

$$C_{em}(t) = B_{rCAP} \cdot p \cdot (2\pi \cdot l_{FS} \cdot R) \cdot \frac{R}{l_{istCS}} \sum_{g=0}^{n_\varphi-1} \sum_n \sum_u \left[n \cdot Dw_c(n) \cdot I_u \cdot \left(C_{IAP}(n) + D_{IAP}(n) \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R} \right)^{n \cdot p + 1} \right) \cdot \sin \left(n \cdot p \cdot \Theta_{RS}(t) - n \cdot g \cdot \frac{2\pi}{n_\varphi} \right) \cdot \sin \left(u \cdot \omega_1 \cdot t - \varphi_u - g \cdot \frac{2\pi}{n_\varphi} \right) \right] \quad (2.35)$$

La validation de la modélisation (équation 2.35) se fera dans le paragraphe 2.2.8 après introduction d'une méthode originale de prise en compte de la saturation. Nous comparerons alors les résultats obtenus par rapport aux mesures expérimentales.

2.2.7/ MODÉLISATION ÉLECTROMÉCANIQUE

L'objectif principal de la modélisation électromécanique est de fournir les caractéristiques électriques qui permettent de réaliser un point de fonctionnement spécifié en données d'entrée. Le modèle utilise d'une part la modélisation présentée dans les paragraphes précédents, et d'autre part, la modélisation des résistances et inductances de phase. Dans ce paragraphe, nous nous contentons

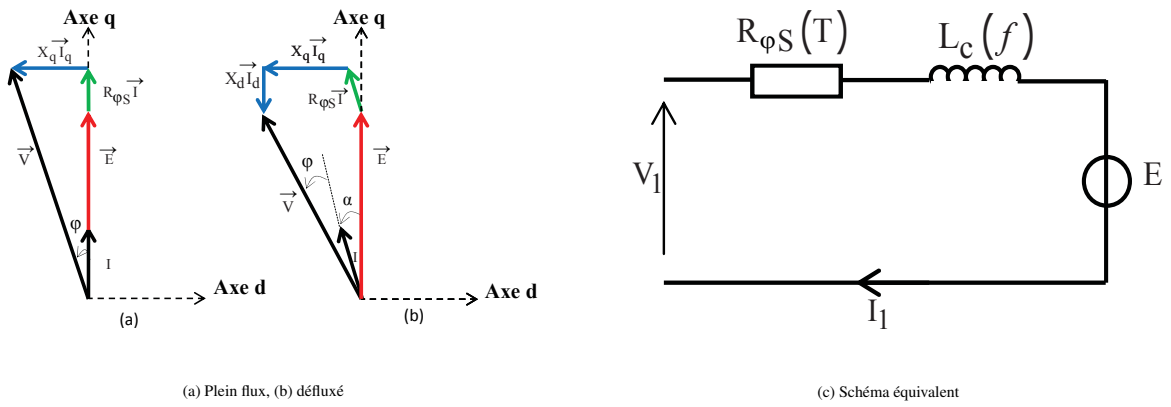


FIGURE 2.6 – Diagramme de Fresnel et schéma équivalent monophasé au fondamental [3]

de développer la méthode de calcul des courants au stator. Le calcul des résistances ($R_{\varphi S}$, R_{AP}) et des inductances ($L_c(f)$) sera présenté dans le paragraphe suivant.

$$V_1 = R_{\varphi S} \cdot I_1 + j \cdot L_c(f) \cdot \omega_1 \cdot I_1 + E \quad (2.36)$$

$$E = E_d + j \cdot E_q = j \cdot E_q \quad (2.37)$$

$$V_1 = V_d + j \cdot V_q = (R_{\varphi S} \cdot I_d - L_c(f) \cdot \omega_1 \cdot I_q) + j \cdot (R_{\varphi S} \cdot I_q + L_c(f) \cdot \omega_1 \cdot I_d + E_q) \quad (2.38)$$

$$I_1 = I_d + j \cdot I_q \quad (2.39)$$

Les données d'entrée du modèle électromécanique sont la vitesse de fonctionnement, le couple, la puissance nécessaire ainsi que l'alimentation (tension du Bus, type de MLI). Le courant I_q est calculé comme suit :

$$I_q = \frac{2 \cdot C_u}{3 \cdot p \cdot \frac{\max(E_g(g,t) |_{n=1})}{\omega_1}} = \frac{2 \cdot C_u}{3 \cdot p \cdot \psi_{AP}} \quad (2.40)$$

Une fois le courant I_q calculé, nous déterminons le mode de fonctionnement (plein flux, ou défluxé) selon la valeur de la tension V_1 (Pour $I_d = 0$) par rapport à la tension maximale délivrée par l'onduleur V_{max} .

- Si $|V_1| < V_{max}$ alors nous sommes en mode plein flux.
- Dans le cas contraire, nous devons calculer le courant direct I_d à injecter pour que $|V_1| = V_{max}$.

$$V_{max} = \frac{4}{\pi} \frac{V_{bus}}{2} \quad (2.41)$$

Pour déterminer le courant I_d nécessaire au défluxage, nous procédons comme suit :

$$V_{max}^2 = V_1^2 = (R_{\varphi S} \cdot I_d - L_c(f) \cdot \omega_1 \cdot I_q)^2 + (R_{\varphi S} \cdot I_q + L_c(f) \cdot \omega_1 \cdot I_d + E_q)^2 = a \cdot I_d^2 + b \cdot I_d + c \quad (2.42)$$

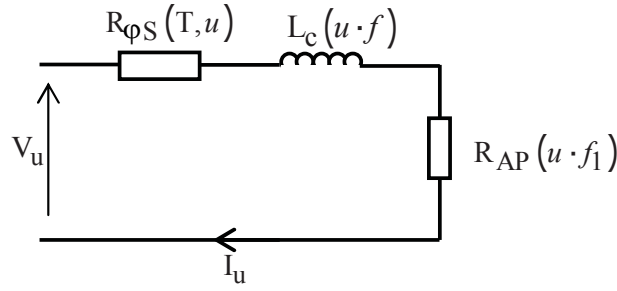


FIGURE 2.7 – Schéma équivalent monophasé harmonique

Après résolution de l'équation 2.42, nous obtenons deux solutions et nous choisirons celle avec la plus faible valeur absolue.

$$I_d = \frac{(-b \pm \sqrt{b^2 - 4.a.c})}{2.a} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} a = [L_c(f) \cdot \omega_1]^2 + R_{\varphi S}^2 \\ b = 2.L_c(f) \cdot \omega_1 \cdot E \\ c = [L_c(f) \cdot \omega_1 \cdot I_q]^2 + [E + R_{\varphi S} \cdot I_q]^2 - V_1^2 \end{cases} \quad (2.43)$$

Une fois le courant I_d calculé, nous pouvons déterminer (équations 2.39 et 2.38) le courant et la tension de phase fondamentales pour n'importe quel point de fonctionnement.

2.2.7.1/ CALCUL DES HARMONIQUES DE COURANT DE PHASE

sont calculés à partir des harmoniques de la tension simple de phase (décomposition harmonique selon la MLI d'alimentation) et du schéma équivalent monophasé harmonique (Figure 2.7).

$$I_u = \frac{V_u}{Z_u} = \frac{V_u}{R_{\varphi S}(T_{cuS}, u) + R_{AP}(u.f_S) + j.u.L_c(u.f_S)} \quad (2.44)$$

2.2.7.2/ CALCUL DES RÉSISTANCES DE PHASE

Dans les machines électriques, les pertes par effet Joule étant souvent les plus importantes [60], il est donc primordial de bien évaluer les valeurs des résistances électriques pour avoir de bonnes estimations des échauffements produits dans la machine. Ces résistances dépendent à la fois des paramètres géométriques des conducteurs, des matériaux utilisés mais aussi des températures et fréquences de fonctionnement. Dans ce paragraphe, nous allons présenter succinctement la méthode de calcul des résistances au stator avec la prise en compte des effets fréquentiels.

Comme les effets fréquentiels sont bien plus importants dans la partie du cuivre confinée dans la tôle statorique [61] [3], nous négligeons ces effets dans la partie hors fer du bobinage (têtes de bobines).

$$R_{\varphi S}(T_{cu}) = K_{RSh}(T_{cu}, u) \cdot R_{SDC}(T_{cu}) + R_{tb}(T_{cu}) \quad (2.45)$$

Avec $K_{RSh}(T_{cu}, u)$ le coefficient d'augmentation de la résistance due aux effets fréquentiel, R_{SDC} la et R_{tb} la résistance d.

$$R_{SDC} = \rho_{cuS}(T_{cu}) \cdot \frac{n_{s\varphi} \cdot 2 \cdot l_{FS}}{n_{vpara} \cdot n_{filparaCuS} \cdot S_{cuS}} \quad (2.46)$$

$$R_{tb}(T_{cu}) = \rho_{cuS}(T_{cu}) \cdot \frac{n_{s\varphi} \cdot 2 \cdot (l_{cuS} - l_{FS})}{n_{vpara} \cdot n_{filparaCuS} \cdot S_{cuS}} \quad (2.47)$$

$$\rho_{cuS}(T_{cu}) = \rho_{cuS20} \cdot [1 + \alpha_{cuS} \cdot (T_{cu} - 20^\circ\text{C})] \quad (2.48)$$

$(l_{cuS} - l_{FS})$ est la longueur de la partie hors fer du bobinage qui dépend de la forme (géométrie) des têtes de bobines.

$$K_{RS h}(T_{cu}, u) = \frac{2 \cdot n_{cues}^2 + 1}{3} \cdot \Psi_{1h}(T_{cu}, u) - \frac{2 \cdot (n_{cues}^2 - 1)}{3} \cdot \Psi_{2h}(T_{cu}, u) - n_{\varphi} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot p \cdot y_{bob}}{n_{eS}}\right) \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{\pi}{n_{\varphi}}\right)\right) \cdot \left(\frac{n_{cues}}{2}\right)^2 \cdot (\Psi_{1h}(T_{cu}, u) - \Psi_{2h}(T_{cu}, u)) \quad (2.49)$$

où $\Psi_{1h}(T_{cu}, u)$, et $\Psi_{2h}(T_{cu}, u)$ sont des fonctions liées aux effets fréquentiels telles que [3] :

$$\Psi_{1h}(T_{cu}, u) = k_{pau} \cdot \frac{\sinh(k_{pau}) \cdot \cosh(k_{pau}) + \sin(k_{pau}) \cdot \cos(k_{pau})}{\sinh(k_{pau})^2 + \sin(k_{pau})^2} \quad (2.50)$$

$$\Psi_{2h}(T_{cu}, u) = k_{pau} \cdot \frac{\sinh(k_{pau}) \cdot \cos(k_{pau}) + \sin(k_{pau}) \cdot \cosh(k_{pau})}{\sinh(k_{pau})^2 + \sin(k_{pau})^2} \quad (2.51)$$

avec $k_{pau} = \frac{h_{cuS}}{\delta_{cuS}(T_{cu}, u)}$, et $\delta_{cuS}(T_{cu}, u)$ l'épaisseur de peau due au flux de fuite dans un conducteur rectangulaire placé dans une encoche, de sorte que :

$$\delta_{cuS}(T_{cu}, u) = \sqrt{\frac{\rho_{cuS}(T_{cu}) \cdot l_{eS} \cdot h_{cuS}}{\mu_0 \cdot \pi \cdot u \cdot f_S \cdot h_{eS} \cdot l_{cuS}} \cdot n_{cues}} \quad (2.52)$$

2.2.7.3/ MODÉLISATION DES INDUCTANCES DE LA MACHINE

Dans ce paragraphe, nous utilisons la méthode développée par [55]. Nous nous contentons de présenter l'expression finale de l'inductance. Comme mentionné dans le paragraphe 2.2.2 (calcul des constantes d'intégration), l'auteur met en évidence l'existence de deux états magnétiques (basse et haute fréquence). L'inductance basse fréquence est celle qui caractérise la machine lorsque la réaction magnétique des courants de Foucault induits au rotor est négligeable. L'inductance haute fréquence est celle qui caractérise la machine lorsque la réaction magnétique du rotor est prépondérante.

L'auteur détermine les inductances propres et mutuelles à partir des potentiels vecteurs calculés précédemment. Une fois ces formules déterminées, l'auteur réalise un ensemble de simulations EF pour déterminer le profil de l'inductance en fonction de la fréquence et de la segmentation des aimants (Figure 2.8).

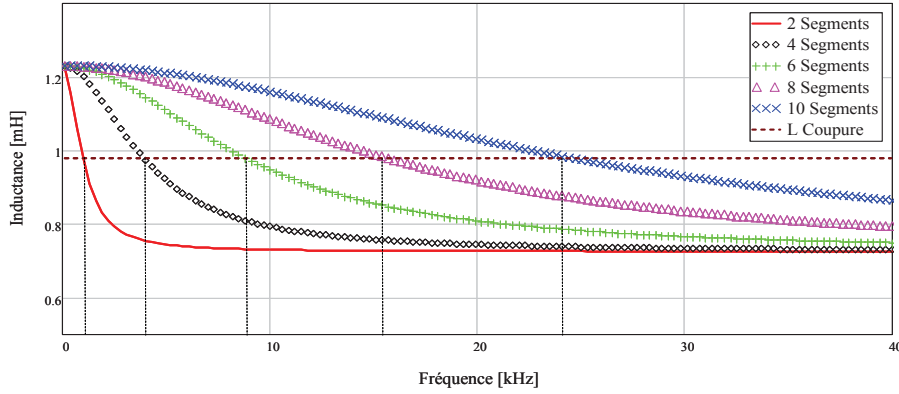


FIGURE 2.8 – Profil de l'inductance en fonction de la fréquence et de la segmentation [3]

$$L_{(BF,HF)} = \pi \cdot \mu_0 \cdot l_{FS} \cdot \left(\frac{R_{intCS}}{l_{istS}} \right)^2 \cdot \sum_{n \text{ imapre}} X_{(BF,HF)}(n) \cdot Dw_c(n)^2 \quad (2.53)$$

$$M_{(BF,HF)} = \pi \cdot \mu_0 \cdot l_{FS} \cdot \left(\frac{R_{intCS}}{l_{istS}} \right)^2 \cdot \sum_{n \text{ imapre}} X_{(BF,HF)}(n) \cdot Dw_c(n)^2 \cdot \cos \left(n \cdot (g - h) \cdot \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.54)$$

$$X_{BF}(n) = \frac{1}{n \cdot p} \frac{\left[\left(\frac{R_{intR}}{R_{AP}} \right)^{-(n \cdot p + 1)} + \left(\frac{R_{intR}}{R_{intCS}} \right)^{(n \cdot p - 1)} \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{(n \cdot p + 1)} \right]}{\left[\left(\frac{R_{intR}}{R_{AP}} \right)^{-(n \cdot p + 1)} - \left(\frac{R_{intR}}{R_{intCS}} \right)^{(n \cdot p - 1)} \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{(n \cdot p + 1)} \right]} \quad (2.55)$$

$$X_{HF}(n) = -\frac{1}{n \cdot p} \frac{\left[\left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{2 \cdot n \cdot p} - 1 \right]}{\left[\left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{2 \cdot n \cdot p} + 1 \right]} \quad (2.56)$$

$$L_{c(BF,HF)} = (L_{BF} + L_{fT}) - M_{(BF,HF)} \quad (2.57)$$

On peut alors constater que les inductance basse fréquence L_{BF} et haute fréquence L_{HF} sont inchangées quel que soit le niveau de la segmentation. L'auteur définit alors une inductance de coupure comme suit :

$$L_{Coupure} = \frac{L_{BF} + L_{HF}}{2} \quad (2.58)$$

L'auteur détermine alors la fréquence de coupure (fréquence pour laquelle l'inductance de coupure est atteinte) propre à chaque niveau de segmentation (voir Figure 2.8), puis détermine les profondeurs de peau (δ) correspondantes à ces fréquences.

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho_{AP}}{\omega \cdot \mu_0 \cdot \mu_{rAP}}} \quad (2.59)$$

Une fois la profondeur de peau déterminée pour chaque fréquence de coupure correspondant à un niveau de segmentation, l'auteur cherche une corrélation empirique entre ces profondeurs de peau et une dimension caractéristique des aimants.

$$\delta = \frac{l_{seg}}{k} \quad \text{avec } k = 3.3 \quad (2.60)$$

Une fois cette corrélation déterminée, nous pouvons déduire l'expression de la fréquence de coupure telle que :

$$f_c = \frac{k^2 \cdot \rho_{AP}}{l_{seg}^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_{rAP}} \quad (2.61)$$

Enfin, l'auteur propose la formulation suivante pour l'inductance en fonction de la fréquence :

$$L_c = \frac{L_{cBF} - L_{cHF}}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} + L_{cHF} \quad (2.62)$$

2.2.7.4/ MODÉLISATION DE LA RÉSISTANCE ÉQUIVALENTES DES AP

Les AP peuvent être le siège de pertes par courants de Foucault qui peuvent conduire à des échauffements élevés. Nous modélisons ces pertes en plaçant une résistances dans le circuit électrique équivalent. Dans nos travaux, nous reprenons la modélisation développée par [56], et nous nous contentons de donner l'expression finale de la résistance modélisant les pertes dans les AP en considérant les hypothèses suivantes :

- le modèle est en deux dimensions, et on ne tient pas compte de la direction axiale
- les circuits ferromagnétiques du rotor et du stator ont des perméabilités infinies, et le stator est supposé sans encoches
- Les courants statoriques sont représentés par une densité linéique localisée à la surface du stator.

$$R_{eqAP}(f_u) = l_{FS} \cdot p \cdot n_{seg} \cdot \frac{\omega_1^2 \cdot R_{AP}^2}{\rho_{AP}} \cdot \sum_n \left[\frac{G_2(n) \cdot \Theta_{AP}}{4 \cdot n_{seg}} - \left(-\frac{G_1(n)}{n \cdot p} \cdot \sin\left(\frac{n \cdot p \cdot \Theta_{AP}}{2 \cdot n_{seg}}\right) \right)^2 \right. \\ \left. \frac{2n_{seg}}{\Theta_{AP} \cdot (R_{AP}^2 - R_{imR}^2)} \right] \cdot \sum_g^{n_\varphi-1} \sum_g^{n_\varphi-1} \left[\frac{(n \cdot p \cdot \Omega_1 \pm 2 \cdot \pi \cdot f_u)^2}{2} \cdot \cos\left(\left(n \pm \frac{f_u}{f_1}\right) \cdot (g \pm g) \cdot \frac{2\pi}{n_\varphi}\right) \cdot \frac{2\pi \cdot \Theta_{AP}}{\Omega_1 \cdot n_{seg}} \right] \quad (2.63)$$

2.2.8/ MÉTHODE DE PRISE EN COMPTE DE LA SATURATION

Dans les calculs précédents, nous avons fait l'hypothèse de la linéarité des matériaux magnétiques au rotor et au stator et avons supposé que leurs perméabilités magnétiques étaient infinies. Or ces hypothèses ne sont plus valables au-delà d'un certain niveau d'induction. Pour n'importe quelle machine électrique, la saturation magnétique se produit dans les matériaux ferromagnétiques et influe considérablement les performances. Par exemple, elle réduit l'inductance magnétisante dans les machines asynchrones [62], ou pour la même force magnétomotrice, elle réduit la valeur du couple fournie par la machine [63].

Le principe de la méthode consiste à corriger l'épaisseur effective d'entrefer par le biais d'un coefficient de saturation K_{sat} de manière identique au coefficient de Carter [64], ce qui est relativement classique. Toutefois, l'originalité de la méthode vient de la manière dont nous déterminons l'état

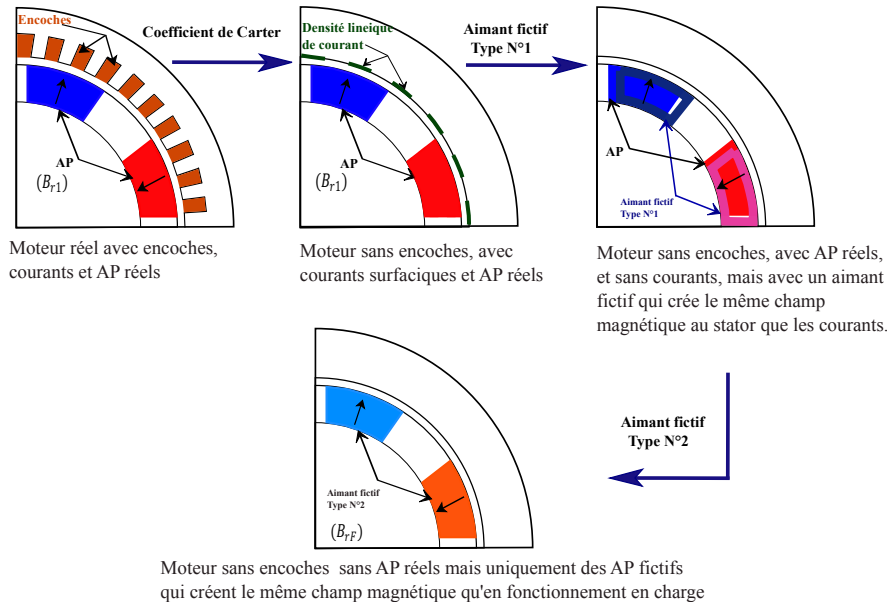


FIGURE 2.9 – Méthodologie de définition de l'AP fictif

magnétique de la machine en charge. En effet, au lieu d'utiliser directement les inductions dues aux courants, ce qui complique l'approche proposée, nous définissons un premier *AP fictif* qui, placé au rotor, crée le même état magnétique que celui créé par les courants statoriques, puis, un second *AP fictif* qui sera la superposition du premier AP fictif et de l'AP réel (voir Figure 2.9). Cela permet d'utiliser le modèle à vide pour traiter le fonctionnement en charge.

2.2.8.1/ CALCUL DE L'AP FICTIF

Pour mettre en équations cette méthode et sachant que la région qui sature le plus se situe au niveau dents statoriques, nous faisons l'hypothèse que le fondamental spatio-temporel de l'induction magnétique est à l'origine de la saturation de la machine et que les harmoniques n'y contribuent que très faiblement.

$$B_{FdS}(r, t) = \frac{\tau_{odp} \cdot \pi}{l_{dS}(r)} \cdot R_{intCS} \cdot \left[B_{rCAP} \cdot K_{od}(1) \cdot \left(C_{IAP}(1) + D_{IAP}(1) \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{p+1} \right) \cdot \cos(p \cdot \Theta_{RS}(t)) + I_u \cdot K_{od}(1) \cdot \left(C_{intIC}(1) + D_{intIC}(1) \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{p+1} \right) \cdot \sum_{g=0}^{n_\varphi-1} \sin\left(\omega_1 \cdot t - g \cdot \frac{2 \cdot \pi}{n_\varphi}\right) \cdot \sin\left(p \cdot \left(g \cdot \frac{2 \cdot \Theta_p}{n_\varphi} - \Theta_x\right)\right) \right] \quad (2.64)$$

L'équation 2.64, est réécrite sous la forme $B_{FdS}(r, t) = B_1 \cdot \exp(j \cdot p \cdot \Theta_{RS0}) + B_2 \cdot \exp(j \cdot \omega_1 \cdot t)$ puis sous la forme $B_{FdS}(r, t) = Re_{B_{FdS}} + j \cdot Im_{B_{FdS}}$, de façon à déterminer facilement $B_{APF_{max}}$ et φ_{APfic} de l'équation 2.65

$$B_{APFic}(r) = B_{APF_{max}}(r) \cdot \cos(\omega_1 \cdot t + \varphi_{APfic}) \quad (2.65)$$

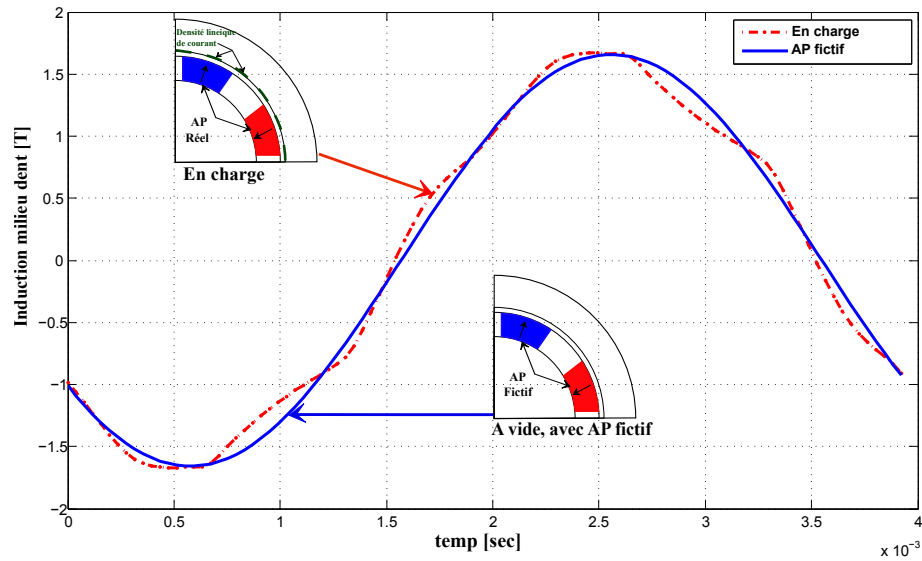


FIGURE 2.10 – Comparaison des inductions dans les dents stator (1) en charge (2) aimants fictifs

$$B_{APF_{max}}(r) = \sqrt{Re_{B_{FdS}}^2 + Im_{B_{FdS}}^2}$$

$$\varphi_{APfic} = \pi + \arctan\left(\frac{Im_{B_{FdS}}}{Re_{B_{FdS}}}\right)$$

Pour finaliser la modélisation utilisant l'aimant fictif, nous proposons de lui attribuer une induction rémanente propre obtenue par le rapport du maximum de l'induction fictive et du maximum de l'induction magnétique à vide donnée par l'équation 2.27.

$$B_{rFic} = \frac{B_{APF_{max}}(R_{md})}{B_{APdS}(R_{md}) \cdot k_{hespace}} \quad (2.66)$$

où $k_{hespace}$ est un coefficient de prise en compte des harmoniques d'espace :

$$k_{gespace} = \frac{K_{od}(1) \cdot \left[C_{IAP}(1) + D_{IAP}(1) \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{imCS}} \right)^{p+1} \right]}{\sum_n K_{od}(n) \cdot \left[C_{IAP}(n) + D_{IAP}(n) \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{imCS}} \right)^{n \cdot p+1} \right]}$$

Afin de valider la relation 2.65, nous comparons l'allure de l'induction magnétique au milieu des dents statoriques en charge, à celle obtenue avec l'aimant fictif (Figure 2.10).

2.2.8.2/ CALCUL DU COEFFICIENT DE SATURATION K_{sat}

Nous supposons que les AP sont la seule source de champ magnétique, puis le théorème d'Ampère est appliqué le long des lignes de flux (Figure 2.11) :

$$\int_{entre\ fer} \vec{H} \cdot d\vec{l} + \int_{aimant} \vec{H} \cdot d\vec{l} + \int_{fer} \vec{H} \cdot d\vec{l} = 0 \quad (2.67)$$

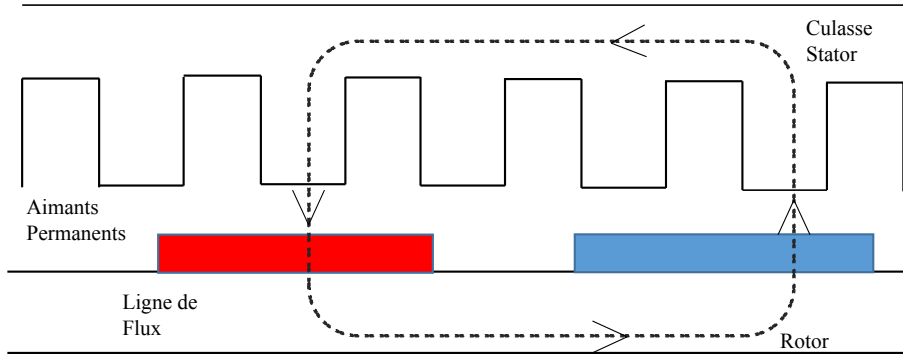


FIGURE 2.11 – Ligne de flux principal MSAPMS

$$K_{sat} = \frac{AT_{fer} + AT_{AP} + AT_g}{AT_{AP} + AT_g} = \frac{\int_{aimant} \left(\vec{H} + \frac{\vec{B}_{rAP}}{\mu_{rAP} \cdot \mu_0} \right) \cdot d\vec{l} + \int_{entrefer} \vec{H} \cdot d\vec{l} + \int_{fer} \vec{H} \cdot d\vec{l}}{\int_{aimant} \left(\vec{H} + \frac{\vec{B}_{rAP}}{\mu_{rAP} \cdot \mu_0} \right) \cdot d\vec{l} + \int_{entrefer} \vec{H} \cdot d\vec{l}} \quad (2.68)$$

En utilisant la même méthodologie que pour le coefficient de Carter :

$$B_g = \frac{\frac{e_{AP}}{\mu_{rAP}} \cdot B_{rAP20}}{K_{sat} \cdot \left(e_g + \frac{e_{AP}}{\mu_{rAP}} \right)} = \frac{\frac{e_{AP}}{\mu_{rAP}} \cdot B_{rAP20}}{k_{sat} \cdot e_{geffC}}$$

Le rayon d'alésage corrigé par les coefficients de Carter et de saturation s'écrit alors :

$$R_{intCsatS} = R_{intS} + (K_{sat} \cdot K_C - 1) \cdot e_{geff} \quad (2.69)$$

L'induction magnétique dans l'entrefer dépend de K_{sat} , donc le flux magnétique aussi dépend de K_{sat} . D'après le principe de conservation du flux, les inductions sont aussi dépendants de K_{sat} , de même que les champs et les AT dans les AP et le fer. À partir de là, ce dernier sera alors calculé de manière itérative en utilisant l'équation 2.70.

$$K_{sat} = 1 + \frac{AT_{fer}(K_{sat})}{AT_{entrefer}(K_{sat}) + AT_{aimants}(K_{sat})} \quad (2.70)$$

Enfin, la procédure de prise en compte de la saturation se résume dans la Figure 2.12. Afin de valider la méthode, nous comparons les résultats du modèle avec les mesures expérimentales effectuées sur une machine de 12 pôles, 72 encoches.

Nous utilisons le modèle analytique pour prédire le courant statorique nécessaire pour obtenir le couple mesuré pour plusieurs régimes de fonctionnement. Puis, nous comparons ces courants avec les courants mesurés. Cette démarche est faite avec et sans prise en compte de la saturation. Le Tableau 2.1 présente les régimes de fonctionnement mesurés. La Figure 2.13.a montre les résultats du modèle avec et sans prise en compte de la saturation, la Figure 2.13.b les erreurs relatives.

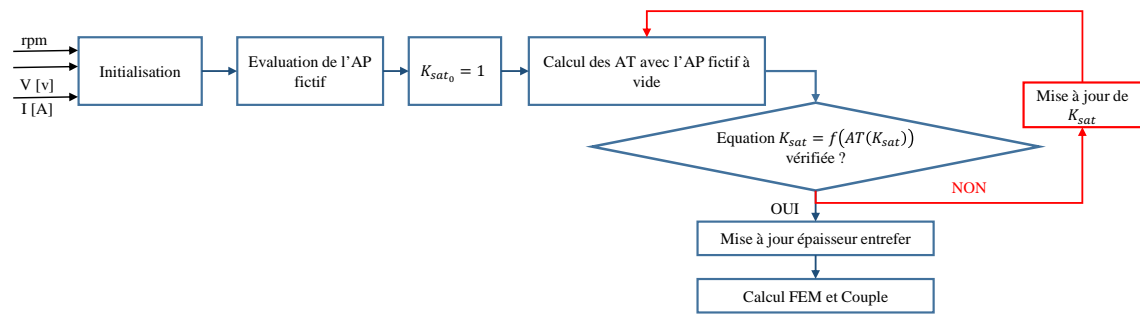
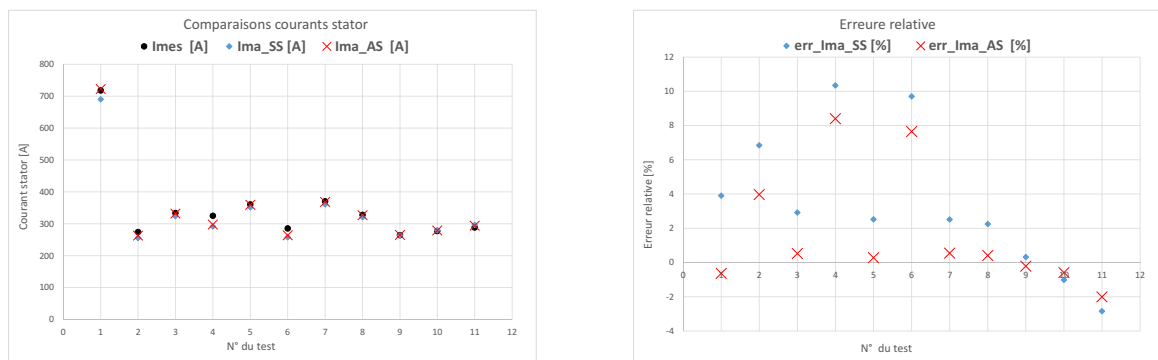


FIGURE 2.12 – Prise en compte de la saturation

N° du test	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Vitesse [rpm]	843	998	2002	2425	2525	2525	2525	2746	3200	4000	4499
Cu [N.m]	4045.8	1506.1	1901.3	2051.2	1514.1	1703	2083.1	1812	1344.2	1076.2	954

TABLEAU 2.1 – Points de fonctionnement utilisés pour la validation du modèle analytique des MSAPMS



(a) Comparaison courants stator

(b) Erreur relative sans et avec prise en compte de la saturation

FIGURE 2.13 – Validation de la méthode de prise en compte de la saturation MSAPMS

Dans la Figure 2.13, $Imes$, Ima_{SS} et Ima_{AS} représentent respectivement le courants statoriques mesurés, le courants statoriques calculés sans prise en compte de la saturation et avec prise en compte de la saturation.

$$erreur_{relativeIs} = \frac{Imes - I_{simulation}}{Imes}$$

Nous remarquons que le modèle analytique sans prise en compte de la saturation a tendance à sous-estimer la valeur nécessaire du courant dans les régimes saturés (point 1, 2). Par contre, le modèle avec la prise en compte de la saturation a tendance à mieux prédire le courant statorique nécessaire pour produire le couple demandé. L'originalité de cette méthode est que le fonctionnement en charge est remplacé par un fonctionnement à vide qui simplifie le calcul des AT et du coefficient de saturation. Un autre avantage de cette méthode et modèle en général est le temps de simulation faible ($< 0.05 \text{ sec}$ pour un régime). Ce dernier avantage sera mieux apprécié dans les chapitres 4 et 5 quand nous évoquerons les simulations/optimisations sur des cycles de fonctionnement de plusieurs milliers de points de fonctionnement.

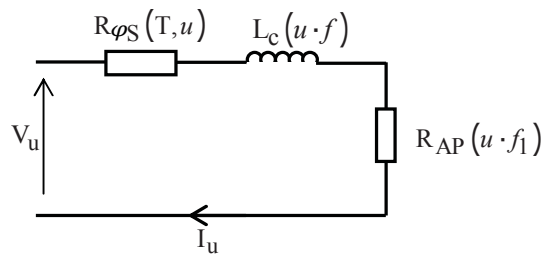


FIGURE 2.14 – Schéma électrique équivalent harmonique.

2.2.9/ CALCUL DES PERTES

La connaissance précise des échauffements produits dans la machine est directement dépendante de la bonne estimation des pertes générées. Dans ce paragraphe, nous présentons les méthodes utilisées pour l'évaluation des pertes. La validation de ces différentes méthodes se fera dans les chapitres 3, 4, et 5.

Les pertes dans les MSAPMS peuvent être classées en trois grands groupes [60] des plus importantes aux plus faibles :

- pertes dans le circuit électrique : causées par la circulation des courants d'alimentation dans le bobinage statorique. Ces pertes par effet Joule sont proportionnelles au carré du courant.
- Pertes dans le circuit magnétique : ce sont les pertes causées par les courants de Foucault et les phénomènes d'hystérésis dans les tôles ferromagnétiques, et les courants de Foucault dans les AP dues aux effets de dentures, et aux harmoniques spatiales et temporelles de la FMM statorique.
- Pertes mécaniques : ce sont les pertes dues aux divers frottements qui se produisent dans la machine (parties tournantes avec l'air, dans les roulements).

2.2.9.1/ PERTES DANS LE BOBINAGE

La modélisation de ces pertes est basée sur la modélisation des résistances électriques (équation 2.45) et l'hypothèse que les pertes harmoniques totales sont égales à la somme des pertes de chaque harmonique pris séparément.

$$P_{JS}(T_{cu}) = n_{\varphi} \cdot \sum_u R_{\varphi S}(T_{cu}, u) \cdot \left(\frac{I_u}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (2.71)$$

2.2.9.2/ PERTES FER

Comme mentionné supra, les pertes fer dans une machine sont localisées dans le circuit magnétique et plus particulièrement au stator, car au, rotor, l'induction magnétique ne varie que très faiblement du fait que les AP sont liés à ce dernier. Ces pertes sont créées par les variations de l'induction magnétique générée par les AP et les courants d'alimentation statoriques. Comme pour le cas des pertes par effet Joule, nous supposons que les pertes harmoniques totales sont équivalentes à la somme des pertes de chaque harmonique.

Dans cette partie, nous utilisons un algorithme d'interpolation/extrapolation des pertes spécifiques données par les constructeurs pour calculer les pertes fer en fonctionnement (Figure 2.15) :

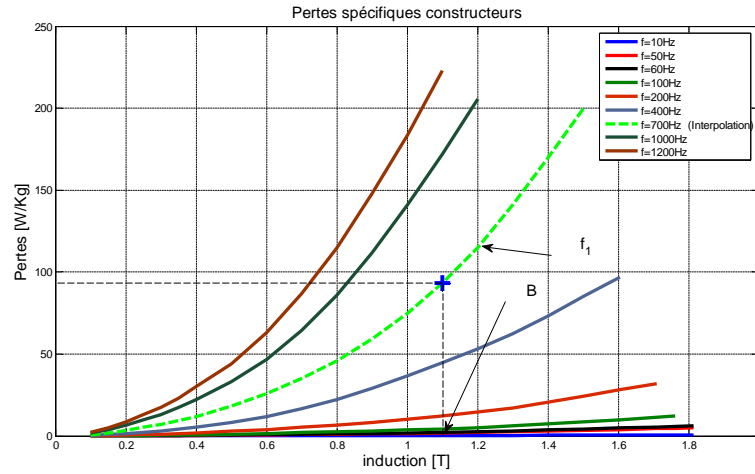


FIGURE 2.15 – Courbe des pertes spécifiques des tôles en fonction de la fréquence et de l'induction

$$P_{spécifiques} = m \cdot \text{InterpolationExtrapolation}(B, f_1, \text{Perte}_{constructeur}) \quad (2.72)$$

Pour l'ensemble des harmoniques :

$$P_{FT} = m \cdot \sum_n \text{InterpolationExtrapolation}(B_n, n \cdot f_1, \text{Perte}_{constructeur}) \quad (2.73)$$

2.2.9.3/ PERTES DANS LES AP

Les échauffements produits dans les AP augmentent leur température. Cette augmentation de température peut être très dommageable, par exemple, si la température de Curie est atteinte. Dans ce cas, les AP peuvent perdre complètement leur magnétisations.

Les pertes dans les AP sont de deux natures différentes :

- les pertes dues à la variation de la reluctance provoquée par la denture statorique [22] [21],
- les pertes dues aux harmoniques de la FMM causées par la distribution spatiale des bobines et des harmoniques temporels des courants [21] [3].

Cette étape du développement fait appel directement à la modélisation de la résistance équivalente harmonique des AP donnée précédemment (équation 2.63).

$$P_{AP} = \sum_n R_{eqAP}(u, f_s) \cdot I_u^2 \quad (2.74)$$

2.2.9.4/ PERTES MÉCANIQUES

Les pertes mécaniques sont dues principalement aux frictions dans les roulements et avec l'air autour des parties tournantes. Les pertes dans les roulements dépendent de la vitesse de rotation de l'arbre mécanique, du type de roulement, des propriétés du lubrifiant ainsi que de la charge supportée.

Type	μ_{frot}
Roulements rigides à billes	0,0015
Roulements à billes à contact oblique	
– à une rangée	0,0020
– à deux rangées	0,0024
Roulements à rotule sur billes	0,0010
Roulements à aiguilles avec cage	0,0020
Roulements à rouleaux coniques (roulements à rouleaux)	0,0018
Roulements à rotule sur rouleaux	0,0018
Roulements à rouleaux avec cage	0,0016

TABLEAU 2.2 – Coefficient de friction des roulements

$$P_{roulement} = 0.5\Omega_r \cdot \mu_{frot} \cdot F \cdot d_{roul} \quad (2.75)$$

avec : Ω_r la vitesse de rotation du rotor, μ_{frot} le coefficient de friction que nous calculons à l'aide du Tableau 2.2, F la charge en [N] et d_{roul} le diamètre moyen du roulement.

Les pertes aérodynamiques deviennent de plus en plus importantes avec l'augmentation de la vitesse de rotation du rotor. Ces pertes sont la conséquence des frottements entre la surface externe du rotor et le gaz environnant. Dans la zone de l'entrefer, ces pertes se calculent comme suit :

$$P_{aero1} = \frac{1}{32} \cdot k_{rugo} \cdot C_{M1} \cdot \pi \cdot \rho_{air} \cdot \Omega_r^3 \cdot d_{extR}^4 \cdot l_{FR} \quad (2.76)$$

avec : k_{rugo} est le coefficient de rugosité de la surface du rotor (entre 1 et 1.4), ρ_{air} est la densité de l'air, C_{M1} est un coefficient de couple déterminé par des mesures en règle générale avec :

$$R_{eg} = \frac{\rho_{air} \cdot \Omega_r \cdot d_{extR} \cdot e_g}{2\mu_r} \quad (2.77)$$

où μ_r [Pa.s] est la viscosité dynamique de l'air.

$$\begin{cases} C_{M1} = 10 \frac{\left(\frac{2e_g}{d_{extR}}\right)^{0.3}}{R_{eg}} & \text{pour : } R_{eg} \leq 64 \\ C_{M1} = 10 \frac{\left(\frac{2e_g}{d_{extR}}\right)^{0.3}}{R_{eg}^{0.6}} & \text{pour : } 64 < R_{eg} \leq 500 \\ C_{M1} = 10 \frac{\left(\frac{2e_g}{d_{extR}}\right)^{0.3}}{R_{eg}^{0.5}} & \text{pour : } 500 < R_{eg} \leq 10^4 \\ C_{M1} = 10 \frac{\left(\frac{2e_g}{d_{extR}}\right)^{0.3}}{R_{eg}^{0.2}} & \text{pour : } R_{eg} > 10^4 \end{cases} \quad (2.78)$$

Les surfaces latérales du rotor sont aussi une source de frottement avec l'air environnant. Cette partie de la machine peut être modélisée comme un disque en rotation dans l'espace dont les pertes sont calculées comme suit :

$$P_{aero2} = \frac{1}{64} \cdot C_{M2} \cdot \rho_{air} \cdot \Omega_r^3 \cdot (d_{extR}^5 - d_{arbre}^5) \quad (2.79)$$

Avec :

$$\begin{cases} C_{M1} = \frac{3.87}{R_{er}^{0.5}} & \text{Pour : } R_{eg} \leq 3 \times 10^5 \\ C_{M1} = \frac{0.146}{R_{er}^{0.2}} & \text{Pour : } R_{eg} > 3 \times 10^5 \end{cases} \quad (2.80)$$

Et :

$$R_{er} = \frac{\rho_{air} \cdot \Omega_r \cdot d_{extR}^2}{4\mu_r} \quad (2.81)$$

Et enfin les pertes mécaniques totales s'expriment ainsi :

$$P_{mec} = P_{roulement} + P_{aero1} + P_{aero2} \quad (2.82)$$

2.3/ MODÉLISATION PAR SCHÉMA ÉQUIVALENT DES MAS

La MAS est de loin le type de machine électrique le plus répandu dans l'industrie [1]. Composée d'un stator et d'un rotor qui contiennent chacun un bobinage symétrique [19], une fois alimentée au stator par une source de tension triphasée symétrique de fréquence f_S , un champ magnétique tournant se crée au sein de l'entrefer. Ce champ tournant induit une différence de potentiel dans les conducteurs (bobinage ou cage) du rotor. Si ces derniers sont court-circuités, des courants circulent dans le circuit rotorique. L'interaction entre le champ tournant du stator et les courants induits du rotor produit un couple électromagnétique [16].

Dans cette partie, nous présentons la modélisation de la MAS à cage. Comme pour les MSAP, cette modélisation est le résultat de travaux de recherche menés à FEMTO-ST en collaboration avec ALSTOM. Le modèle initialement développé avec le logiciel Mathcad a été retranscrit dans le langage Matlab et adapté à nos besoins de simulations et d'optimisations sur cycles de fonctionnement ferroviaires.

Hypothèses du modèle

- Les effets tridimensionnels dans la machine sont négligés.
- Les effets de denture statorique et rotorique sont négligés.

2.3.1/ MODÉLISATION ÉLECTROMÉCANIQUE

Comme mentionné précédemment, le champ tournant créé par les courants statoriques induit des FEM dans le bobinage statorique (E_1) et la cage rotorique (E_{2g}). La fréquence de E_{2g} est f_R telle que :

$$f_R = f_S - \omega_R \cdot p = \frac{\omega_S - \omega_R}{\omega_S} \cdot \omega_S \cdot p = g \cdot f_S \quad (2.83)$$

Dans ce qui suit, uniquement l'onde fondamentale est considérée. Nous utilisons dans un premier temps la notation complexe pour le calcul du régime établi.

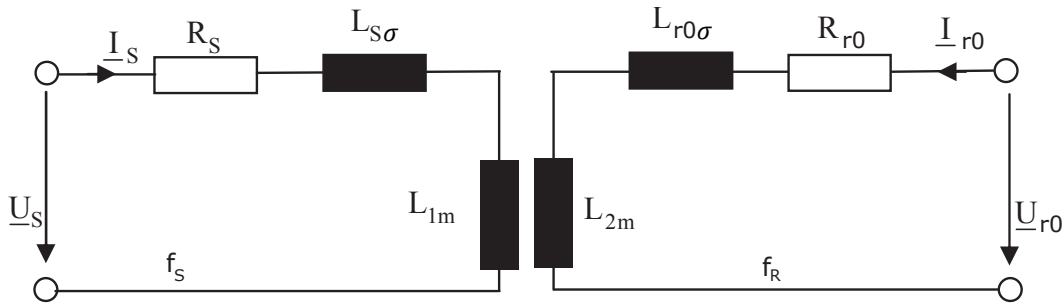


FIGURE 2.16 – Schéma équivalent d'une MAS avec un couplage magnétique entre le stator et le rotor

Etant donnée la symétrie, l'étude d'une phase est suffisante, et, en modélisant les bobinages statorique et rotorique par des résistances, inductances de fuites et magnétisantes, la machine peut alors être schématisée comme le montre la Figure 2.16

A partir du schéma équivalent de la MAS, nous écrivons les équations de tensions (en utilisant les mutuelles inductances L_{rs} et L_{sr})

$$\underline{U}_S = R_S \cdot \underline{I}_S + j \cdot \omega_S \cdot L_S \cdot \underline{I}_S + j \cdot \omega_S \cdot L_{rs} \cdot \underline{I}_{r0} \quad (2.84)$$

$$\underline{U}_{r0} = R_{r0} \cdot \underline{I}_{r0} + j \cdot \omega_R \cdot L_{r0} \cdot \underline{I}_{r0} + j \cdot \omega_R \cdot L_{sr} \cdot \underline{I}_S \quad (2.85)$$

où L_{1m} , L_{2m} sont les inductances magnétisantes du stator et du rotor :

$$L_S = L_{S\sigma} + L_{1m} \quad (2.86)$$

$$L_{r0} = L_{r0\sigma} + L_{2m} \quad (2.87)$$

À partir du schéma équivalent précédent, nous cherchons les valeurs des tension et courant dans le bobinage statorique qui auraient le même effet que les tension et courant du rotor. A ce titre, les conditions suivantes doivent être respectées

Conservation des FMM

En considérant que le nombre de phases au rotor égal le nombre d'encoches, et que le nombre de spires en série au rotor est égal à $\frac{1}{2}$ (rotor à cage)

$$\frac{n_{eR}}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\frac{1}{2} \cdot K_{bR}}{p} \sqrt{2} \cdot I_{r0} = \frac{n_\varphi}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{n_{s\varphi} \cdot K_{bS}}{p} \cdot I_R \Rightarrow I_R = I_{r0} \cdot \frac{\frac{1}{2} \cdot n_{eR} \cdot K_{bR}}{n_\varphi \cdot n_{s\varphi} \cdot K_{bS}} \quad (2.88)$$

Conservation des pertes par effet Joule

$$n_{eR} \cdot R_{r0} \cdot I_{r0}^2 = n_\varphi \cdot R_R \cdot I_R^2 \Rightarrow R_R = R_{r0} \cdot \frac{n_\varphi \cdot (2 \cdot n_{s\varphi} \cdot K_{bS})^2}{n_{eR}} \quad (2.89)$$

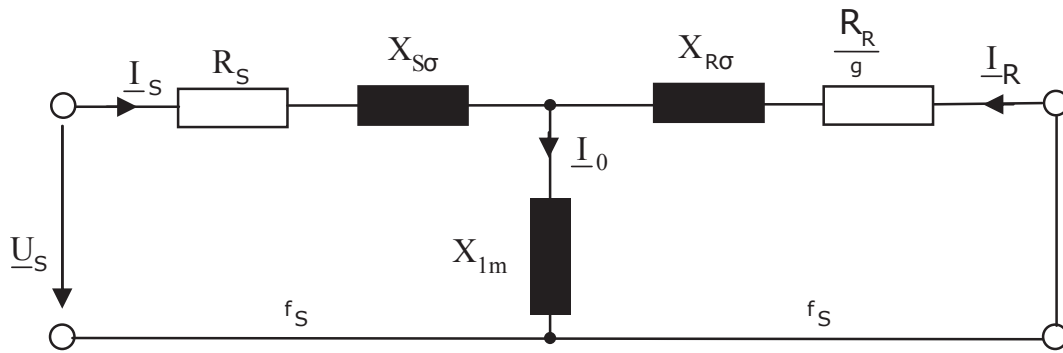


FIGURE 2.17 – Schéma équivalent d'une MAS (ramené au stator)

Conservation de l'énergie électromagnétique

Dans le cas linéaire (saturation négligeable) :

$$\begin{aligned} \frac{n_\varphi}{2} \Psi_S \cdot I_S + \frac{n_e R}{2} \cdot \Psi_{r0} \cdot I_{r0} &= \frac{n_\varphi}{2} (\Psi_S \cdot I_S + \Psi_R \cdot I_R) \Rightarrow \\ \frac{n_\varphi}{2} (L_S \cdot I_S^2 + L_{rs} I_S \cdot I_{r0}) + \frac{n_\varphi}{2} (L_{r0} \cdot I_{r0}^2 + L_{sr} \cdot I_S \cdot I_{r0}) &= \frac{n_\varphi}{2} (L_S \cdot I_S^2 + 2 \cdot L_{1m} \cdot I_S \cdot I_R + L_R \cdot I_R^2) \end{aligned} \quad (2.90)$$

D'où :

$$\begin{cases} L_R = L_{r0} \cdot \frac{n_\varphi (2 \cdot n_{s\varphi} \cdot K_{bS})^2}{n_e R} \\ L_{sr} = L_{1m} \cdot \frac{n_e R}{2 \cdot n_\varphi \cdot n_{s\varphi} \cdot K_{bS}} \\ L_{rs} = L_{1m} \cdot \frac{1}{2 \cdot n_{s\varphi} \cdot K_{bS}} \end{cases} \quad (2.91)$$

$$K_{RS} = \frac{n_\varphi (2 \cdot n_{s\varphi} \cdot K_{bS})^2}{n_e R} \quad (2.92)$$

En combinant les équations 2.88, 2.89, 2.91, avec les équations 2.84, 2.85 nous obtenons les équations du schéma équivalent ramené au stator :

$$\begin{cases} \underline{U}_S = R_S \cdot \underline{I}_S + j \cdot \omega_S \cdot L_S \cdot \underline{I}_S + j \cdot \omega_S \cdot L_{1m} \cdot \underline{I}_R \\ 0 = \frac{R_R}{g} \cdot \underline{I}_R + j \cdot \omega_S \cdot L_R \cdot \underline{I}_R + j \cdot \omega_S \cdot L_{1m} \cdot \underline{I}_S \end{cases} \quad (2.93)$$

En utilisant la formulation des réactances au stator, au rotor et magnétisante :

$$\begin{cases} X_{1m} = \omega_S \cdot L_{1m} \\ X_S = X_{S\sigma} + X_{1m} \\ X_R = X_{R\sigma} + X_{1m} \end{cases} \quad (2.94)$$

Le courant à vide (magnétisant) se calcule par :

$$\underline{I}_0 = \underline{I}_S + \underline{I}_R \quad (2.95)$$

Algorithme 3 Détermination des caractéristiques électriques d'un point de fonctionnement MAS

1. Initialisation des données d'entrée : C_{u0}, U_s, rpm
2. Initialisation $FEM_1 = U_s$ et $f_{S_1} = \frac{2\pi}{60} \cdot rpm \cdot \omega_S$
3. Tant que C_{u0} différents de C_u
 1. Calcul de $g_l = 1 - \frac{\omega_R \cdot P}{\omega_S}$
 2. Calcul du flux et induction d'entrefer : $\phi_g = \frac{\sqrt{2} \cdot FEM_i}{2\pi \cdot f_{S_i} \cdot n_{s\phi} \cdot K_{bS}}, B_g, AT_g$
 3. Calcul des inductions et Ampère-tours dans le fer
 - Induction, Ampère-tours dans les dents statoriques B_{dS}, AT_{dS}
 - Induction, Ampère-tours dans la culasse statorique B_{cS}, AT_{cS}
 - Induction, Ampère-tours dans les dents rotorique B_{dR}, AT_{dR}
 - Induction, Ampère-tours dans la culasse rotoriques B_{cR}, AT_{cR}
 - Calcul du coefficient de saturation K_{sat}
 4. Calcul de l'inductance magnétisante L_{1m}
 5. Calcul des pertes fer totales
 6. Calcul des résistances électriques
 7. Calcul des inductances de fuites
 8. Mise à jours de la $FEM, FEM_{i+1} = f(FEM_i)$
 9. Calcul des courants : I_R, I_S, I_m, I_{PF}
 10. Calcul des pertes Joule et puissance utile
 11. $C_u = \frac{P_u}{\omega_R}$
 12. $f_{S_{(i+1)}} := F(f_{S_{(i)}}), i := i + 1$
4. Calcul des pertes harmoniques
5. Fin

Et l'équation 2.93 est réécrite comme suit :

$$\begin{cases} \underline{U}_S = R_S \cdot \underline{I}_S + j \cdot X_{S\sigma} \cdot \underline{I}_S + j \cdot X_{1m} \cdot \underline{I}_0 \\ 0 = \frac{R_R}{g} \cdot \underline{I}_R + j \cdot X_{R\sigma} \cdot \underline{I}_R + j \cdot X_{1m} \cdot \underline{I}_0 \end{cases} \quad (2.96)$$

À partir de l'équation 2.96, nous déduisons le circuit équivalent de la MAS pour une phase (Figure 2.17)

Comme pour la MSAPMS, l'objectif principal de la modélisation électromécanique de la MAS est de fournir les caractéristiques électriques qui permettent de réaliser un point de fonctionnement spécifié en données d'entrée. L'algorithme 3 présente la méthode de détermination de ces caractéristiques pour un point de fonctionnement. Les détails de calcul seront donnés plus loin.

2.3.1.1/ CALCUL DES RÉSISTANCES DE PHASE

Résistances statoriques :

Le calcul des résistances statoriques des MAS est identique à celui des MSAPMS développé

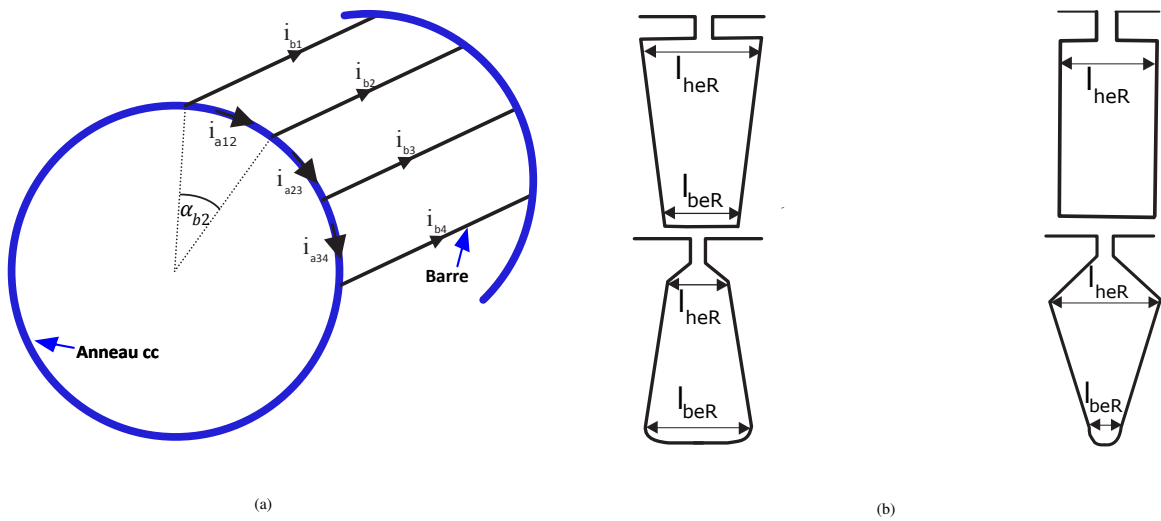


FIGURE 2.18 – Cage et encoches rotoriques MAS

dans la section 2.2.7.4.

Résistances rotoriques :

Le calcul des résistances des cages rotoriques des MAS est largement traité [19] [16] [1]. Nous nous contentons ici de présenter une des méthodes utilisées. Les résistances des barres et anneaux peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{cases} R_{cubR} = \frac{\rho_{cuR} \cdot l_{barreR}}{S_{barre}} \\ R_{cuAR} = \frac{\rho_{cuR} \cdot l_{barreR}}{S_{anneauCC}} \end{cases} \quad (2.97)$$

A noter que la section des barres rotoriques dépend de la forme géométrique de ces dernières (voir Figure 2.18.b).

En considérant la FEM dans les barres rotoriques sinusoïdale, le déphasage entre les FEM de deux barres adjacentes est $\alpha = \frac{2\pi \cdot p}{n_e R}$. Nous exprimons alors le courant dans une barre en fonction de la différence entre les courants dans les deux segments d'anneau collés à cette dernière [16].

$$I_{b_i} = I_{a_{i,(i+1)}} - I_{a_{(i-1),i}} = 2 \cdot I_a \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) = 2 \cdot I_a \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot p}{n_e R}\right) \quad (2.98)$$

Les résistances des barres et des anneaux sont transformées en une résistance équivalente (R_{cuR}) en utilisant le principe de conservation de l'énergie :

$$R_{cuR} \cdot I_b^2 = R_{cubR} \cdot I_b^2 + R_{cuAR} \cdot I_a^2 \quad (2.99)$$

En utilisant les équation 2.98 et 2.99 nous obtenons :

$$R_{cuR} = R_{cubR} + \frac{R_{cuAR}}{2 \cdot \sin^2\left(\frac{\pi \cdot p}{n_e R}\right)} \quad (2.100)$$

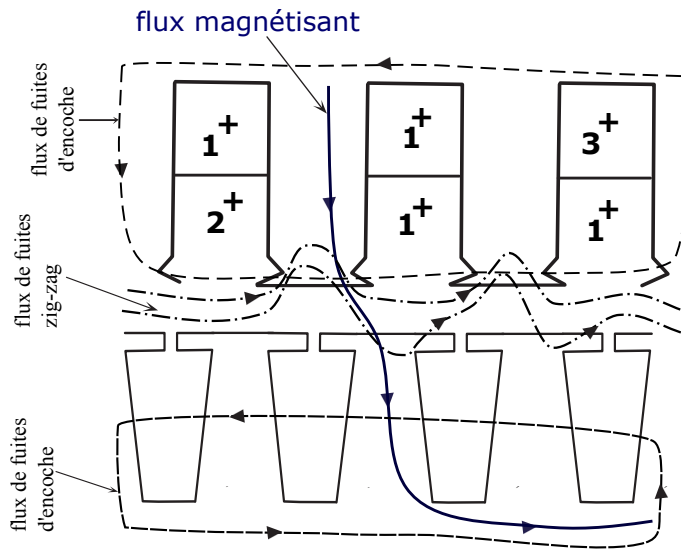


FIGURE 2.19 – Lignes de flux magnétiques dans les MAS

Pour le schéma équivalent, la résistance R_{cuR} parcourue par des courants à la fréquence rotorique est ramenée au stator comme suit :

$$R_R = R_{cuR} \cdot \frac{n_\varphi \cdot (2 \cdot n_{s\varphi} \cdot K_{bS})^2}{n_{eR}} = R_{cuR} \cdot K_{RS} \quad (2.101)$$

2.3.1.2/ CALCUL DES INDUCTANCES

Dans les MAS, les flux magnétiques produits par les courants statoriques et rotoriques ne participent pas tous à la production du couple électromagnétique. Il existe des lignes de flux qui se rebouclent autour des encoches (au stator et au rotor) ou, des têtes de bobines par exemple (voir la Figure 2.19). Nous appelons flux de fuite tout flux créé par les courants statoriques ou rotoriques et qui ne participent pas à la conversion électromécanique [3]. Les inductances électriques correspondantes à ces flux de fuite sont calculées séparément puis nous les additionnons pour obtenir les inductances de fuite totales dans le stator et le rotor. Dans notre rapport, nous nous contentons de présenter les formulations utilisées dans nos modèles. Pour plus de détails, le lecteur pourra consulter les références suivantes [16][19][1][17] [65].

Inductance de fuites d'encoche

Les inductances de fuites d'encoches sont dues aux flux qui ne traversent pas l'entrefer et qui se referment suivant des contours fermés autour des conducteurs (au stator ou au rotor).

– Au stator :

$$L_{feS} = \mu_0 \cdot n_\varphi \cdot 2 \cdot n_{ssph} \cdot \frac{2 \cdot I_{FS}}{n_{eS}} \cdot \left[1 + \cos \left(2\pi \left(0.5 - \frac{y_{bob} \cdot P}{n_{eS}} \right) \right) \right] \cdot \left(\frac{h_{istS}}{l_{istS}} + \frac{h_{clS}}{l_{clS}} \right) + K_{feS1} \cdot \frac{R_{SDC}}{2 \cdot \pi \cdot f_S} \quad (2.102)$$

– Au rotor :

$$L_{feR} = \mu_0 \cdot l_{cuR} \cdot K_{RS} \cdot \left(\frac{h_{istR}}{l_{istR}} \right) + K_{feR1} \cdot K_{RS} \cdot \frac{l_{cuR} \cdot Q_{cuR}}{S_{cuR}} \quad (2.103)$$

où K_{feS1} , K_{feR1} sont des coefficients de prise en compte des effets fréquentiels [65].

Inductance de fuites dent à dent

Les inductances de fuites dent à dent sont dues aux flux de fuites qui se referment d'une dent à une autre sans traverser l'entrefer.

– Au stator

$$L_{fddS} = \mu_0 \cdot n_\varphi \cdot n_{ssph}^2 \cdot K_{bob} \cdot \frac{4 \cdot l_{FS}}{n_{eS}} \cdot \frac{5 \cdot e_g}{5 \cdot l_{istS} + 4 \cdot e_g} \quad (2.104)$$

– Au rotor

$$L_{fddR} = \mu_0 \cdot l_{cuR} \cdot K_{RS} \cdot \frac{5 \cdot e_g}{5 \cdot l_{istS} + 4 \cdot e_g} \quad (2.105)$$

Inductances de fuites zig-zag

L'inductance de fuite zigzag est produite par la différence entre le flux réel dû au nombre fini d'encoches et celui que l'on aurait si le nombre d'encoches était infini [65]

– Au stator

$$L_{fzS} = \mu_0 \cdot n_\varphi \cdot n_{ssph}^2 \cdot K_{bob} \cdot \frac{4 \cdot l_{FS}}{n_{eS}} \cdot \frac{(y_{dS} - l_{istS})^2}{8 \cdot e_g \cdot y_{dS}} \quad (2.106)$$

– Au rotor

$$L_{fzR} = K_{RS} \cdot \frac{n_{eR}}{n_{eS}} \cdot \frac{\mu_0 \cdot \frac{(\lambda_1 + \lambda_2 - l_{eS} - l_{istR})^2}{4 \cdot (\lambda_1 + \lambda_2)} \cdot l_{FS}}{3 \cdot e_g} - L_{fzS} \quad (2.107)$$

avec $\lambda_1 = \pi \frac{d_{intS} - e_g}{n_{eS}}$ et $\lambda_2 = \pi \cdot \frac{d_{intS} - e_g}{n_{eR}}$.

Inductance de fuites des têtes de bobines au stator

L'inductance de fuite des têtes de bobines est due aux flux qui se referment autour des enroulements situés dans l'air à chaque extrémité du paquet de tôles statoriques [3].

$$L_{ftb} = \left(2 \cdot n_{ssph} \cdot K_{bob}\right)^2 \cdot \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot n_\varphi [d_{intS} + 2 \cdot (h_{istS} + h_{cls} + h_{eS})] \cdot y_{bob}}{4 \cdot p \cdot n_{eS}} \quad (2.108)$$

Inductance magnétisante

L'inductance magnétisante est due au flux principal qui participe à la conversion électromécanique. Dans nos modèles, la saturation ainsi que les effets des encoches sont prises en compte par le biais de coefficients de saturation (K_{sat}) et de Carter (K_C).

$$L_{mu} = \frac{n_\varphi \cdot K_{bob}^2 \cdot n_{ssph}^2 \cdot l_{FS} \cdot (d_{intS} - e_g) \cdot \mu_0}{\pi \cdot p^2 \cdot e_g \cdot K_C \cdot K_{sat}} \quad (2.109)$$

2.3.2/ DÉTERMINATION DES INDUCTIONS MAGNÉTIQUES

Les inductions magnétiques créées dans les dents statoriques sont supposées purement radiales et les flux de fuites négligés. Etant donnée la forme trapézoïdale des dents, les valeurs de ces inductions sont des fonctions du rayon considéré. Pour la culasse stator, les inductions sont considérées purement tangentielles donc indépendantes du rayon.

Pour le calcul des inductions dans les divers endroits de la machine, nous utilisons le principe de conservation du flux, à savoir que le flux totalisé traversant l'entrefer sous un pôle est le même que celui qui traverse l'induit denté. Et si la perméabilité du fer est supposée très grande devant celle de l'air, alors la totalité du flux est canalisée par le fer.

$$\phi_g = \frac{\sqrt{2} \cdot |FEM|}{2 \cdot \pi \cdot f_S \cdot K_{bob} \cdot n_{ssph}} \quad (2.110)$$

$$B_g = \frac{\phi_g}{S_{gp}} \cdot \alpha_i \quad (2.111)$$

où α_i est un facteur de forme, par exemple $\alpha_i = \frac{2}{\pi}$ pour une distribution sinusoïdale du flux dans l'entrefer [1].

Induction dans les dents

En supposant que la totalité du flux magnétique traversant l'entrefer est entièrement canalisé par les dents statoriques ou rotoriques (conservation du flux et flux de fuites négligeables), les inductions magnétiques dans les dents sont données par :

$$B_{dS}(r) = \frac{\phi_g}{l_{dS}(r) \cdot l_{FS} \cdot K_{foS} \cdot n_{epph} \cdot n_\varphi} \quad (2.112)$$

$$B_{dR}(r) = \frac{\phi_g}{l_{dR}(r) \cdot l_{FR} \cdot K_{foR} \cdot \frac{n_{eR}}{2 \cdot p}} \quad (2.113)$$

Induction dans les culasses

De même que pour les dents, nous supposons que la totalité du flux sous un pôle est canalisé dans le fer. Dans le développement qui suit, nous supposons que les inductions sont purement tangentielles dans cette partie de la machine et qu'en atteignant la culasse stator/rotor, le flux se sépare en deux parties égales de part et d'autre de la ligne neutre (voir Figure 2.21a). Nous pouvons alors déterminer les valeurs des inductions dans les culasses :

$$B_{cS} = \frac{\phi_g}{2 \cdot l_{FS} \cdot h_{eqcS} \cdot K_{foS}} \quad (2.114)$$

$$B_{cR} = \frac{\phi_g}{2 \cdot l_{FR} \cdot h_{eqcR} \cdot K_{foR}} \quad (2.115)$$

2.3.3/ DÉTERMINATION DES FORCES MAGNÉTOMOTRICES

Dans toutes les machines électriques, la saturation magnétique se produit dans les matériaux ferromagnétiques et influe considérablement les performances de la machine. Ainsi, elle réduit l'inductance magnétisante [62], ou pour la même force magnétomotrice, elle réduit la valeur du couple fourni par la machine [63]. La première étape pour la prise en compte de la saturation est l'évaluation des AT dans les différentes parties de la machine. La détermination de la valeur du champ magnétique dans le fer se fait en utilisant la courbe de magnétisation des tôles (Figure 2.20)

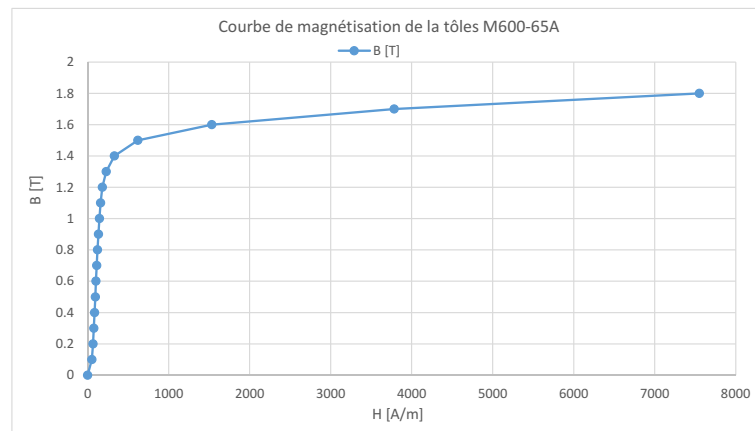


FIGURE 2.20 – Courbe de magnétisation de la tôle M600-65A

AT dans l'entrefer

L'entrefer d'une machine électrique a une influence significative sur la FMM du circuit magnétique. Pour calculer la FMM manuellement dans l'entrefer, la géométrie de la machine est simplifiée par le coefficient de Carter pour prendre en compte l'augmentation de l'entrefer due à la présence des encoches statoriques et rotoriques. Puis, les AT sont calculés par :

$$AT_g = \frac{B_g \cdot e_g \cdot K_C}{\mu_0} \quad (2.116)$$

AT dans les dents au stator et rotor

Pour simplifier le calcul des AT dans le fer (équation 2.117), nous utilisons la formule de Simpson [66] (équation 2.118).

$$AT_{dS} = \int_{\text{dents stator}} \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (2.117)$$

$$\int_a^b f(x) \cdot dx \cong \frac{b-a}{6} \cdot \left[f(a) + 4 \cdot f\left(\frac{a+b}{2}\right) + f(b) \right] \quad (2.118)$$

$$AT_{dS} = \frac{(h_{istS} + h_{cIS} + h_{eS})}{6} \cdot [H_{dS_{bd}} + 4 \cdot H_{dS_{md}} + H_{dS_{hd}}] \quad (2.119)$$

où $H_{dS_{bd}}$, $H_{dS_{md}}$, et $H_{dS_{hd}}$ sont respectivement les champs magnétiques en bas, au milieu et en haut des dents statoriques, déterminés à partir des valeurs d'inductions dans les dents (équation 2.112) et de la courbe de magnétisation de la tôle utilisée.

Le calcul des AT dans les dents au rotor se fait de la même manière que pour le stator :

$$AT_{dR} = \frac{(h_{istR} + h_{eR})}{6} \cdot [H_{dR_{bd}} + 4 \cdot H_{dR_{md}} + H_{dR_{hd}}] \quad (2.120)$$

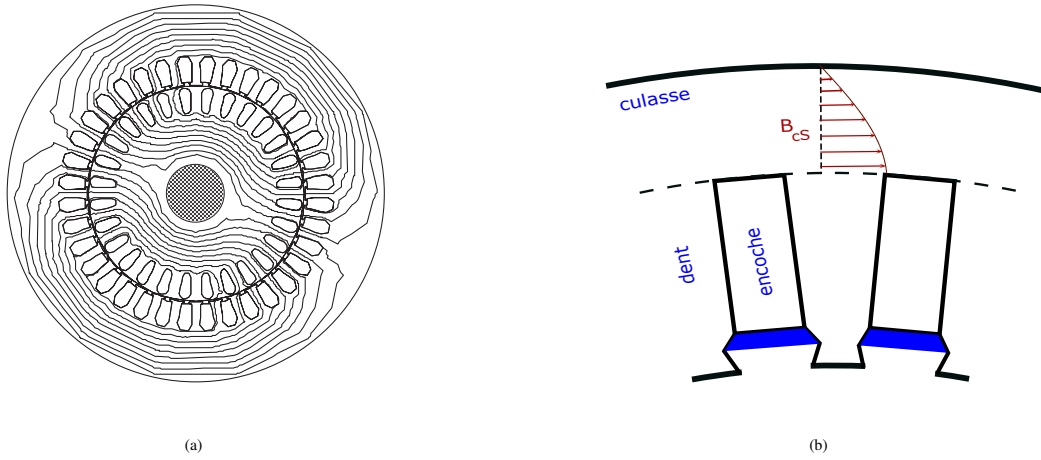


FIGURE 2.21 – Inductions magnétiques dans les culasses, (a) Lignes de flux magnétiques d'une MAS de 2 pôles à vide [1] et (b) Distribution de l'induction dans la culasse statorique

AT dans les culasses statorique et rotorique

Le calcul des AT dans les culasses est relativement compliqué, car, d'une part l'induction magnétique change en fonction de la position angulaire et, d'autre part, le comportement du champ magnétique est fortement non-linéaire [1]. Pour simplifier le calcul, nous supposons d'une part, que l'induction magnétique dans la culasse est constante sous un pôle et à un rayon donné, et d'autre part que l'induction varie de manière sinusoïdale en fonction du rayon (voir Figure 2.21b).

La valeur du champ magnétique dans la culasse est déterminée pour un ensemble de valeurs d'inductions dans la culasse (distribution sinusoïdale) à partir de la courbe de magnétisation de la tôle. Puis, nous considérons la valeur moyenne de ces dernières pour le calcul des AT.

$$B_{cS_i} = B_{cS} \cdot \sin(\theta_i)$$

$$H_{cS_i} = f_{courbe}(B_{cS_i})$$

$$H_{cS} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N H_{cS_i}$$

$$AT_{cS} = H_{cS} \cdot \frac{\pi [d_{exteqcS} + d_{intS} + 2 \cdot (h_{istS} + h_{cIS} + h_{eS})]}{8 \cdot p} \quad (2.121)$$

$$AT_{cR} = H_{cS} \cdot \frac{\pi [d_{inteqcS} + d_{intS} - 2 \cdot (h_{istR} + h_{eR})]}{8 \cdot p} \quad (2.122)$$

Une fois toutes les FMM déterminées, nous pouvons calculer le coefficient de saturation K_{sat} comme suit :

$$K_{sat} = \frac{AT_g + AT_{dS} + AT_{dR} + AT_{cS} + AT_{cR}}{AT_g} \quad (2.123)$$

2.3.4/ MODÉLISATION DES PERTES

Comme pour les MSAPMS, la connaissance précise des échauffements produits dans la machine est directement dépendante de la bonne estimation des pertes générées. Dans ce paragraphe, nous présentons les méthodes utilisées pour l'évaluation des pertes.

Les pertes dans les MAS peuvent être classées en quatre grands groupes [1], des plus importantes aux plus faibles :

- pertes dans le circuit électrique : causées par la circulation des courants d'alimentation dans le bobinage statorique, ces pertes par effet Joule sont proportionnelles au carré du courant ;
- Pertes dans le circuit magnétique : ce sont les pertes causées par les courants de Foucault et les phénomènes d'hystérésis dans les tôles ferromagnétiques ;
- Pertes supplémentaires : ce sont toutes les pertes électromagnétiques qui ne sont pas prises en compte dans les pertes par effet Joule et les pertes fer ;
- Pertes mécaniques : ce sont les pertes dues aux divers frottements qui se produisent dans la machine (parties tournantes avec l'air, les roulements).

2.3.4.1/ PERTES DANS LES BOBINAGES

Le calcul des pertes par effet Joule dans le bobinage stator pour les MAS est identique à celui des MSAPMS (voir paragraphe 2.2.9). Pour le rotor, nous utilisons le bilan de puissance.

$$P_{JR} = P_{\text{électromagnétique}} - P_{\text{mécanique}} = g_l \cdot P_{\text{électromagnétique}} \quad (2.124)$$

2.3.4.2/ PERTES FER

Comme pour les MSAPMS (voir paragraphe 2.2.9), nous utilisons un algorithme d'interpolation/extrapolation des pertes spécifiques données par les constructeurs (Figure 2.15) :

$$P_{FndS} = m_{dS} \cdot \text{InterpolationExtrapolation}(B_{dS}, f_S, P_{\text{Perte}_{\text{constructeur}}}) \quad (2.125)$$

$$P_{FndR} = m_{dR} \cdot \text{InterpolationExtrapolation}(B_{dR}, g_l \cdot f_S, P_{\text{Perte}_{\text{constructeur}}}) \quad (2.126)$$

$$P_{FncS} = m_{cS} \cdot \text{InterpolationExtrapolation}(B_{cS}, f_S, P_{\text{Perte}_{\text{constructeur}}}) \quad (2.127)$$

$$P_{FncR} = m_{cR} \cdot \text{InterpolationExtrapolation}(B_{cR}, g_l \cdot f_S, P_{\text{Perte}_{\text{constructeur}}}) \quad (2.128)$$

2.3.4.3/ PERTES MÉCANIQUES

Le calcul des pertes mécaniques pour les MAS est identique à celui des MSAPMS (voir paragraphe 2.2.9).

2.3.4.4/ PERTES SUPPLÉMENTAIRES

Les pertes supplémentaires sont très difficiles à calculer, c'est pour cela qu'elles sont évaluées comme un pourcentage de la puissance d'entrée de la machine dans les standards IEC [1].

Dans ce paragraphe, nous considérons les pertes supplémentaires dans le fer. En effet, en plus des pertes fer fondamentales, il existe d'autres pertes dues aux variations d'inductions à fréquences plus élevées causées par les discontinuités géométriques des MAS [67]. La présence d'encoches au stator et au rotor produit une variation de perméance dans l'entrefer et une distribution discontinue de la force magnétomotrice. Ces deux éléments sont à leur tour responsables des pertes par pulsation dans les dents et à la surface des pôles.

Pertes de surface

Elles sont dues aux variations de perméances de l'entrefer qui induisent des variations locales d'inductions à la surface d'une denture. Dans [67], l'auteur détermine la valeur de la variation de l'induction dans les dents au stator et au rotor puis calcule les pertes correspondantes. Dans notre travail, nous utilisons la formulation de variation des inductions dans les dentures puis nous calculons la fréquence des oscillations correspondantes. Enfin, nous calculons les pertes fer dans un volume correspondant à l'épaisseur de peau où sont supposées concentrées toutes les pertes de surface.

$$\Delta B_{surfS} = \frac{B_{dS} (K_{CR} - 1) \cdot y_{dR}}{l_{istR}} \quad (2.129)$$

$$\Delta B_{surfR} = \frac{B_{dR} (K_{CS} - 1) \cdot y_{dS}}{l_{istS}} \quad (2.130)$$

$$f_{edS} = \frac{\pi d_{extR} \cdot f_S}{y_{dR} \cdot p} \quad (2.131)$$

$$f_{edR} = \frac{\pi d_{intS} \cdot f_S}{y_{dS} \cdot p} \quad (2.132)$$

$$\delta_{dS} = \sqrt{\frac{\rho_{tS}}{\pi \cdot f_{edS} \cdot \mu_0 \cdot \mu_{r_{dS}}}} \quad (2.133)$$

$$\delta_{dR} = \sqrt{\frac{\rho_{tR}}{\pi \cdot f_{edR} \cdot \mu_0 \cdot \mu_{r_{dR}}}} \quad (2.134)$$

$$P_{surfS} = \left[l_{FS} \cdot n_{eS} \cdot (y_{dS} - l_{istS}) \cdot K_{foS} \cdot \frac{\delta_{dS}}{2} \cdot \mu_{tS} \right] \cdot \text{InterpolationExtrapolation}(\Delta B_{surfS}, f_{edS}, Perte_{constructeur}) \quad (2.135)$$

$$P_{surfR} = \left[l_{FR} \cdot n_{eR} \cdot (y_{dR} - l_{istR}) \cdot K_{foR} \cdot \frac{\delta_{dR}}{2} \cdot \mu_{tR} \right] \cdot \text{InterpolationExtrapolation}(\Delta B_{surfR}, f_{edR}, Perte_{constructeur}) \quad (2.136)$$

Pertes par pulsations dans les dents

Elles sont créées dans les dents du stator (rotor) par les pulsations périodiques de l'induction dues au passage des dents rotoriques (statoriques). La méthode de calcul consiste à utiliser une valeur d'induction correspondant aux variations extrêmes de perméance [67]. Cette valeur est supposée proportionnelle au produit entre l'induction dans les dents et la proportion de variation des perméances.

$$K_{ed_{S,R}} = \frac{2 \cdot [\max(\lambda_{S,R}) - \min(\lambda_{S,R})]}{\max(\lambda_{S,R}) + \min(\lambda_{S,R})} \quad (2.137)$$

Avec $\lambda_{S,R}$ perméance d'entrefer en fonction des positions relatives angulaires entre les dents au stator et au rotor.

$$P_{FpdfS} = m_{dS} \cdot \text{InterpolationExtrapolation}(B_{dS} \cdot K_{edS}, f_{edS}, Perte_{constructeur}) \quad (2.138)$$

$$P_{FpdfR} = m_{dR} \cdot \text{InterpolationExtrapolation}(B_{dR} \cdot K_{edR}, f_{edR}, Perte_{constructeur}) \quad (2.139)$$

Pertes harmoniques

Les méthodes de calcul des pertes harmoniques ont été développées au laboratoire FEMTO-ST. Le calcul des pertes par effet Joule se base sur les courants harmoniques qui sont déterminés à partir de schémas équivalents harmoniques (méthode bien détaillée dans [16]), et les pertes fer sont calculées à partir des fréquences harmoniques et des inductions harmoniques qui sont déterminées en utilisant l'hypothèse que le rapport entre les inductions harmoniques est égal au rapport entre les FEM harmoniques correspondantes.

2.4/ CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les modèles de machines utilisés dans nos travaux. Nous avons en particulier détaillé le modèle analytique et fréquentiel des MSAPMS avec une méthode originale de prise en compte de la saturation qui a été validée. Dans la seconde partie, nous avons décrit le modèle utilisé pour la MAS et nous avons présenté les éléments importants à sa compréhension. Les validations de ces deux modèles ont déjà été faites au cours des travaux [3] [56]. En outre et comme mentionné précédemment, ces modèles ont été réécrits dans le langage Matlab et adaptés à nos besoins de simulations rapides sur cycles de fonctionnement. Dans le chapitre suivant, nous allons détailler les modèles thermiques des machines électriques utilisés dans nos travaux de thèse. Ces modèles thermiques seront directement couplés aux modèles électromagnétiques développés dans ce chapitre, nous détaillerons alors la procédure de simulations multiphysiques sur des cycles de fonctionnement.

MODÉLISATIONS THERMIQUES DES MACHINES ÉLECTRIQUES

3.1/ INTRODUCTION

Dans ce troisième chapitre, nous décrivons les modèles thermiques utilisés dans nos travaux. Nous traitons en particulier de la structure fermée auto-ventilée (voir Figure 3.2.a) pour les deux types de machines électriques modélisées dans le chapitre précédent (MAS, MSAPMS).

Nous développons principalement des modèles en régimes transitoires qui permettent de connaître les évolutions des températures au cours du temps dans les cycles de fonctionnement. En Effet, la connaissance de l'évolution des températures est une condition nécessaire pour intégrer l'influence des cycles de fonctionnement dès le stade de la conception des machines électriques pour la traction ferroviaire.

Les modèles développés dans nos travaux sont basés sur la méthode nodale. Ce type de modélisation présente l'avantage des temps de calcul relativement faibles comparés à ceux par éléments finis. De plus, il est relativement facile à réaliser. La difficulté de cette approche réside dans les choix des sens des flux thermiques, dans la discrétisation des volumes et les localisations des sources de chaleur. Le présent chapitre est composé d'une partie principale qui traite une modélisation classique par la méthode nodale. Nous allons y décrire les emplacements des différents nœuds et des connexions de la structure. Ce modèle sera validé par comparaison avec des mesures expérimentales réalisées sur des machines existantes d'ALSTOM.

Enfin, l'objectif des modélisations étudiées est d'avoir un (des) modèle(s) assez rapide(s) pour permettre une simulation d'un cycle de fonctionnement (environ 10000 points) en un temps relativement faible. Nos modèles ont vocation à être utilisés pour la conception optimale avec la prise en compte des cycles de fonctionnement. Ils doivent donc pouvoir prédire les tendances d'évolution des températures en fonction des changements des paramètres géométriques durant un processus d'optimisation.

La démarche de l'étude consiste dans un premier temps en l'étude des moteurs dans leur globalité mais dans une version simplifiée de la géométrie. Afin de garder un maximum de définition de la machine tout en choisissant un nombre de nœuds aussi faible que possible pour limiter les temps de simulation de nos modèles, nous optons pour une modélisation nodale à 9 nœuds.

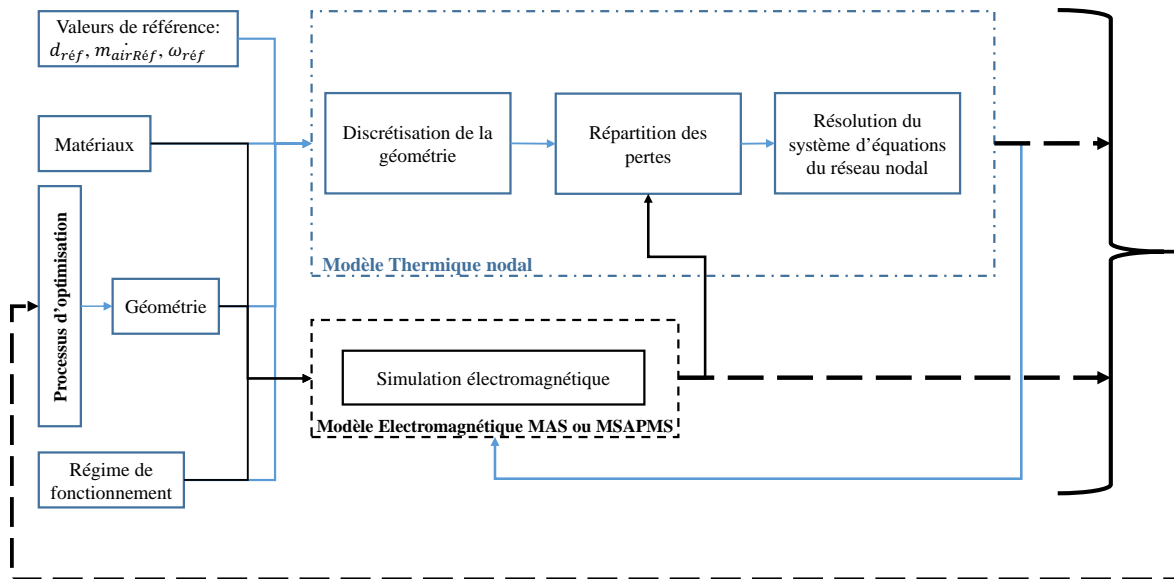


FIGURE 3.1 – Organigramme des interactions du modèle thermique

3.2/ MODÉLISATION NODALE CLASSIQUE

La méthode nodale consiste à diviser la machine en un certain nombre de volumes élémentaires selon la nature des matériaux et de la localisation des densités volumiques des sources de chaleur. Chaque volume est supposé isotherme à la température T_i de son centre et est associé à une capacité thermique C_i et à une source de chaleur P_i [68]. Nous utilisons une analogie électrique pour construire un réseau complet modélisant la machine électrique où les résistances (conductances) thermiques sont analogues aux résistances (conductances) électriques. De même, les sources de chaleur sont analogues aux sources de courants électriques, les températures de sortie analogues aux potentiels électriques, et enfin, les flux thermiques sont analogues aux courants comme montré dans le Tableau 3.1.

Hypothèses du modèle

Nous présentons tout d'abord les différentes hypothèses de modélisation :

- les coefficients d'échanges thermiques par convection et par conduction ainsi que les capacités thermiques massiques ne varient pas en fonction de la température.
- pour les machines électriques d'ALSTOM, les mesures expérimentales montrent que la plupart des flux de chaleur sont évacués dans la direction radiale. Nous négligeons donc les échanges thermiques dans le fer statorique et rotorique dans la direction axiale.
- le nombre de couches d'isolants dans le sens radial dans les encoches statoriques étant très élevé comparé à celui dans le sens orthoradial (voir figure 3.7), les flux de chaleur à l'intérieur des encoches statoriques dans la direction radiale sont négligés.
- la section d'échange dans la direction orthoradiale entre les AP et le fer au rotor étant très faible comparée à la section dans la direction radiale, et les espaces inter-aimants sont faiblement conducteurs, nous négligeons alors les échanges entre les AP et le fer au rotor dans cette direction.
- les machines étudiées sont de structures fermées auto-ventilées. Il est donc très compliqué de bien évaluer les vitesses et débits d'air dans les différentes parties internes. Nous nous baserons alors sur des corrélations expérimentales et/ou par simulation EF pour la détermination de

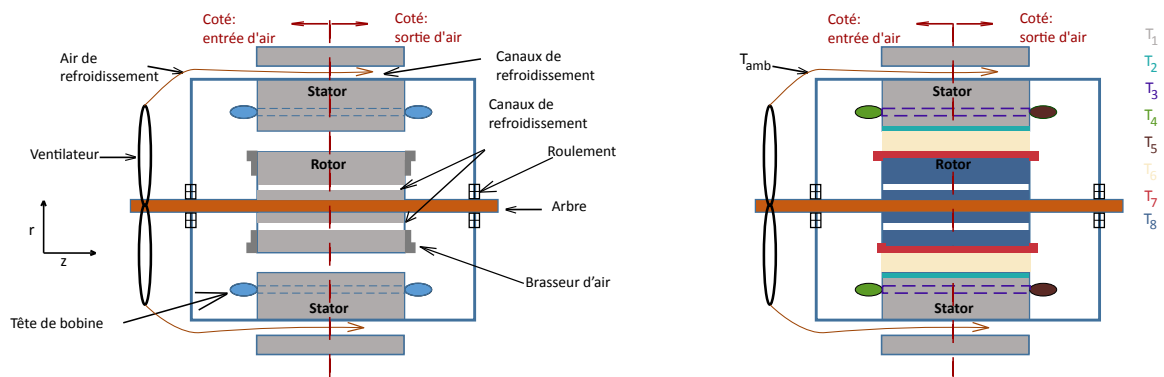


FIGURE 3.2 – Structure de machine électrique fermée auto-ventilée

certaines coefficients d'échanges.

- nous considérons que les surfaces de contacts entre les différents volumes sont parfaites et qu'il n'existe pas d'aspérités entre elles (absence de résistance thermique de contact).

Le stator étant identique pour les MAS et MSAPMS, nous allons dans un premier temps détailler sa modélisation, puis nous proposerons un modèle de rotor pour les MAS et un modèle pour les MSAPMS

3.2.1/ MODÉLISATION DU STATOR

La première étape de la modélisation proposée consiste à transformer la géométrie réelle de la machine en une structure simplifiée (voir Figure 3.2). Le découpage nodal est basé essentiellement sur la localisation des sources de chaleur dans les machines électriques, à savoir les bobinages avec les pertes par effet Joule, le fer statorique et le fer rotorique avec les pertes par courants de Foucault et d'hystérésis et l'air interne avec les pertes mécaniques de frottement (voir les Figures 3.3 et 3.2.b).

Nous écrivons pour chaque nœud (volume discret) les équations de transferts associées. Ces dernières traduisent la conservation de l'énergie au sein du volume considéré, à savoir que la somme des apports énergétiques par les différents modes d'échanges est égale à la variation d'énergie interne du volume considéré.

$$\rho_i \cdot V_i \cdot c_i \cdot \frac{dT_i}{dt} = \sum_{j=1}^{j=N} G_{ji} \cdot (T_j - T_i) + P_i \quad (3.1)$$

avec :

ρ_i [$kg \cdot m^{-3}$] masse volumique du volume (V_i) correspondant au nœuds i ,

c_i [$J \cdot kg^{-1} \cdot K^{-1}$] chaleur spécifique massique du volume i ,

G_{ji} [$W \cdot K^{-1}$] conductance thermique entre le nœud j et le nœud i ,

$T_{j,i}$ [K] température du nœud j, i respectivement,

P_i [W] pertes (source de chaleur) associées au nœud i .

Grandeurs thermiques		Grandeurs électriques
Conductivité thermique λ [$W.m^{-1}K^{-1}$]		Conductivité électrique σ [$\Omega^{-1}.m^{-1}$]
Différence de température [K]		Différence de potentiel [V]
Résistance thermique [$K.W^{-1}$]	Conduction $R_{th} = \frac{e}{\lambda.S}$	Résistance électrique $R_{elec} = \frac{l}{\sigma.S}$ [Ω]
	Convection $R_{th} = \frac{1}{h.S}$	
	Rayonnement (*) $R_{th} = \left[\varepsilon_i.\varepsilon_j.\sigma.F_{i,j}.(T_j + T_i)(T_j^2 + T_i^2) \right]^{-1}$	
	Massique $R_{th} = \frac{1}{m.c_p}$	

(*) Non utilisées dans notre modèle compte tenu des “ faibles ” niveaux de températures de surface.

TABLEAU 3.1 – Analogie entre les grandeurs thermiques et électriques

Localisation des sources de pertes dans le stator

Les pertes (sources de chaleur) sont appliquées dans le modèle thermique aux différents nœuds. Ces pertes produites à l'intérieur du volume correspondant sont :

- Nœud 1 : les pertes fer dans la culasse statorique.
- Nœud 2 : les pertes fer dans les dents statoriques.
- Nœud 3 : les pertes par effet Joule dans la partie active du bobinage statorique.
- Nœuds 4 et 5 : chacun de ces nœuds reçoit la moitié des pertes par effet Joule dans les parties hors fer du cuivre statorique.

3.2.1.1/ RÉSISTANCE THERMIQUE ENTRE LA CULASSE STATORIQUE ET LES CANAUX DE VENTILATION

Dans notre modèle, nous considérons la température de la culasse statorique homogène, et vu que les canaux de refroidissement sont situés à l'intérieur de la culasse, alors la température de la section d'échange interne (paroi) d'un canal de refroidissement est constante tout au long de ce dernier. Un bilan énergétique peut être appliqué pour déterminer comment varie le flux de chaleur échangé entre la paroi et le canal de refroidissement (Figure 3.4) en fonction de la différence de température du fluide de refroidissement entre l'entrée et la sortie du canal [29].

Dans notre étude, nous négligeons l'effet des pertes de pression à l'intérieur des canaux de ventilation et nous supposons que l'échauffement de l'air à l'intérieur des canaux est dû uniquement au flux de chaleur transmis par la culasse statorique.

$$\varphi_{out} - \varphi_{in} = \varphi_{cS} = \dot{m}_{air}.c_p.(T_{out} - T_{in}) \quad (3.2)$$

Où \dot{m}_{air} [$\frac{kg}{s}$] est le débit massique d'air à l'entrée du tube de ventilation, φ_{cS} le flux échangé entre la culasse statorique et le canal de ventilation et c_p la chaleur thermique massique de l'air.

$$d\varphi_{conv} = \dot{m}_{air}.c_p.(T_x + dT_x - T_x) = \dot{m}_{air}.c_p.dT_x \quad (3.3)$$

L'équation 3.3 est exprimée d'une autre manière de façon à introduire l'équation $d\varphi_{conv} = q.P.dx$ avec P le périmètre du canal de ventilation et $q = h.(T_{cS} - T_x)$.

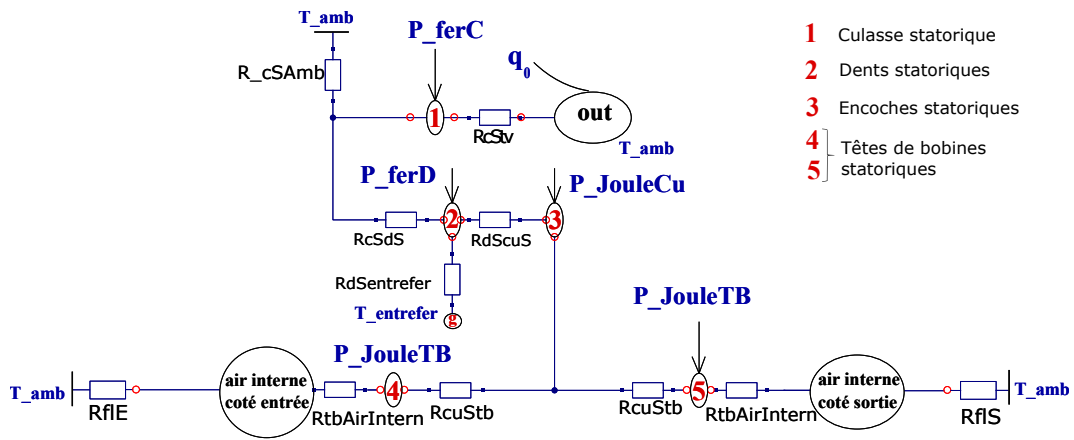


FIGURE 3.3 – Modèle nodal classique pour la partie statorique

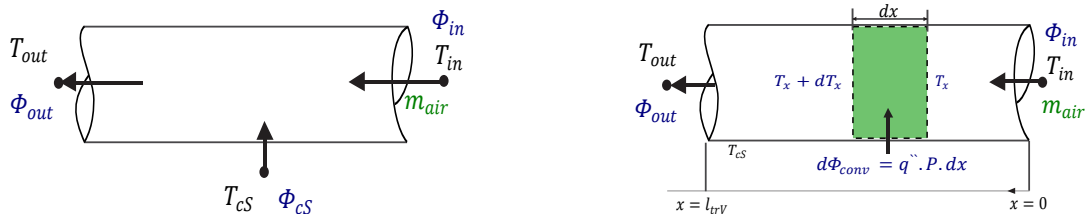


FIGURE 3.4 – Modélisation des canaux de ventilations au stator

$$\frac{dT_x}{dx} = \frac{q \cdot P}{\dot{m}_{air} \cdot c_p} = \frac{P}{\dot{m}_{air} \cdot c_p} h \cdot (T_{cs} - T_x) \quad (3.4)$$

Après résolution de l'équation 3.4, nous obtenons :

$$\frac{T_{cs} - T_x}{T_{cs} - T_{in}} = \exp\left(-\frac{P \cdot x}{\dot{m}_{air} \cdot c_p} h\right) \quad (3.5)$$

Dans le cas des machines étudiées, l'air à l'entrée des canaux de ventilation est à une température proche de la température ambiante. En considérant la température à la sortie des canaux de ventilation au stator égale à T_{out} , nous pouvons écrire (à partir de l'équation 3.5) :

$$T_{out} = T_{cs} \left(1 - \exp\left(-\frac{P \cdot l_{FS}}{\dot{m}_{air} \cdot c_p} h\right)\right) + T_{amb} \exp\left(-\frac{P \cdot l_{FS}}{\dot{m}_{air} \cdot c_p} h\right) \quad (3.6)$$

En remplaçant T_{out} dans l'équation 3.2, nous obtenons :

$$\varphi_{cS} = \dot{m}_{air} \cdot c_p \cdot (T_{out} - T_{amb}) = \dot{m}_{air} \cdot c_p \left(1 - \exp\left(-\frac{P \cdot l_{FS}}{\dot{m}_{air} \cdot c_p} h\right)\right) (T_{cs} - T_{amb}) \quad (3.7)$$

Application pour n canaux de ventilation :

Dans notre cas, nous disposons de n trous de ventilations. Soit φ_{cS} le flux total évacué par les trous de ventilation, nous pouvons donc écrire pour chaque canal :

$$\frac{\varphi_{cS_{tot}}}{n} = \frac{m_{air_{tot}}}{n} \cdot c_p \cdot (T_{out} - T_{in}) \quad (3.8)$$

et :

$$\frac{T_{cS} - T_{out}}{T_{cS} - T_{in}} = \exp\left(-\frac{P \cdot l_{FS}}{\frac{m_{air_{tot}}}{n} \cdot c_p} h_{tv}\right) \quad (3.9)$$

Nous obtenons la valeur de T_{cS} de l'équation 3.9 de manière identique à l'équation 3.6, puis nous remplaçons dans 3.8 :

$$\varphi_{cS_{tot}} = m_{air_{tot}} \cdot c_p \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{P \cdot l_{FS}}{\frac{m_{air_{tot}}}{n} \cdot c_p} h_{tv}\right)\right) (T_{cS} - T_{amb}) \quad (3.10)$$

Dans l'équation 3.10, h_{tv} est le coefficient de convection d'un canal de ventilation. $m_{air_{tot}}$ le débit d'air total à l'entrée des canaux de ventilation. Le calcul de h_{tv} se fait à l'aide de corrélations expérimentales des nombres de Nusselt [69]. Nous utilisons les formules 3.12 qui répondent à nos besoins ($l_{FS} > D_{tv,S}$) dans le cas d'une structure cylindrique.

$$R_e = \frac{v_m \cdot D}{\nu} \quad (3.11)$$

où v_m est la vitesse d'air à l'entrée des canaux de ventilation et ν est la viscosité cinématique de l'air.

$$\begin{cases} Nu = 0.9 \cdot R_e^{0.4} \cdot Pr^{0.36} & si \ 0 < R_e \leq 100 \\ Nu = 0.52 \cdot R_e^{0.5} \cdot Pr^{0.36} & si \ 100 < R_e \leq 1000 \\ Nu = 0.27 \cdot R_e^{0.63} \cdot Pr^{0.36} & si \ 1000 < R_e \leq 2.10^5 \\ Nu = 0.033 \cdot R_e^{0.8} \cdot Pr^{0.4} & si \ 2.10^5 < R_e \leq 10^6 \end{cases} \quad (3.12)$$

Ces formulations (équations 3.12) sont satisfaisantes pour la plupart des problèmes industriels, toutefois une erreur de l'ordre de 25% est possible pour certains cas.

En utilisant l'équation 3.10 et la Figure 3.3, $R_{cS_{tv}}$ s'exprime comme suit :

$$\frac{1}{R_{cS_{tv}}} = m_{air_{tot}} \cdot c_p \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{P \cdot l_{FS}}{\frac{m_{air_{tot}}}{n} \cdot c_p} h_{tv}\right)\right) \quad (3.13)$$

Calcul du débit d'air du ventilateur :

Dans nos travaux, le modèle thermique est utilisé pour prédire les conséquences du changement de certains paramètres géométriques. Pour cela, il doit prédire les effets du changement de la taille ou de la vitesse de rotation de la machine sur les débits des ventilateurs dont la forme est identique. Dans [70], l'auteur définit les constantes adimensionnelles suivantes :

$$C_Q = \frac{\dot{q}}{w_r \cdot d_{ven}^3} \quad (3.14)$$

$$C_P = \frac{P}{\rho \cdot w_r^3 \cdot d_{vent}^5} \quad (3.15)$$

Où :

- h : hauteur manométrique [m].
- \dot{q} : débit volumique [$\frac{m^3}{s}$].
- d_{vent} : diamètre extérieur du ventilateur [m].
- w_r : vitesse de rotation [$\frac{rad}{s}$].
- ρ : densité volumique du fluide [$\frac{Kg}{m^3}$].
- p : puissance [W].

Pour des ventilateurs de forme identique, désignés par 1 et 2, nous pouvons écrire que :

$$\begin{cases} C_{Q_1} = C_{Q_2} \\ C_{P_1} = C_{P_2} \end{cases} \quad (3.16)$$

D'où :

$$\frac{\dot{q}_2}{\dot{q}_1} = \left(\frac{w_{r_2}}{w_{r_1}} \right) \left(\frac{d_{vent_2}}{d_{vent_1}} \right)^3 \quad (3.17)$$

$$\frac{p_2}{p_1} = \frac{\rho_2}{\rho_1} \left(\frac{w_{r_2}}{w_{r_1}} \right)^3 \left(\frac{d_{vent_2}}{d_{vent_1}} \right)^5 \quad (3.18)$$

Lors du processus d'optimisation, la puissance et le débit du ventilateur seront calculés à partir de valeurs de référence (q_{ref} , w_{ref} , et $d_{vent,ref}$) d'un moteur existant avec un ventilateur de structure identique.

3.2.1.2/ RÉSISTANCE THERMIQUE ENTRE LA CULASSE STATORIQUE ET LE MILIEU AMBIANT

Dans le cas de la traction ferroviaire, les moteurs de traction sont placés à l'intérieur des bogies. L'air environnant le moteur se trouve confiné et se déplace à la même vitesse que le train, c.a.d à vitesse nulle par rapport au moteur (voir Figure 3.5). Nous pouvons donc supposer que la convection de la culasse extérieure du moteur de traction est entièrement naturelle. Ceci n'est pas toujours vrai car il y a toujours un mouvement d'air autour du moteur dû au déplacement du train, mais l'expérience montre que ce mouvement est très faible et peut souvent être négligé. Le seul mouvement de l'air est donc lié aux échauffements du moteur.

Le coefficient de convection de la culasse externe ($h_{convExt}$) est calculé à partir de l'expression du nombre de Nusselt (Nu_{cyl}). Les auteurs Churchill et Bernstein [71] ont proposé une seule équation qui couvre la totalité de l'intervalle de variation du nombre de Rayleigh (Ra_{cyl}) :

$$Nu_{cyl} = \left[0.6 + \frac{0.387 \cdot Ra_{cyl}^{1/6}}{\left(1 + \left(\frac{0.559}{Pr} \right)^{9/16} \right)^{8/27}} \right]^2 \quad Ra_{cyl} \leq 10^{12} \quad (3.19)$$

Les valeurs Ra_{cyl} et Nu_{cyl} sont calculées pour le diamètre externe ($d_{externe}$) du moteur (assimilé à un cylindre) correspondant à la surface d'échange. Le coefficient $h_{convExt}$ est ensuite déduit selon la conductivité du matériau de la section externe et de la valeur du nombre de Nusselt :

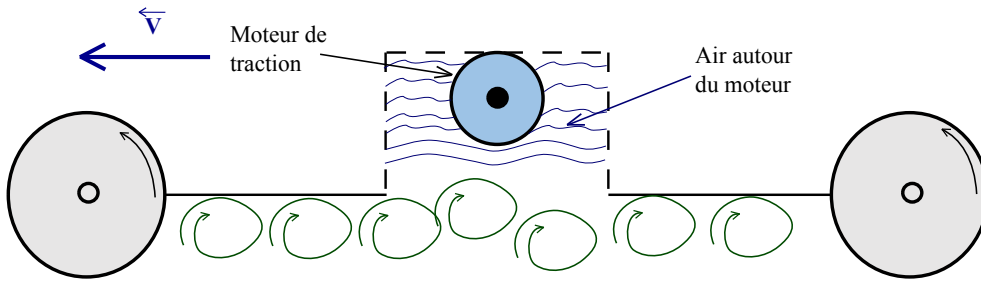


FIGURE 3.5 – Disposition du moteur de traction dans le bogie

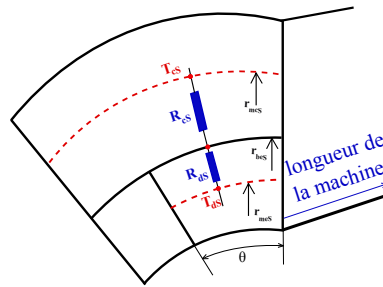


FIGURE 3.6 – Résistance thermique entre les dents au stator et la culasse

$$Nu_{cyl} = \frac{h_{convExt} \cdot d_{externe}}{\lambda_{air}} \quad (3.20)$$

3.2.1.3/ RÉSISTANCE THERMIQUE ENTRE LA CULASSE STATORIQUE ET LES DENTS STATORIQUES

Dans le modèle thermique proposé, nous supposons qu’il n’y a pas d’échange entre les encoches au stator et la culasse. Cette hypothèse est justifiée par le fait que l’encoche statorique contient plusieurs conducteurs (10 à 20) isolés les uns des autres. À cela s’ajoute l’isolation de chaque bobine et l’isolation d’encoche, ce qui fait que la résistance thermique équivalente de l’encoche dans la direction radiale est très grande devant la résistance thermique de la dent. À cet aspect, le ratio entre la résistance radiale et la résistance axiale est très élevé dans les conducteurs.

Le transfert de chaleur entre deux cylindres concentriques est largement traité dans la littérature [69][29][72][28][73]. La résistance thermique pour une portion d’angle d’ouverture θ est donnée par l’équation 3.21

$$R_{th_{cyl}} = \frac{\ln(r_{ext}/r_{int})}{\theta L \lambda_{th}} \quad (3.21)$$

La résistance thermique totale entre les dents au stator et la culasse est donnée par l’équation 3.22 (voir Figure 3.3)

$$R_{cSdS} = R_{dS} + R_{cS} \quad (3.22)$$

$$R_{dS} = \frac{\ln\left(\frac{r_{beS}}{r_{meS}}\right)}{\left(2 \cdot \pi \frac{l_{dS}}{l_{dS} + l_{eS}} \cdot \lambda_{FS} \cdot l_{FS}\right)} \quad (3.23)$$

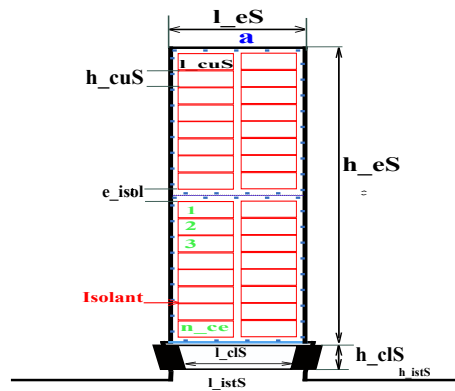


FIGURE 3.7 – Encoches statoriques

$$R_{cS} = \frac{\ln\left(\frac{r_{mcS}}{r_{beS}}\right)}{2\pi \cdot \lambda_{FS} \cdot l_{FS}} \quad (3.24)$$

3.2.1.4/ RÉSISTANCE THERMIQUE ENTRE LES DENTS STATORIQUES ET LE CUIVRE AU STATOR

Les conducteurs utilisés dans nos travaux sont tous de forme rectangulaire (Figure 3.7). La température du cuivre est considérée uniforme dans chaque section axiale du bobinage mais non uniforme dans le sens axial. Les pertes résistives sont uniformément réparties dans le bobinage. La résistance thermique radiale est très élevée par rapport à la résistance orthoradiale à cause du nombre élevé de couches d'isolants dans les encoches. Ceci nous permet donc de négliger la conduction thermique dans les encoches statoriques suivant la direction radiale.

La résistance R_{dscuS} de la Figure 3.7 est donnée par l'équation 3.25.

$$R_{dscuS} = R_{cuS} + R_{isolCuS} + R_{dS_{tangentielle}} \quad (3.25)$$

$$R_{cuS} = \frac{\frac{l_{cuS}}{2}}{\lambda_{cuS} \cdot h_{eS} \cdot l_{FS}} \quad (3.26)$$

$$R_{isolCuS} = \frac{e_{isole}}{\lambda_{isole} \cdot h_{eS} \cdot l_{FS}} \quad (3.27)$$

$$R_{dS_{tangentielle}} = \frac{\frac{l_{mdS}}{2}}{\lambda_{FS} \cdot h_{eS} \cdot l_{FS}} \quad (3.28)$$

avec h_{eS} [m] hauteur d'encoche sau stator.

3.2.1.5/ RÉSISTANCE THERMIQUE ENTRE LES PARTIES ACTIVES DU CUIVRE STATORIQUE ET LES TÊTES DE BOBINES

Les échanges entre les parties actives du cuivre et les parties hors fer se font exclusivement par conduction. La résistance R_{cusb} de la Figure 3.3 est alors donnée comme suit :

$$R_{cuStb} = \frac{l_{tb}S}{\lambda_{cuS} \cdot h_{eS} \cdot l_{cuS}} \quad (3.29)$$

3.2.1.6/ RÉSISTANCE THERMIQUE ENTRE LES DENTS STATORIQUES ET L'ENTREFER

L'entrefer est une des parties la plus difficile à modéliser en raison de la difficulté d'évaluer avec précision les coefficients d'échanges par convection. Un écoulement de Taylor-Couette s'obtient en insérant un fluide entre deux cylindres concentriques qui ne tournent pas à la même vitesse angulaire comme dans un entrefer de machine électrique [72]. Plusieurs études ont été effectuées sur ce type d'écoulement [74][75][76][77], et un nombre qui prend en compte l'inertie, la dissipation et les effets de courbure a été défini (nombre de Taylor équation 3.31). A faible vitesse de rotation du rotor (nombre de Taylor faible), l'écoulement du fluide est laminaire (écoulement de Couette). Quand le nombre de Taylor atteint une valeur critique ($T_{acritique}$) l'écoulement entre en instabilité et des vortex commencent à apparaitre dans le fluide. Dans une première phase, des turbulences contrarotatives apparaissent (nombre d'ondes axiales). Dans un second temps, ces turbulences contrarotatives se mettent à osciller (nombre d'ondes azimutales). Si on continue à augmenter la vitesse de rotation on fait perdre à l'écoulement toute symétrie et on obtient un écoulement turbulent [72].

Dans leurs études [28] [78], les auteurs lient le nombre de Taylor à la valeur du nombre de Nusselt dans l'entrefer des machines électriques fermées (sens d'écoulement axial).

$$T_a = \frac{\rho_{air}^2 \cdot \omega^2 \cdot R_m^2 \cdot e_g^2}{\mu^2} \quad (3.30)$$

avec : ρ est la densité volumique de l'aire [kg/m^3], ω la vitesse de rotation du rotor, R_m le rayon moyen de l'entrefer et μ la viscosité dynamique de l'air en [$Pa.s$].

Le nombre de Taylor tenant précisément compte de la géométrie est donné par :

$$T_{am} = \frac{T_a}{F_g} \quad (3.31)$$

avec :

$$F_g = \frac{\pi^A \left(\frac{2R_m - 2.304 \cdot e_g}{2R_m \cdot e_g} \right)}{1697 \left(0.0056 + 0.0571 \left(\frac{2R_m - 2.304 \cdot e_g}{2R_m \cdot e_g} \right)^2 \right) \left(1 - \frac{e_g}{2R_m} \right)} \quad (3.32)$$

Puis le nombre de Nusselt peut être déterminé avec les corrélations suivantes :

$$\begin{cases} Nu = \frac{2 \left(\frac{R_{intS} - R_{extR}}{R_{intS}} \right)}{\ln \left(1 + \frac{(R_{intS} - R_{extR})}{R_{intS}} \right)} & \text{Pour : } T_{am} < 1700 \\ Nu = 0.128 T_{am}^{0.367} & \text{Pour : } 1700 < T_{am} < 10^4 \\ Nu = 0.409 T_{am}^{0.241} & \text{Pour : } 10^4 < T_{am} < 10^7 \end{cases} \quad (3.33)$$

Les coefficients de convection peuvent ensuite être déterminés par la formule $Nu = \frac{h_i \cdot D_h}{\lambda_i}$.

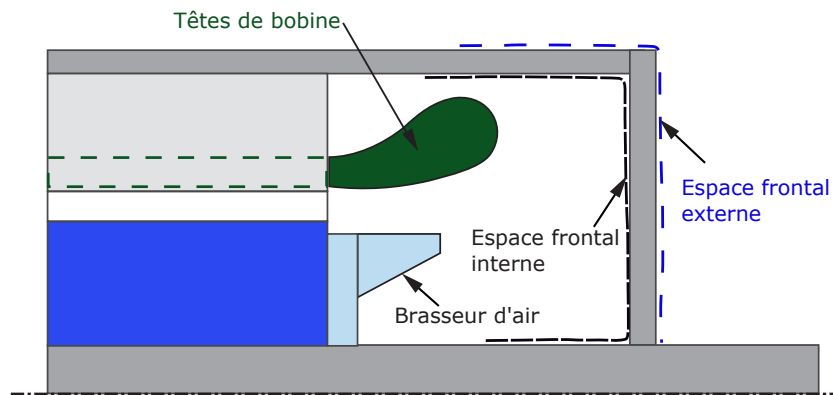


FIGURE 3.8 – Têtes de bobine et espaces frontaux d'échange thermique

Comme pour les encoches au stator, nous négligeons les échanges du cuivre statorique vers l'entrefer parce que, dans notre cas, le nombre de couches d'isolant que voit le flux thermique dans la direction radiale est très élevé (10 fois plus) par rapport à la direction tangentielle (vers les dents statoriques) ou axiale (vers les têtes de bobines).

La résistance thermique entre les dents au stator et l'entrefer est constituée d'une partie de conduction à l'intérieur des dents et d'une partie de convection vers l'entrefer. $R_{dS\text{entrefer}}$ de la Figure 3.3 est donnée par l'équation 3.34.

$$R_{dS\text{entrefer}} = R_{dS} + R_{\text{entrefer}} \quad (3.34)$$

où $R_{\text{entrefer}} = \frac{1}{h_{\text{entrefer}dS} \cdot S_g}$ est la résistance thermique de convection entre l'entrefer et les dents au stator.

3.2.1.7/ MODÉLISATION DES FLUX D'AIR INTERNE

Les coefficients de convection des têtes de bobines sont les plus difficiles à évaluer parce qu'il est très compliqué de modéliser les écoulements du fluide de refroidissement aux alentours de ces dernières [1]. De surcroît, les lignes de courants sont instables et dépendent de la vitesse de rotation. Par ailleurs le type de bobinage affecte lui aussi les coefficients d'échange par convection. Pour minimiser les erreurs d'évaluation de ces coefficients, nous utiliserons principalement des formulations établies à partir de mesures expérimentales faites sur des machines fermées auto-ventilées par ALSTOM Ornans.

Coefficient d'échanges des têtes de bobines :

$$h_{tb} = 17. \left(\frac{rpm \cdot D_{extR}}{2} \right)^{0.7} \quad (3.35)$$

Coefficient d'échange des espaces frontaux externes côtés entrée et sortie d'air (échange avec les flasques) :

$$h_{efExt} = 17. \left(\frac{m_{\text{air}tot}^{\circ}}{nbr_{tvS} \cdot S_{tvS}} \right)^{0.7} \quad (3.36)$$

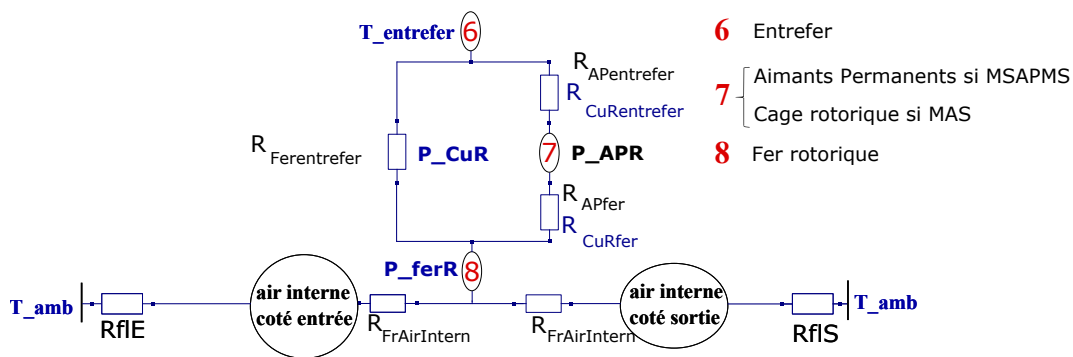


FIGURE 3.9 – Modèle nodal classique pour la partie rotorique

Le calcul des résistances thermiques associées aux flux d'air dans la machine se fait de manière classique, à savoir $R = \frac{1}{h_{conv} \cdot S}$. Le calcul des sections peut s'avérer difficile pour les têtes de bobine où il est compliqué d'évaluer exactement la proportion de la section totale qui est brassée par l'air environnant. A cela s'ajoute le calcul des sections des flasques car dans ce cas il faut prendre en compte les effets des ailettes si elles existent.

3.2.2/ MODÉLISATION DU ROTOR

Le découpage du rotor est illustré sur les Figures 3.2.b et 3.9. On peut ainsi remarquer que le réseau nodal est disposé de la même manière pour les deux types de machines étudiées (MAS et MSAPMS). Seule la branche relative à la cage rotorique ou aux AP change selon le type de machine.

Dans notre modèle, nous avons négligé les échanges par conduction par l'arbre mécanique et dans les roulements. En effet les moteurs de traction installés dans le bogie sont raccordés à un réducteur de vitesse et la longueur du raccord est très faible pour minimiser le volume total du système moteur-réducteur. Par ailleurs, l'expérience montre que ces parties évacuent une faible proportion de la totalité des pertes évacuées par le rotor.

Localisation des sources de pertes dans le rotor

Comme pour la partie statorique, les pertes (sources de chaleur) sont introduites dans le modèle thermique à travers les différents nœuds où chacun de ces nœuds échange les flux générés à l'intérieur du volume correspondant.

- Nœud 7 : selon le type de machine étudiée :
 1. MAS : les pertes par effet Joule dans le rotor ;
 2. MSAPMS : les pertes dans les AP.
- Nœuds 8 : le pertes fer dans rotor et les pertes mécaniques.

3.2.2.1/ MODÉLISATION DES FLUX D'AIR INTERNE

Comme pour les parties statoriques, nous utiliserons les formulations empiriques (équation 3.36) pour l'évaluation des coefficients de convection liées à l'air interne de la machine.

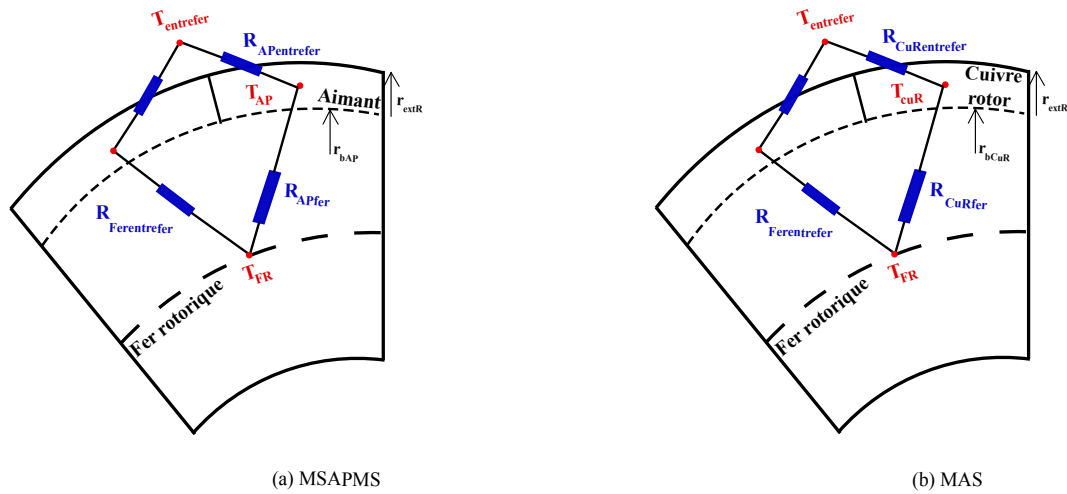


FIGURE 3.10 – Résistances thermiques au rotor

Coefficient d'échange des espaces frontaux internes du côté du brasseur d'air :

$$h_{efInt} = 17. \left(\frac{rpm \cdot D_{brass}}{2} \right)^{0.7} \quad (3.37)$$

Coefficient d'échange des espaces frontaux internes du côté sans brasseur d'air :

Dans cette partie, nous utiliserons des corrélations établies par [68] pour des machines similaires à celles que nous étudions dans notre travail. Dans ses travaux, l'auteur a étudié par des méthodes de simulations EF l'évolution en fonction de la vitesse de rotation du coefficient d'échange convectif moyen pour l'ensemble des parois de la cavité sans brasseur. Nous nous limitons à présenter les expressions utilisées dans nos travaux.

– Pièce de maintien du rotor (partie haute) :

$$h_{phR} = 5 + 1.556 \cdot \omega^{0.69} \quad (3.38)$$

– Pièce de maintien du rotor (partie basse) :

$$h_{phR} = 5 + 0.944 \cdot \omega^{0.72} \quad (3.39)$$

3.2.2.2/ ECHANGES DANS LES AP

Concernant les AP, nous avons choisi de les considérer thermiquement conducteurs dans la direction radiale uniquement. Dans notre modèle, les AP sont considérés isothermes. Et comme la section dans la direction orthoradiale est très faible comparée à la section d'échange dans la direction radiale, nous négligeons les échanges entre les AP et le fer au rotor dans cette direction.

Le transfert de chaleur entre les AP et le fer du rotor est purement conductif. La résistance thermique est calculée de manière classique à savoir $R = \frac{1}{\theta \cdot \lambda \cdot L} \cdot \ln(R_{ext}/R_{int})$. Pour les échanges entre les AP et l'entrefer, nous supposons qu'il sont purement convectifs et les coefficients d'échange sont calculés à partir des formulations du nombre de Nusselt selon la valeur du nombre de Taylor (équation 3.33).

3.2.2.3/ ÉCHANGES DANS LES CONDUCTEURS AU ROTOR

Comme nous l'avons évoqué dans le chapitre 2, le bobinage rotorique (cage rotorique) est le siège de pertes par effet Joule qui peuvent être très importantes. Et en raison de leur confinement dans les encoches rotoriques, les barres échangent à la fois avec l'entrefer et le fer rotorique. C'est pour cette raison que la modélisation du bobinage du rotor doit être rigoureuse. Connaissant les conductivités thermiques des barres et de l'isolant, nous pouvons déterminer les résistances par conduction avec le fer de manière classique [79], et les résistances par convection avec l'entrefer à l'aide de la valeur du nombre de Nusselt calculée précédemment (équation 3.33).

3.2.3/ CALCUL DES CAPACITÉS THERMIQUES

Comme mentionné précédemment, l'objectif de la modélisation proposée est d'obtenir l'évolution temporelle des températures en fonction des propriétés physiques des différents matériaux composant la machine d'une part, et des modes temporels des régimes de fonctionnement de la machine électrique dans un cycle ferroviaire d'autre part. Pour cela, nous rajoutons à notre modèle des capacités thermiques pour prendre en compte cette dynamique.

Le calcul des capacités thermiques des différents nœuds du modèle se fait à partir de la valeur de la chaleur spécifique massique (c_i [$\frac{J}{kg.K}$]) du matériau et de la masse associée au nœud considéré.

$$C_i = \rho_i \cdot V_i \cdot c_i \quad (3.40)$$

Matériaux et air	c_i [$J.kg^{-1}.K^{-1}$]
Air	1004
Cuivre statorique	385
Tôles statoriques	460
AP	390
Cuivre rotorique	377

TABLEAU 3.2 – Chaleurs spécifiques massiques de différents matériaux et de l'air

3.2.4/ MISE EN ÉQUATIONS ET RÉOLUTION DU MODÈLE

Toutes les méthodes numériques sont des méthodes basées sur la considération de bilans nodaux. Cependant, la méthode nodale reconnue comme telle est celle qui découle directement de l'analogie avec la théorie de la conduction électrique. Ainsi, pour trouver les valeurs des températures dans les différents nœuds, il faut résoudre le système d'équations (écrites à chaque nœud) qui régit le "circuit" thermique comme on le ferait pour un circuit électrique.

Pour chaque nœud de notre modèle, nous décrivons les équations de transfert de chaleur associées en utilisant le principe de conservation d'énergie (équation 3.1). Puis, nous établissons le système correspondant (équation 3.42).

Nous utiliserons les formulations avec les conductances à la place des résistances, tel que :

$$G_{indice} = \frac{1}{R_{indice}} \quad (3.41)$$

$$[C] \times \frac{d[T]}{dt} + [G] \times [T] = [P] \quad (3.42)$$

Après discrétisation temporelle, le système d'équations 3.42 peut se ré-écrire sous la forme suivante :

$$[M] \times [T]_i = [P] + F([T]_{(i-1)})$$

Une fois le système constitué (algorithme 4), nous utiliserons les méthodes numériques de résolution de systèmes de Cramer.

3.3/ RECALAGE DES MODÈLES

La validation expérimentale des modèles thermiques présentés ci-dessus se fait en deux parties. Dans un premiers temps, nous confrontons les résultats obtenus par les modèles avec les mesures expérimentales effectuées par ALSTOM. Dans cette partie, nous allons montrer la sensibilité des modèles par rapport aux coefficients de convection qui sont difficiles à déterminer de manière analytique pour tous les régimes de fonctionnement susceptibles d'être appliqués à la machine. Dans la deuxième partie, nous présentons une méthode de recalage des modèles via des paramètres de correction de certains coefficients de convection. Nous concluons cette partie par la validation des modèles après application des méthodes de recalage et une étude de sensibilité du modèle par rapport aux coefficients recalés.

3.3.1/ VALIDATION DU MODÈLE POUR MSAPMS SANS RECALAGE

La validation du modèle thermique transitoire se fait sur une machine d'ALSTOM de 450 kW avec 12 pôles. Cette machine est instrumentée avec plusieurs thermocouples (voir les emplacements dans le bobinage dans le Tableau 3.3). L'expérience montre que les thermocouples insérés dans divers endroits du bobinage indiquent des températures qui peuvent varier de 50°C selon l'endroit de l'insertion. Bien que de prime abord surprenant, cet aspect est lié aux fort gradients de températures dans ces espaces fortement hétérogènes. Cette observation implique que le choix du (des) thermocouple(s) représentatif(s) du bobinage n'est pas évident. L'incertitude de localisation est aussi un facteur clé.

Dans nos travaux, nous considérons la température moyenne du bobinage que nous supposons égale à la moyenne arithmétique des différents thermocouples. Les pertes injectées dans les différents nœuds du modèle thermique sont issues du modèle analytique des MSAPMS présenté dans le chapitre 2. Ces pertes sont recalculées par itération jusqu'à stabilisation des températures.

Dans les Figures 3.11, nous comparons les températures expérimentales (T_{s-mes} , T_{r-mes}) aux températures obtenues par le modèle thermique (T_{s-sim} , T_{r-sim}) dans les parties actives du bobinage statorique (T_s) ainsi que dans les AP (T_r). Nous remarquons des écarts relativement importants mais sans être excessifs. Ces écarts peuvent atteindre 40 °C dans le bobinage statorique et à stabilisation pour certains régimes de fonctionnement. Nous pensons que ces erreurs proviennent de deux sources différentes :

1. Les écarts importants des relevés de températures donnés par les thermocouples placés dans différents endroits rendent difficile le choix de la (les) sonde(s) représentative(s) du bobinage (voir Tableau 3.3).

Nom	Emplacement dans le bobinage	$T[^\circ\text{C}]$ à $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$
S_1	Extérieur côté entrée d'air	180.3
S_2	Extérieur côté sortie d'air	206.7
S_3	Intérieur côté entrée d'air	168.1
S_4	Intérieur côté sortie d'air	185.7
S_5	Entre deux boucles , côté entrée d'air	183.9
S_6	Entre deux boucles , côté sortie d'air	219.7
S_7	À 90° - extérieur côté entrée d'air	167.1
S_8	À 90° - extérieur côté sortie d'air	201.8
S_9	À 90° - intérieur côté entrée d'air	170.9
S_{10}	À 90° - intérieur côté sortie d'air	178.0
S_{11}	À 90° - Entre deux boucles, côté entrée d'air	190.8

TABLEAU 3.3 – Exemple de températures de la MSAPMS n°1 à 2500 tr.min^{-1}

2. La difficulté d'évaluer avec une grande précision les coefficients d'échanges par convection des parties latérales de la machine.

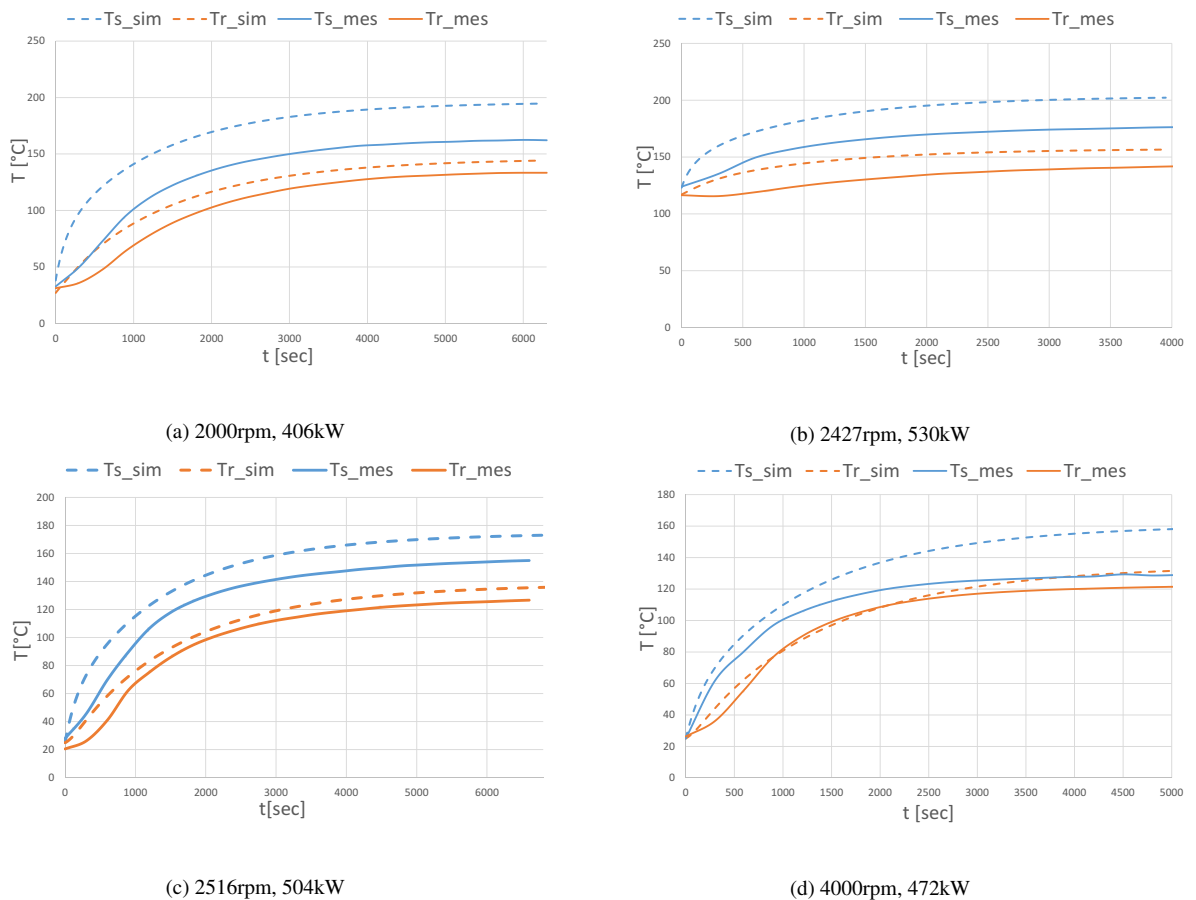


FIGURE 3.11 – Validation du modèle thermique nodal sans recalage pour plusieurs points de fonctionnement fixes

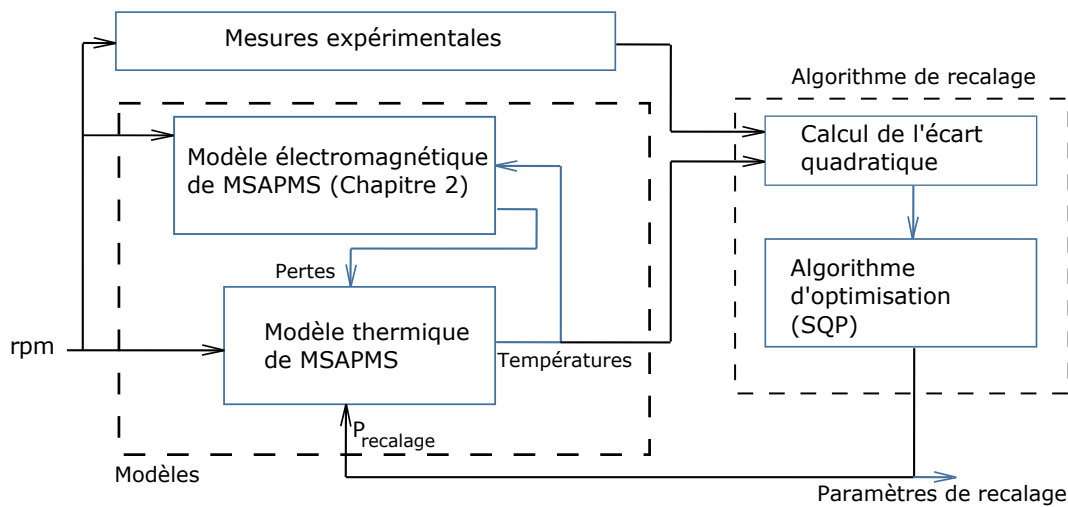


FIGURE 3.12 – Méthodologie de recalage du modèle thermique

La différence principale entre la convection forcée et la convection naturelle réside dans le mécanisme avec lequel le flux de refroidissement est généré [80]. En convection forcée, le flux externe imposé est souvent connu. Mais dans certains cas, comme par exemple pour les machines électriques fermées avec brasseur d'air, il est très difficile de déterminer les caractéristiques de ce flux (débit, chemin suivi par le fluide, ..., etc.) [23]. En convection naturelle, le flux de refroidissement est le résultat des interactions dues aux variations des densités volumiques dans le volume fluide. Ainsi, les flux de refroidissement sont liés et dépendants des températures et/ou des masses volumiques des fluides. Toutes ces caractéristiques rendent l'étude analytique bien plus compliquée que lorsque l'on considère des échanges thermiques purement conductifs [80].

Nous remarquons aussi que les constantes de temps du modèle ne correspondent pas parfaitement à celles des mesures. En effet même si l'estimation des capacités thermiques massiques est relativement précise (bonne précision sur le calcul des masses), les constantes de temps ($R_{th} \cdot C_{th}$ dans un système d'ordre 1) sont dépendantes à la fois des chaleurs spécifiques mais aussi des résistances thermiques et donc des coefficients de convection, d'où les écarts probables obtenus.

3.3.2/ VALIDATION DU MODÈLE POUR MSAPMS AVEC RECALAGE

Dans ce paragraphe, nous proposons une approche de recalage de certains coefficients de convection tout en respectant une cohérence physique. En supposant, pour une gamme de machine donnée (structure de refroidissement identique avec faible variation géométrique), que les flux du fluide de refroidissement dépendent uniquement de la vitesse de rotation de la machine, nous pouvons alors utiliser un algorithme d'optimisation pour minimiser les écarts quadratiques entre le modèle nodal et les mesures expérimentales en faisant varier en fonction de la vitesse certains coefficients de convection. La Figure 3.12 montre la méthode.

Dans notre approche, seuls les coefficients de convection dans l'entrefer et dans les parties latérales sont recalés. En effet, les capacités thermiques ainsi que les coefficients de conduction seront inchangés car les précisions de calculs de ces derniers sont supposées satisfaisantes.

Le recalage du modèle thermique se fait en utilisant un ensemble d'essais expérimentaux. Nous utilisons ensuite des essais autres que ceux utilisés pour le recalage pour valider notre approche. Nous présentons le détail des essais utilisés pour le recalage dans l'Annexe III.

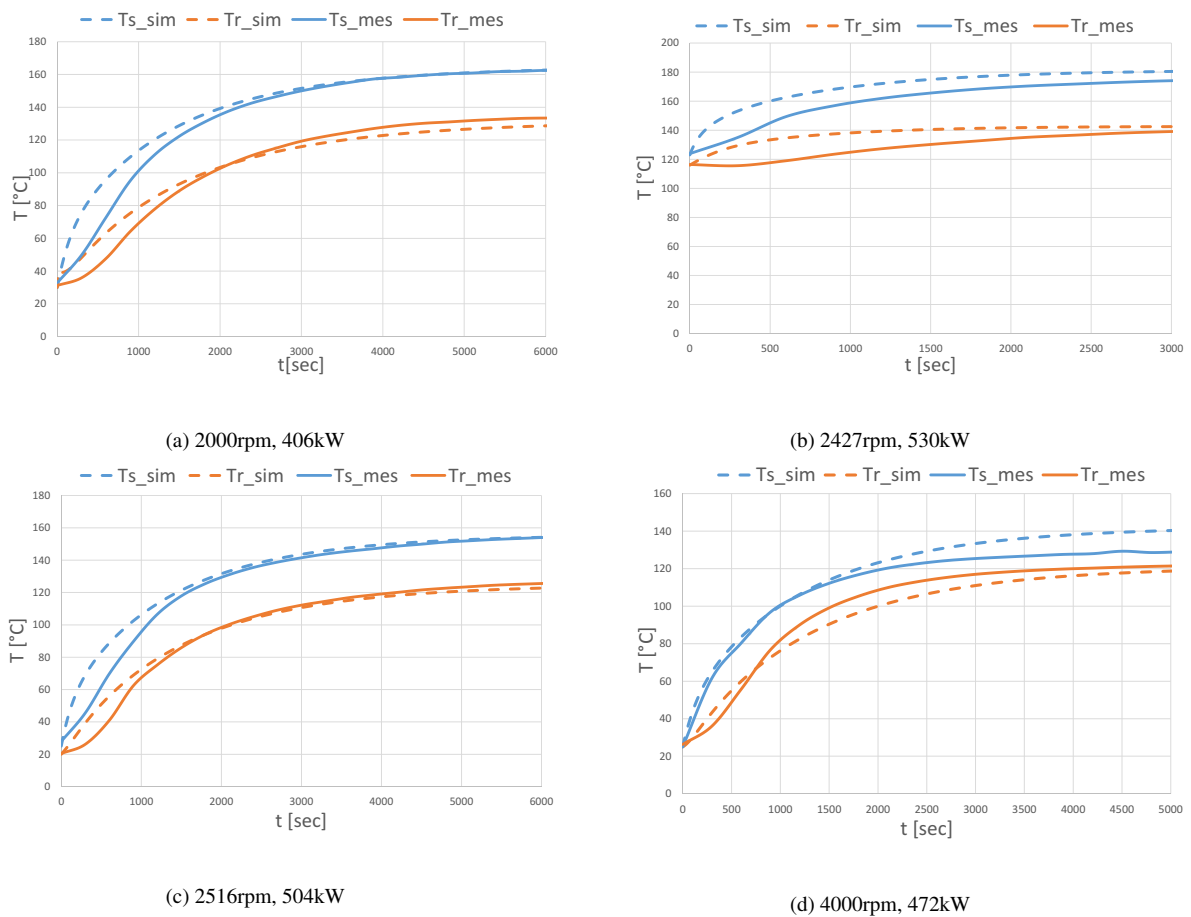


FIGURE 3.13 – Validation du modèle thermique nodal avec recalage

Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure 3.13. Nous remarquons une nette amélioration des prédictions du modèle nodal proposé (l'écart maximal passe de 40 à 10 °C). En effet à l'issue du recalage, uniquement les coefficients d'échanges des têtes de bobines vers l'air interne de la machine ont augmenté significativement (5 fois plus grand) ceci est dû à la difficulté de modéliser avec précision les écoulements du fluide (l'air) dans les parties latérales de la machine. Les autres coefficients de convection (entrefer) n'ont quant à eux pas varié.

En analysant l'ensemble des régimes de fonctionnement étudiés, nous pouvons affirmer que les résultats sont satisfaisants étant donné les écarts entre les résultats analytiques et expérimentaux. En effet, il faut tenir compte des incertitudes liées aux thermocouples qui sont implantés dans un environnement thermo-fluidique complexe. D'autre part, leur emplacement à divers endroits du bobinage par exemple montre que la température de cette structure hétérogène n'est pas isotherme et peut varier jusqu'à 50°C d'un endroit à un autre.

3.3.3/ ÉTUDE DE SENSIBILITÉ PAR RAPPORT AUX COEFFICIENTS RECALÉS

Dans le paragraphe précédent, nous avons proposé une méthodologie de recalage de nos modèles. Les résultats obtenus sont satisfaisants. Il est néanmoins nécessaire d'évaluer la sensibilité de ces modèles vis-à-vis des coefficients recalés si l'on veut s'assurer de leur viabilité dans un processus d'optimisation où les dimensions géométriques changent d'une itération à une autre. Nous étudions l'impact des erreurs commises sur les estimations de ces coefficients de convection sur les

températures du modèle.

Dans notre approche, nous utilisons les mêmes essais de validation que précédemment (paragraphe 3.3.2) et nous étudions les quatre scénarios suivants :

1. scénario 1 : nous augmentons de 50 % les valeurs de tous les coefficients de convection recalés précédemment ;
2. scénario 2 : nous réduisons de 50 % les valeurs de tous les coefficients de convection recalés précédemment ;
3. scénario 3 : nous augmentons de 50 % la valeur d'un coefficient de convection recalé précédemment ;
4. scénario 4 : nous réduisons de 50 % la valeur d'un coefficient de convection recalé précédemment.

Scénario	Températures à stabilisation dans le bobinage au stator [°C]			
	2000 rpm, 406 kW	2427 rpm, 530 kW	2516 rpm, 504 kW	4000 rpm, 406 kW
Mesure	161.7	174.1	154	128.6
Modèle recalé	160.5	180.3	153.2	140
scénario 1	145.1	177.4	138.5	128.8
scénario 2	190.3	185.7	174.5	168.3
scénario 3	159.8	179.4	151.2	139.5
scénario 4	165.5	179.9	159.4	143.6

(a) Bobinage au stator

Scénario	Températures à stabilisation dans les AP [°C]			
	2000 rpm, 406 kW	2427 rpm, 530 kW	2516 rpm, 504 kW	4000 rpm, 406 kW
Mesure	133.4	139.1	125.6	121.5
Modèle recalé	128.3	142.2	122.6	121.2
scénario 1	120	146.3	114	114.2
scénario 2	132.2	131.8	120.5	130.3
scénario 3	131.8	142.9	125.9	121.1
scénario 4	119.2	142.9	112.8	113.3

(a) AP

TABLEAU 3.4 – Etude de sensibilité du modèle thermique après recalage

Les résultats obtenus sont présentés sur les Tableaux 3.4.a et 3.4.b. Nous remarquons que le modèle est sensible aux variations des coefficients de convection utilisés pour le recalage mais cette sensibilité n'est pas très importante. Par exemple une erreur de +50 % sur l'ensemble des coefficients des coefficients utilisés pour le recalage a pour conséquence d'augmenter les écarts de températures par rapport aux mesures de 7 % au maximum au stator et de 5 % au rotor. Une erreur de -50 % sur l'ensemble des coefficients utilisés pour le recalage a pour conséquence d'augmenter les écarts de températures de 13 % et 4 % au maximum au stator et au rotor respectivement.

Par ailleurs, le modèle est beaucoup moins sensible quand l'erreur d'estimation se limite à un seul coefficient de convection. Par exemple, une erreur de +50 % sur un coefficient de convection utilisé pour le recalage induit une augmentation de 1.5 % en moyenne de l'écart entre les températures du modèle et les températures expérimentales.

3.4/ CONCLUSION

Une étude des échanges thermiques a été menée dans le but de développer des modèles thermiques pour les machines électriques à structures auto-ventilées fermées. Un des objectifs de ce développement est la généralité d'une grande partie du modèle. En effet, seules les parties actives du rotor changent selon le type de machine étudiée (MAS, MSAPMS). Cette approche permet de répondre aux besoins de simplicité de maintenance et d'évolution de l'outil informatique développé au cours de nos travaux, tout en assurant la cohérence physique et la validité des modèles vis-à-vis des mesures expérimentales.

La démarche de l'étude a consisté dans un premier temps en l'étude des moteurs dans leurs globalité mais dans une version simplifiée de la géométrie. Nous avons choisi un nombre de nœuds aussi faible que possible tout en gardant les éléments principaux de la machine. En effet, plus le nombre de nœuds est élevé, plus le modèle sera en mesure de mieux prédire les gradients de températures dans les différents endroits de la machine. Toutefois une des contraintes majeures que nous avons à surmonter était la réduction du temps de simulation de nos modèles car l'objectif principal de la thèse est la conception optimale sur cycle de fonctionnement (environ 10000 points pour un cycle).

Une fois les modèles établis, nous avons validé expérimentalement le modèle des MSAPMS. Les résultats obtenus ont été améliorés à l'aide d'une approche de recalage des coefficients de convection dont les valeurs sont très difficiles à estimer. Cette approche nous a permis de réajuster les coefficients de convection des têtes de bobines pour chaque gamme de machine d'ALSTOM (puissance, géométries relativement constantes).

Une étude a été effectuée pour évaluer la sensibilité du modèle par rapport aux erreurs éventuelles d'estimations des coefficients de convection dues aux variations des paramètres géométriques lors d'un processus d'optimisation. Nous avons observé que les erreurs commises sur les coefficients de convection utilisés pour le recalage n'influent pas beaucoup sur les écarts entre les températures données par le modèle et les températures expérimentales. Nous pouvons donc supposer que le modèle proposé reste valable durant un processus d'optimisation où les paramètres géométriques ne varient pas énormément par rapport à la géométrie de référence (géométrie pour laquelle un recalage du modèle est effectué).

Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser aux simulations multi-physiques (électromagnétiques/ thermiques). Nous y utilisons les modèles thermiques développés dans ce chapitre et nous montrerons l'intérêt d'avoir des modèles transitoires et rapides.

LA RÉDUCTION DES CYCLES DE FONCTIONNEMENT

4.1/ INTRODUCTION

Concevoir une machine électrique pour un cycle de fonctionnement bien spécifique implique nécessairement la capacité de prédire les comportements électromagnétiques et thermiques en fonction des dimensions géométriques, des matériaux utilisés et de la cinématique du cycle de fonctionnement. Toutefois, un cycle de fonctionnement ferroviaire est représenté par des milliers de points de fonctionnement (environ 10000 avec un pas de temps de 2 secondes pour un cycle d'une durée réelle de 6 heures qui correspond à un aller-retour Le Mans-Nantes par exemple). Il en découle donc que la taille des données traitées ainsi que le temps de simulation deviennent prohibitifs si l'on veut refaire la simulation du cycle entier plusieurs fois en faisant varier un (des) paramètre(s) géométrique(s) dans un processus d'optimisation.

L'objectif principal de ce quatrième chapitre est de développer des méthodes de simulation qui permettent de prédire les comportements électromagnétiques et thermiques d'une machine électrique utilisée pour un cycle de fonctionnement mais sans toutefois faire la simulation complète du cycle. Ces méthodes de réduction de cycles ont donc pour objectif de prédire les comportements critiques (températures maximales atteintes durant le cycle par exemple) d'une machine sur un cycle mais en un temps de simulation raisonnable.

Ce chapitre s'articule en deux parties. La première traitera la problématique de la simulation sur des cycles de fonctionnement (couplage multi-physique, temps de simulations, ... etc.). La deuxième partie traitera des solutions proposées pour la réduction de cycle. Dans cette partie, nous définissons les diverses méthodes développées au cours de nos travaux, leur validation, leurs avantages et leurs limites.

4.1.1/ LA SIMULATION SUR CYCLE DE FONCTIONNEMENT FERROVIAIRE

Nous entendons par cycle de fonctionnement ferroviaire un ensemble de régimes de fonctionnement (couple, vitesse) successifs que doit fournir la machine électrique pour que le train se déplace d'un endroit à un autre en un temps bien défini tout en respectant les arrêts prédéfinis sur le trajet. Nous considérons que les lois de variations de ces régimes sont discrètes (Figure 4.1) et que les vitesses et couple entre deux régimes successifs sont constants. Ceci n'est pas tout à fait exact, toutefois les durées entre deux régimes sont souvent négligeables comparées aux constantes de temps thermiques de la machine électrique.

La simulation thermique d'un cycle de fonctionnement nécessite la connaissance des sources de

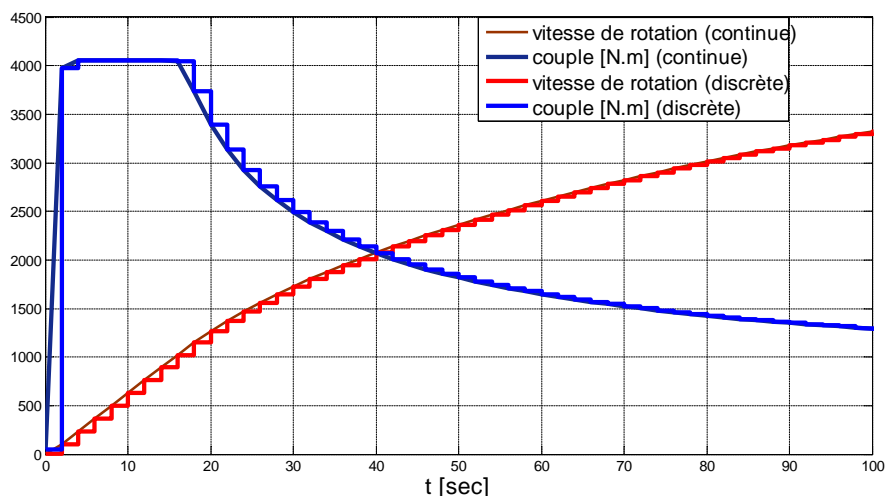


FIGURE 4.1 – Discretisation d'un cycle de fonctionnement ferroviaire

chaleur dans la machine à chaque instant. Dans notre cas, les pertes sont déterminées par le modèle électromagnétique de la machine pour chaque régime de fonctionnement. Les températures calculées ayant un impact sur certains paramètres électromagnétiques servant aux calculs de pertes, nous utiliserons alors les températures données par le modèle thermique aux régime $i - 1$ comme température de fonctionnement du régime i . L'algorithme 5 présente la méthode de couplage des modèles électromagnétique et thermique pour la simulation d'un cycle de fonctionnement.

Dans cette partie, nous effectuons la simulation d'un cycle de fonctionnement (voir la Figure 4.2) afin de montrer les contraintes liées à ce genre de simulation. La machine utilisée dans ce cas est détaillée dans le Tableau 4.1.

Remarque : Nous rappelons que les modèles utilisés (électromagnétiques et thermiques) sont validés pour des points de fonctionnement et pour des cycles. Nous supposons alors que les résultats obtenus par nos modèles lors des simulations complètes de cycles de fonctionnement (successions de simulation quasi-statique électromagnétique/thermique) sont des résultats de référence pour nos méthodes de réduction de cycles.

La Figure 4.3 présente l'évolution des températures moyennes du bobinage et des AP durant tout le cycle de fonctionnement. Le temps de simulation (électromagnétique et thermique) d'un régime de fonctionnement est en moyenne de 0.2 seconde, ce qui paraît relativement court. Toutefois, la simulation du cycle complet prend environ 40 minutes dans ce cas. Ce qui est prohibitif si l'on veut faire de la conception par optimisation où l'on doit refaire cette simulation plusieurs centaines de fois.

Paramètres	Valeur
Nombre de pôles	12
Puissance nominale en [kW]	450
Température ambiante en [°C]	25

TABLEAU 4.1 – Définition de la machine utilisée pour la simulation d'un cycle de type intercity

Algorithme 5 Algorithme de simulation sur un cycle de fonctionnement ferroviaire avec un couplage électromagnétique/thermique

1. Initialisation des données d'entrée

– Cinématique du cycle $t := \begin{bmatrix} t_1 \\ \vdots \\ t_{nbr_p} \end{bmatrix}$, $rpm := \begin{bmatrix} rpm_1 \\ \vdots \\ rpm_{nbr_p} \end{bmatrix}$, $Cu := \begin{bmatrix} Cu_1 \\ \vdots \\ Cu_{nbr_p} \end{bmatrix}$,

Alimentation : U_{bus} , $\begin{cases} \tau_{mod_1}, & MLI_1 \\ \vdots & \vdots \\ \tau_{mod_{nbr_p}}, & MLI_{nbr_p} \end{cases}$;

– géométrie de la machine ;

– choix des modèles électromagnétique et thermiques (MAS, MSAPMS - Chapitres 2 et 3-);

– conditions aux limites et initiales pour le modèle thermique ($T_{amb}, T_1 = \begin{bmatrix} T_1 \\ \vdots \\ T_N \end{bmatrix}$);

2. Pour $i := 1 : nbr_p$

1. Simulation électromagnétique pour le régime i

– en entrée : vitesse = rpm_i , couple = Cu_i , alimentation : $\{U_{bus}, \tau_{mod_i}, MLI_i\}$,
Températures des matériaux : T_i

– en sortie : Pertes = $\begin{bmatrix} P_{1_i} \\ \vdots \\ P_N \end{bmatrix}$

2. Simulation thermique pour le régime i

– en entrée : Pertes = $\begin{bmatrix} P_{1_i} \\ \vdots \\ P_N \end{bmatrix}$, T_{amb}, T_i

– en sortie : $T_{i+1} := F(T_i, Perte)$

3. fin de simulation du cycle.

Dans la Figure 4.3, nous observons que la température maximale du bobinage est atteinte à un ou plusieurs instants (ici environ à $t=17000$ sec). Cette température maximale conditionne la durée de vie de la machine, mais il est très difficile de connaître sa valeur sans passer par la simulation entière du cycle de fonctionnement (voir Chapitre 1, paragraphe 1.2.3). Par ailleurs, la température moyenne à stabilisation est aussi un paramètre important lors du dimensionnement de machines électriques pour des cycles ferroviaires. Dans les paragraphes suivants, nous présentons les méthodes proposées pour déterminer ces deux contraintes principales sans toutefois passer par la simulation complète du cycle de fonctionnement considéré.

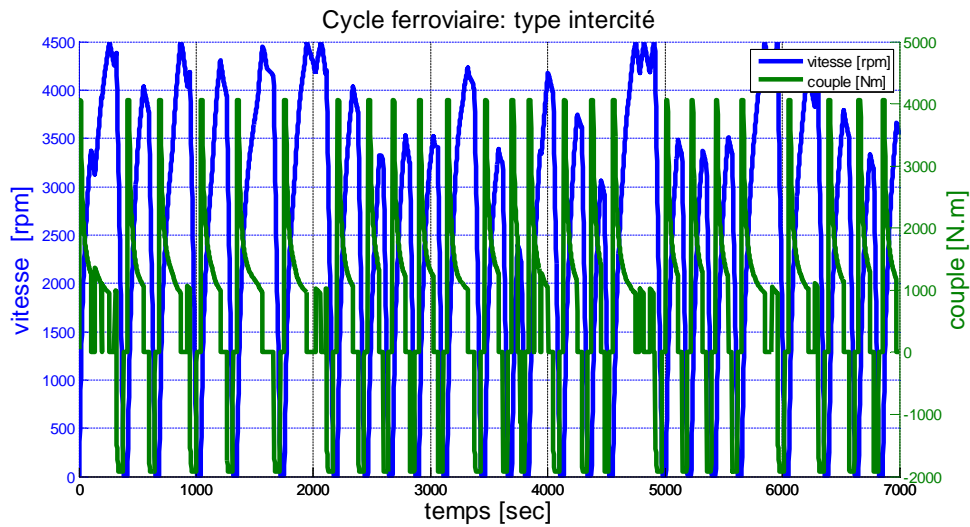


FIGURE 4.2 – Cycle de fonctionnement ferroviaire de type inter-cité (cinématique : couple-vitesse)

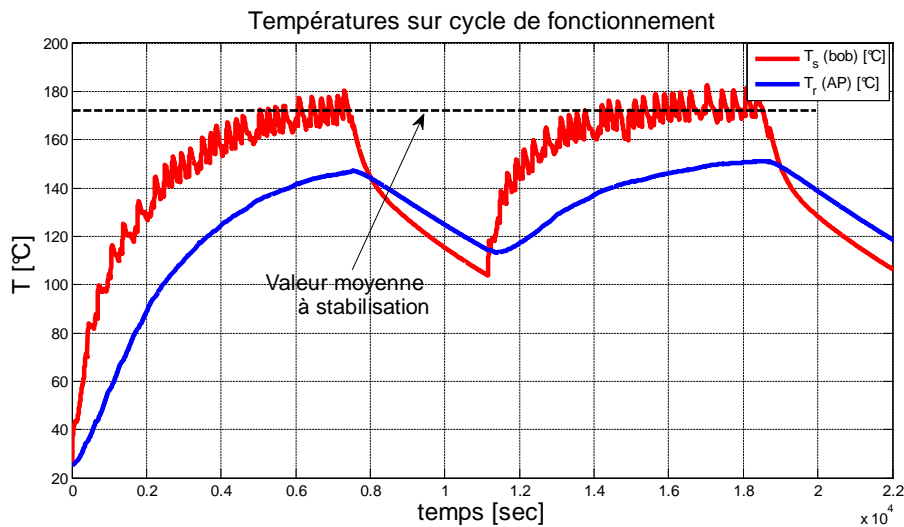


FIGURE 4.3 – Cycle de fonctionnement ferroviaire de type inter-cité (températures)

4.2/ MÉTHODE DU RÉGIME DE FONCTIONNEMENT ÉQUIVALENT

Dans cette section, nous nous intéressons à la détermination de régime de fonctionnement équivalent au cycle correspondant du point de vue températures moyennes à stabilisation et températures maximales atteintes (voir Figure 4.3).

Pour valider cette méthode, nous procédons comme suit :

1. Nous utilisons différentes machines électriques existantes d'ALSTOM (moteur 1, moteur 2, ..., etc.)
2. Nous utilisons différents cycles réels de fonctionnement (parcours 1, parcours 2, ..., etc.) appliqués au moteur i .

3. Nous faisons les simulations électromagnétiques/thermiques complètes des cycles de fonctionnement avec le moteur i (modèle électromagnétique du chapitre 2 et modèle thermique du chapitre 3).
4. Nous relevons les températures maximales et à stabilisation de chaque cycle traité.
5. Nous faisons le calcul des régimes équivalents pour chaque cycle, puis la simulation électromagnétique et thermique jusqu'à stabilisation.
6. Enfin nous comparons les températures maximales et à stabilisation des deux approches pour chaque cycle traité.

Dans nos travaux, nous utilisons trois moteurs différents (plus de détails sont donnés en Annexe IV) et cinq cycles de fonctionnement différents du point de vue occurrence des régimes de fonctionnement (Figures 4.4, 4.5 et 4.6).

4.2.1/ MÉTHODE DE LA PUISSANCE NOMINALE ÉQUIVALENTE

Dans les machines électriques, souvent, les pertes par effet Joule sont les plus importantes [60]. Dans ces travaux [18], l'auteur, en supposant la prédominance de ce type de pertes par rapport aux autres, détermine une puissance nominale de dimensionnement à partir de la cinématique du cycle de fonctionnement (équation 4.1)

$$P_{N_{rmsMethod}} = \sqrt{\frac{\sum (P_i^2 \cdot dt_i)}{\sum (dt_i)}} \quad (4.1)$$

P_i : Puissance de fonctionnement au point i du cycle ;

dt_i : Durée d'application du point i dans le cycle.

La connaissance de la puissance nominale de dimensionnement n'étant pas suffisante, nous faisons une hypothèse pour la détermination de la vitesse de dimensionnement de la machine avec la prise en compte du cycle ferroviaire considéré.

Hypothèse de détermination de la vitesse de dimensionnement :

La vitesse de dimensionnement est égale à la vitesse dont l'occurrence dans le cycle de fonctionnement est la plus élevée (voir les exemples des Figures 4.4, 4.5 et 4.6). En effet :

1. le temps d'application d'un régime de fonctionnement est souvent très faible comparé aux constantes de temps thermiques de la machine (Figure 4.2) ;
2. comme nous l'avons vu dans le chapitre 3, les coefficients de convection sont directement liés aux vitesses de fonctionnement pour une machine donnée. Les constantes de temps thermiques aussi sont liées à ces vitesses ;
3. les durées des cycles de fonctionnement ferroviaires sont souvent plus grandes que les constantes de temps thermiques (moyenne sur le cycle) des régimes appliqués.

Nous supposons que les constantes de temps thermiques moyennes de la machine sur un cycle de fonctionnement sont proches des constantes de temps à la vitesse de plus forte occurrence dans le cycle. Par ailleurs, les coefficients d'échange thermique durant le cycle de fonctionnement sont équivalents aux coefficients associés à la vitesse de plus forte occurrence.

Nous pouvons donc déterminer la vitesse de dimensionnement pour chaque cycle de fonctionnement en connaissant la vitesse ayant la plus forte occurrence. L'algorithme de détermination de cette vitesse en fonction du cycle de fonctionnement est présenté dans l'Annexe IV.

Dans nos travaux, nous utilisons la même approche que dans [18] et nous déterminons la puissance nominale équivalente au cycle de fonctionnement pour deux cas :

1. sans la prise en compte des temps d'arrêt du moteur sur le cycle ;
2. avec la prise en compte des temps d'arrêt du moteur sur le cycle.

4.2.1.1/ PUISSANCE NOMINALE ÉQUIVALENTE AVEC PRISE EN COMPTE DES TEMPS D'ARRÊT

Dans ce cas de figure, la méthode consiste à déterminer un régime équivalent (vitesse, couple et puissance) à partir de la cinématique d'un cycle de fonctionnement donné. La puissance nominale est calculée par l'équation 4.1. La vitesse de dimensionnement est égale à la valeur de la vitesse de plus forte occurrence dans le cycle (Algorithme 10, annexe IV). Enfin le couple de dimensionnement est déduit à partir de la puissance et de la vitesse calculées.

4.2.1.2/ PUISSANCE NOMINALE ÉQUIVALENTE SANS PRISE EN COMPTE DES TEMPS D'ARRÊT

À la différence de la méthode précédente, dans cette approche, nous supposons que la puissance nominale de dimensionnement est calculée avec le même principe mais sans prendre en compte les temps d'arrêt du moteur durant le cycle de fonctionnement. La puissance nominale est alors calculée par l'équation 4.2. La vitesse de dimensionnement est égale à la valeur de la vitesse de plus forte occurrence dans le cycle. Enfin le couple de dimensionnement est déduit à partir de la puissance et de la vitesse calculées.

$$P_{N_{rmsMethod}} = \sqrt{\frac{\sum (P_i^2 \cdot dt_i)}{t_{marche}}} \quad (4.2)$$

4.2.2/ MÉTHODE DU COUPLE EFFICACE ÉQUIVALENT

Dans cette partie, nous utilisons la même hypothèse que dans le cas précédent, à savoir que les pertes par effet Joule sont prédominantes. Mais au lieu de déterminer la puissance nominale équivalente, nous déterminons le *couple efficace* équivalent du cycle de fonctionnement. En effet, les pertes par effet Joule sont proportionnelles au carré des courants d'alimentation ($P_j \simeq k_{joule} \cdot I_s^2$). D'autre part, le couple utile de la MSAPMS par exemple, est proportionnel au courant ($C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \phi \cdot I_s \cdot \cos(\psi) \simeq k_{couple} \cdot I_s$) donc les pertes par effet Joule sont proportionnelles aux carrés des couples de la machine sur le cycle de fonctionnement.

Comme pour la méthode de la puissance nominale équivalente, nous calculons le couple efficace équivalent sur cycle pour les deux cas de figure : (1) avec la prise en compte des temps d'arrêt et (2) sans prise en compte des temps d'arrêt.

4.2.2.1/ COUPLE EFFICACE ÉQUIVALENT AVEC PRISE EN COMPTE DES TEMPS D'ARRÊT

Dans ce cas de figure, le couple efficace équivalent au cycle de fonctionnement est calculé en fonction de la cinématique du cycle comme suit :

$$C_{effEQ} = \sqrt{\frac{\sum (Cu_i^2 \cdot dt_i)}{t_{marche} + t_{arrêt}}} \quad (4.3)$$

La détermination de la vitesse de dimensionnement se fait de deux manières différentes :

1. En considérant la même hypothèse que dans le cas de la méthode de la puissance nominale équivalente où la vitesse de dimensionnement est supposée égale à la vitesse de plus forte occurrence dans le cycle de fonctionnement.
2. En considérant la vitesse de dimensionnement égale à la moyenne arithmétique des vitesses de fonctionnement de la machine sur le cycle de fonctionnement (équation 4.4 [81]).

$$rpm_{EQ} = \frac{\sum (rpm_i \cdot dt_i)}{t_{marche} + t_{arrêt}} \quad (4.4)$$

4.2.2.2/ COUPLE EFFICACE ÉQUIVALENT SANS PRISE EN COMPTE DES TEMPS D'ARRÊT

Comme pour le cas précédent, le couple efficace équivalent du cycle de fonctionnement est calculé en fonction de la cinématique mais cette fois sans la prise en compte des temps d'arrêt.

$$C_{effEQ} = \sqrt{\frac{\sum (Cu_i^2 \cdot dt_i)}{t_{marche}}} \quad (4.5)$$

Comme pour le cas précédent, la détermination de la vitesse de dimensionnement se fait de deux façons différentes : (1) nous considérons la vitesse à plus forte occurrence et (2) la moyenne arithmétique des vitesses de fonctionnement de la machine sur le cycle (équation 4.6)

$$rpm_{EQ} = \frac{\sum (rpm_i \cdot dt_i)}{t_{marche}} \quad (4.6)$$

4.2.3/ VALIDATION DES MÉTHODES DU RÉGIME ÉQUIVALENT

Comme nous l'avons mentionné au début de cette section, les validations des méthodes proposées se font en utilisant des machines électriques existantes d'ALSTOM et des cycles de fonctionnement ferroviaires réels.

Nous résumons les méthodes du régime équivalent dans le Tableau 4.2 et les particularités des différents cycles étudiés (répartition des occurrences des régimes de fonctionnement selon le type de cycle) dans les Figures 4.4, 4.5 et 4.6. Par ailleurs nous avons tracé sur les mêmes figures les positions (dans le plan couple/vitesse) des régimes équivalents des différentes méthodes proposées.

Méthode du régime équivalent		Nom associé
Puissance équivalente	Avec arrêt et vitesse à plus forte occurrence	M 1 – A
	Sans arrêt et vitesse à plus forte occurrence	M 1 – B
Couple efficace équivalent	Avec arrêt et vitesse moyenne	M 2 – A
	Sans arrêt et vitesse moyenne	M 2 – B
	Avec arrêt et vitesse à plus forte occurrence	M 2 – C
	Sans arrêt et vitesse à plus forte occurrence	M 2 – D

TABLEAU 4.2 – Récapitulatif des méthodes du régime de fonctionnement équivalent

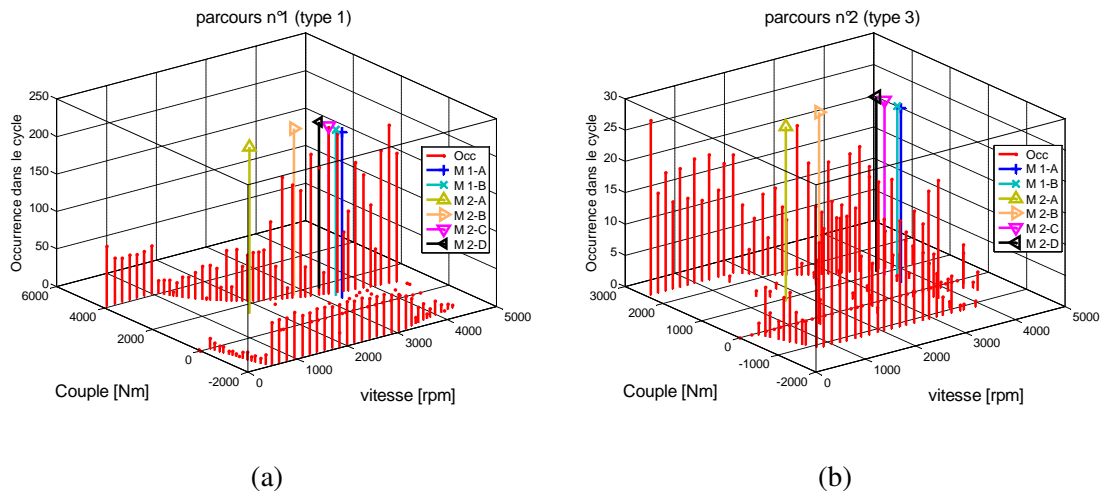


FIGURE 4.4 – Occurrences sur cycle de fonctionnement -1-

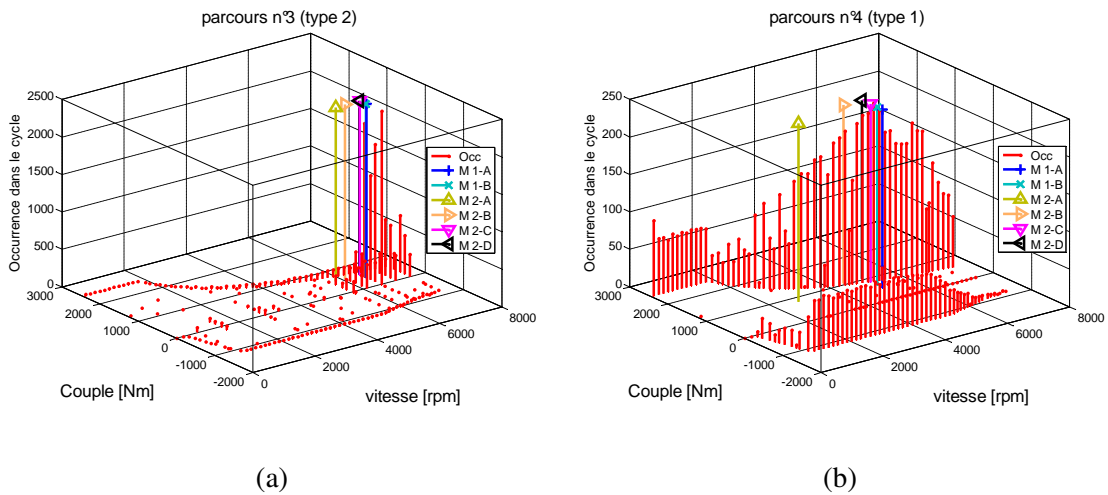


FIGURE 4.5 – Occurrences sur cycle de fonctionnement -2-

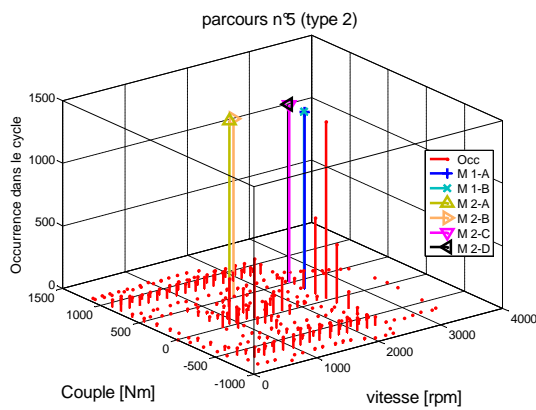


FIGURE 4.6 – Occurrences sur cycle de fonctionnement -3-

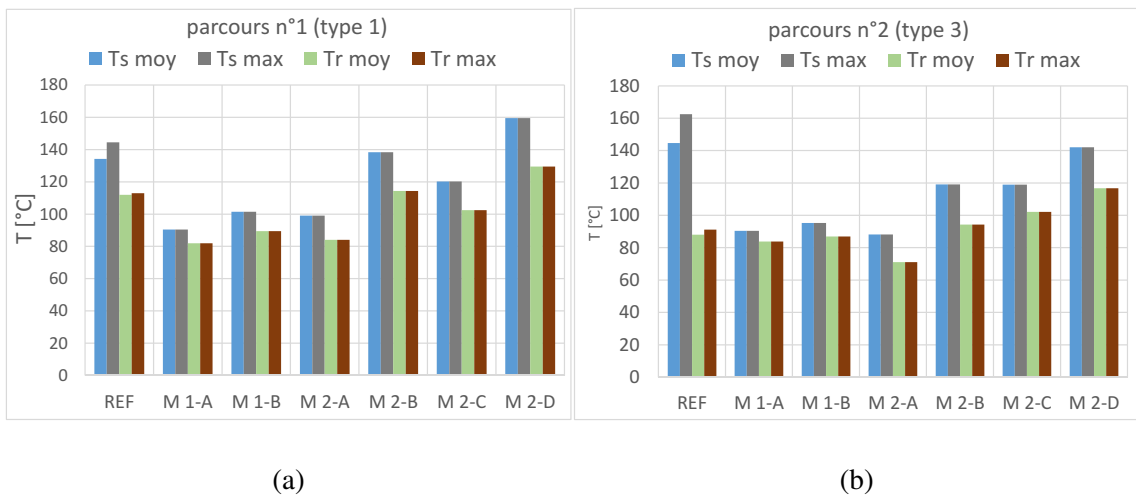


FIGURE 4.7 – Résultats thermiques des méthodes du régime de fonctionnement équivalent -1-

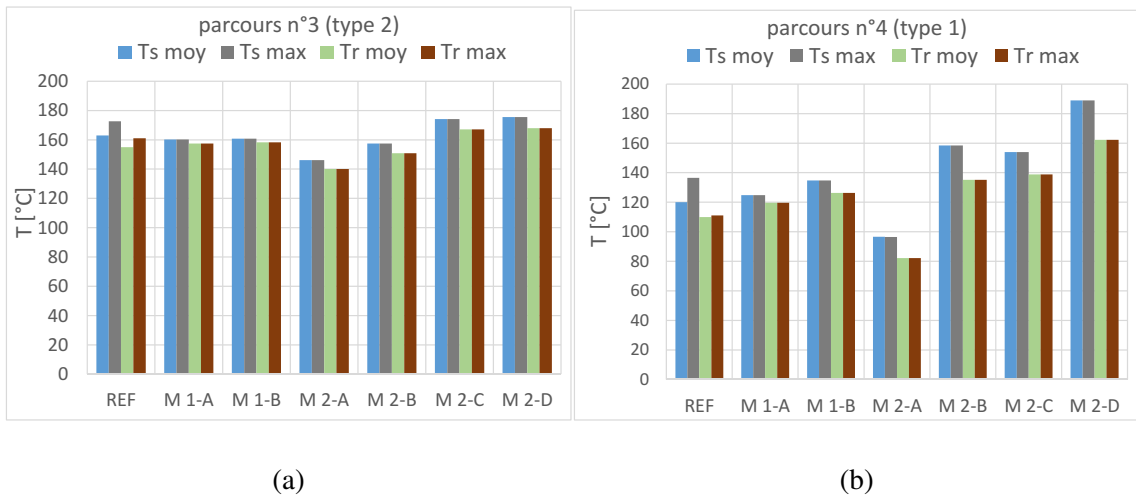


FIGURE 4.8 – Résultats thermiques des méthodes du régime de fonctionnement équivalent -2-

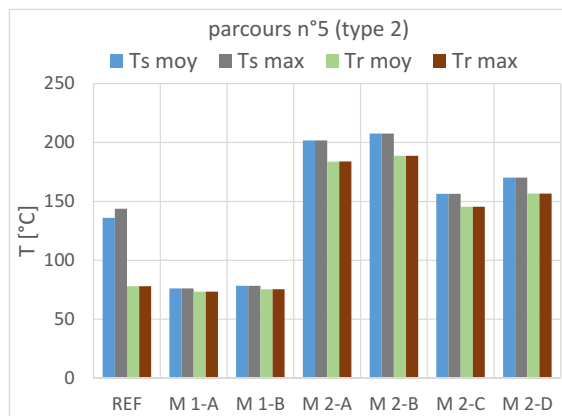


FIGURE 4.9 – Résultats thermiques des méthodes du régime de fonctionnement équivalent -3-

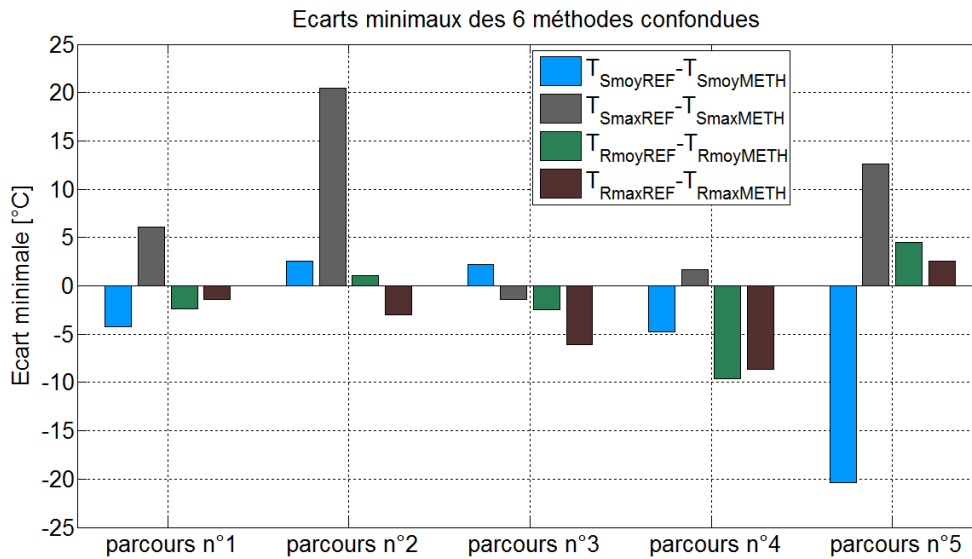


FIGURE 4.10 – Ecart minimaux des méthodes du régime équivalent

Les résultats des différentes méthodes du régime équivalent sont présentés sur les Figures 4.7, 4.8 et 4.9. Nous remarquons qu'aucune méthode de calcul de régime équivalent n'est capable de prédire parfaitement le comportement thermique des machines sur tous les cycles de fonctionnement traités. Ceci conforte la conclusion que le fonctionnement représentatif des cycles de fonctionnement ne peut pas être résumé en un seul point de fonctionnement [33]. Toutefois, nous remarquons que l'utilisation des 6 méthodes à la fois, c.a.d résumer un cycle ferroviaire avec 6 points de fonctionnement améliore grandement les prédictions des températures critiques sur le cycle (température maximale et température à stabilisation).

La Figure 4.10 présente les écarts minima obtenus entre les valeurs fournies par les simulations complètes des cycles étudiés d'une part et toutes les méthodes du régime équivalent confondues d'autre part. Nous remarquons par exemple que les estimations des températures rotoriques avec les méthodes proposées sont relativement satisfaisantes. Pour le stator, les méthodes prédisent avec une bonne précision les températures moyennes à stabilisation, sauf pour le parcour n°5 où l'écart atteint 20°C. Nous pensons que cet écart est dû à la particularité du cycle où les plus fortes occurrences sont concentrées vers les hautes vitesses et à très faibles couples.

Cycle	Nombre de points dans le cycle	Temps de simulation	
		Simulation complète	Régime équivalent
Parcours n°1	11161	~ 37 min	< 1 sec
Parcours n°2	3091	~ 10 min	< 1 sec
Parcours n°3	19034	~ 63 min	< 1 sec
Parcours n°4	22656	~ 75 min	< 1 sec
Parcours n°5	12414	~ 41 min	< 1 sec

TABLEAU 4.3 – Temps de simulation des méthodes du régime équivalent

Un autre aspect important de ces méthodes proposées est le temps de simulations. En effet, comme nous l'avons évoqué au début du chapitre, l'objectif de nos travaux est le dimensionnement des machines avec la prise en compte des cycles ferroviaires. Or nous avons exclu le dimensionne-

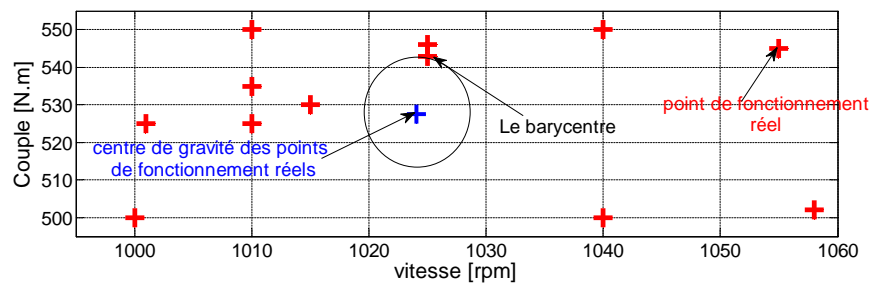


FIGURE 4.11 – Détermination du barycentre d'une région

ment en utilisant directement la totalité du cycle à cause des temps de simulations prohibitifs. Le Tableau 4.3 montre les valeurs moyennes des temps de simulation des cycles étudiés. L'avantage des méthodes du régime équivalent est alors évident compte tenu des temps de simulation réduits et des prédictions de températures qu'on peut juger suffisantes si on traite des cycle ayant la même allure.

Enfin, pour conclure sur ces méthodes, si on devait choisir un seul point représentatif d'un cycle de fonctionnement, on choisirait le régime équivalent calculé à partir du couple efficace équivalent sans prise en compte des temps d'arrêt et à vitesse de plus forte occurrence dans le cycle (méthode $M2 - D$). En effet, avec cette méthode, nous remarquons que le régime de fonctionnement surestime le plus souvent les températures moyennes dans le bobinage. Cette surestimation n'étant pas excessive, le régime équivalent peut être utilisé comme une contrainte limite de dimensionnement de la machine.

4.3/ MÉTHODE DES BARYCENTRES

Dans leurs travaux [14] [82], afin de réduire au mieux le temps de calcul sur cycle, les auteurs substituent la détermination des pertes sur l'ensemble des points de fonctionnement par un nombre faible de barycentres. Dans nos travaux, nous adaptons cette méthode pour les simulations électromagnétiques/thermiques des cycles ferroviaires.

L'hypothèse principale de la méthode consiste à supposer que, pour une machine donnée et à température donnée, les pertes électromagnétiques varient très faiblement dans des zones de fonctionnement $rpm \pm \Delta rpm$ et $Cu \pm \Delta Cu$. Ceci est d'autant plus vrai que Δrpm et ΔCu sont faibles. Par ailleurs, les durées d'application des points de fonctionnement dans le cycle (inférieures à 1 minute en général) étant souvent très faibles comparées aux constantes de temps thermiques de la machine, les erreurs commises sur les valeurs des pertes des points de fonctionnement en les approximants par leur barycentres correspondant auront alors un faible impact sur les dynamiques thermiques sur le cycle (Figure 4.12).

Nous appelons Barycentre le point de fonctionnement réel du cycle qui est le plus proche du point correspondant au centre de gravité de l'ensemble des points de fonctionnement compris dans la zone délimitée par $[rpm_{min}, \dots, rpm_{max}]$ et $[Cu_{min}, \dots, Cu_{max}]$ (Figure 4.11).

Le Tableau 4.4 présente les variables d'entrée de la méthode et les algorithmes 6 et 7 montrent la méthodologie de simulation de cycles ferroviaires en utilisant les barycentres.

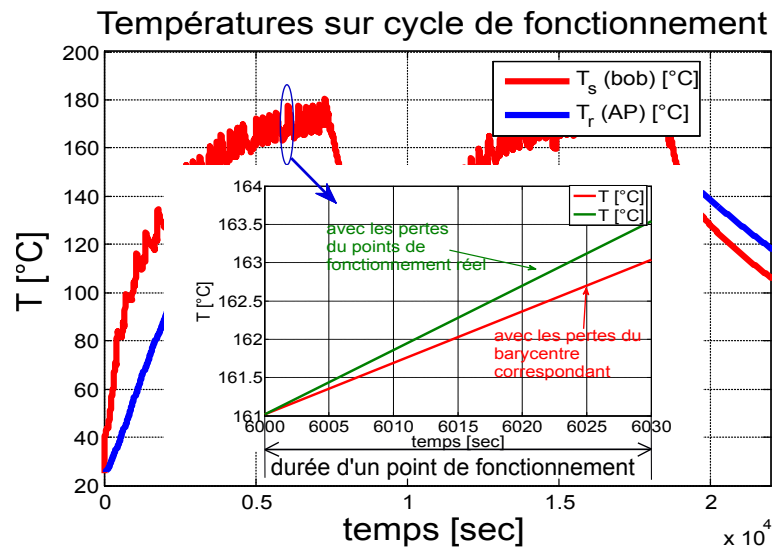


FIGURE 4.12 – Hypothèse du faible impact des erreurs dues aux barycentres sur les dynamiques thermiques

Variables	Description
rpm ($nbr_p \times 1$)	Vitesse de fonctionnement du cycle au cours du temps t
Cu ($nbr_p \times 1$)	Couple de fonctionnement du cycle
t ($nbr_p \times 1$)	vecteur temps
$Alim$ ($nbr_p \times 1$)	Alimentation du parcours ($U_{bus}, Type_{MLI}$)
ΔCu (1×1)	Valeur de la discrétisation sur l'axe des couples
Δrpm (1×1)	Valeur de la discrétisation sur l'axe des vitesses

TABEAU 4.4 – Variables d'entrée de la méthode des barycentres

Algorithme 6 Simulation électromagnétique/thermique d'un cycle par la méthode des barycentres

1. Calculs électromagnétique et thermique d'un point de fonctionnement équivalent au cycle (paragraphe 4.2) et détermination des températures de stabilisation approximatives du bobinage au stator (T_{cus}) et du rotor (T_R).
2. Simulations électromagnétiques à $[T_{cus}, T_R]$ des barycentres et calculs des pertes correspondantes
3. Pour $i := 1 \rightarrow nbr_p$
 - Trouver le barycentre correspondant au point de fonctionnement i du cycle à l'aide du vecteur $Indice_{barycentre}$ (Algorithme 7)
 - Chargement des pertes électromagnétiques du barycentre
 - Calcul thermique jusqu'au prochain point de fonctionnement du parcours réel
4. Fin de la simulation électromagnétique/thermique du cycle.

Algorithme 7 Détermination des barycentres d'un cycle ferroviaire

-
1. Initialisation : $nbrBarycentre := 1$, vecteur vitesse et couple selon les discrétisations Δrpm et $\Delta Cu (rpm_d, Cu_d)$
 2. Pour $i := 1 \rightarrow nbr_p$
 - Trouver les points P_i du cycle qui appartiennent à la région $[rpm_d(i) : rpm_d(i + 1)]$
 - Pour $i := j \rightarrow nbr_p$
 1. Trouver les points P_{ij} de P_i et qui appartiennent à la région $[Cu_d(i) : Cu_d(i + 1)]$
 2. Les points P_{ij} du cycle réel sont référencés par le numéro $nbrBarycentre$
 3. Calcul du barycentre de la région
 4. $nbrBarycentre := nbrBarycentre + 1$
 3. Les sorties : l'ensemble des points barycentres et le vecteur qui lie chaque point de fonctionnement du parcours réel à l'indice de son barycentre correspondant ($Indice_{barycentre}$)
 4. Fin
-

4.3.1/ VALIDATION DE LA MÉTHODE

Afin de valider la méthode proposée, nous procédons de la manière suivante :

1. Nous utilisons différentes machines électriques existantes d'ALSTOM (moteur 1, moteur 2, ..., etc.)
2. Nous utilisons différents cycles de fonctionnement réels (parcours 1, parcours 2, ..., etc.) appliqués au moteur i .
3. Nous faisons les simulations électromagnétiques/thermiques complètes des cycles de fonctionnement avec le moteur i (modèle électromagnétique du chapitre 2 et modèle thermique du chapitre 3).
4. Nous faisons les simulations électromagnétiques et thermiques avec la méthode des barycentres (pour plusieurs niveaux de discrétisation Δrpm et ΔCu).
5. Enfin nous comparons les températures obtenues par les deux approches.

Comme pour le cas des méthodes du régime équivalent, nous utilisons trois moteurs différents (plus de détails sont donnés en Annexe IV) et cinq cycles de fonctionnement différents du point de vue occurrence des régimes de fonctionnement (Figures 4.4, 4.5 et 4.6).

4.3.1.1/ FAIBLE DISCRÉTISATION

Dans cette partie, nous étudions les résultats de la méthode quand la discrétisation du plan couple/vitesse est très grossière, c'est-à-dire :

- $\Delta rpm \geq 0.5 \cdot (rpm_{max} - rpm_{min})$
- $\Delta Cu \geq 0.5 \cdot (Cu_{max} - Cu_{min})$

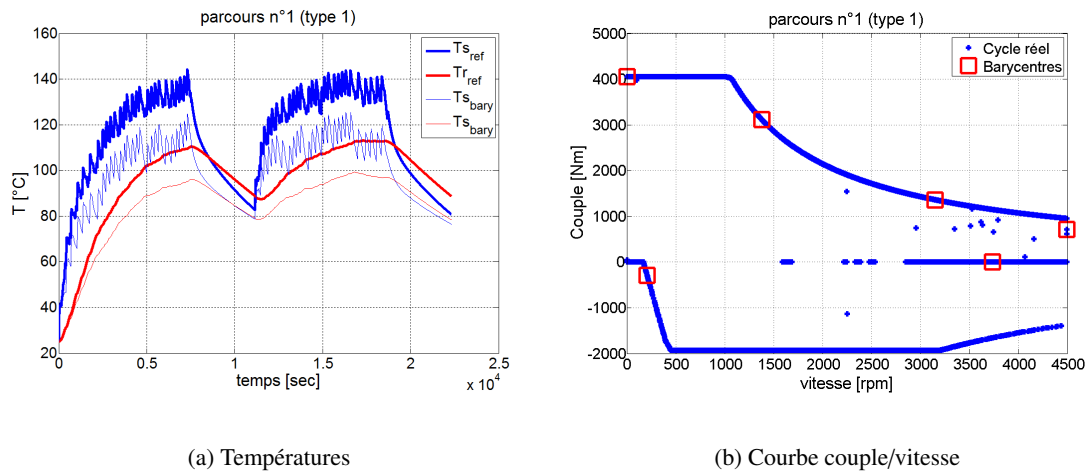


FIGURE 4.13 – Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°1 (discrétisation faible)

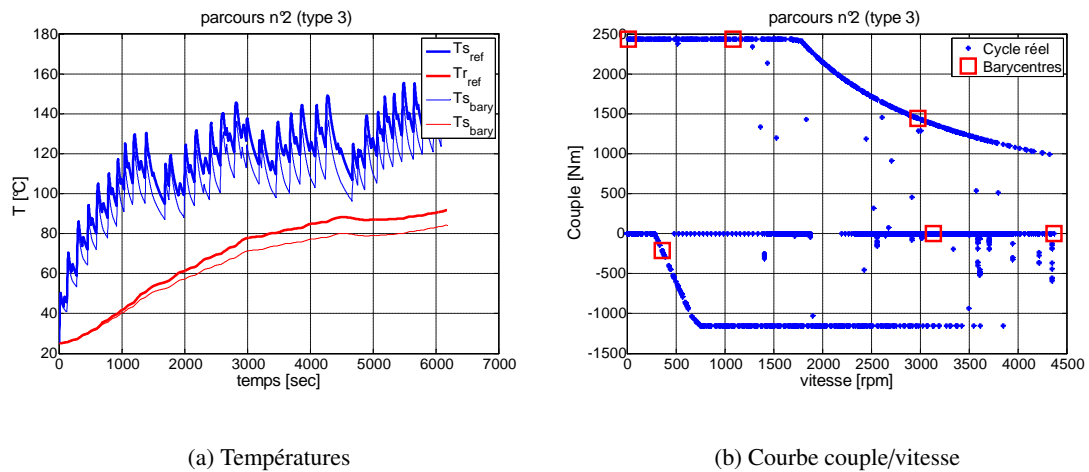


FIGURE 4.14 – Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°2 (discrétisation faible)

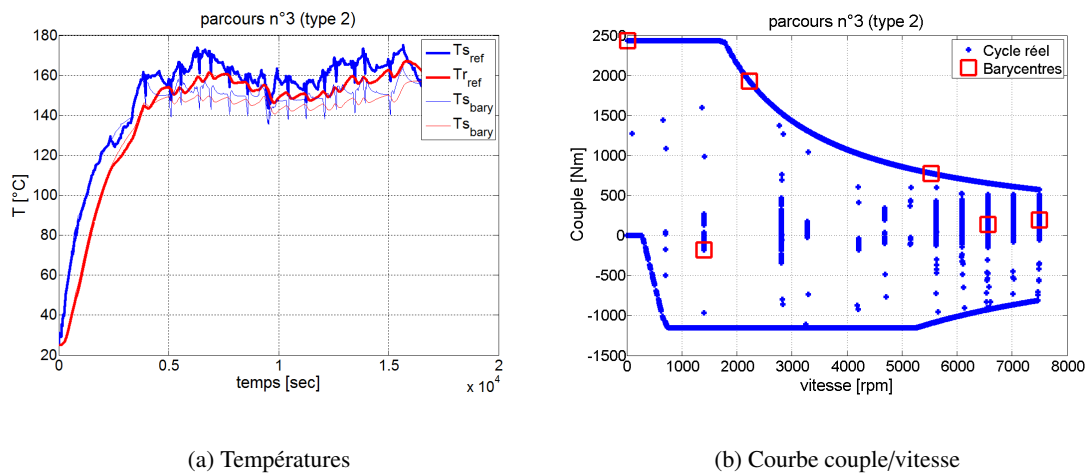


FIGURE 4.15 – Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°3 (discrétisation faible)

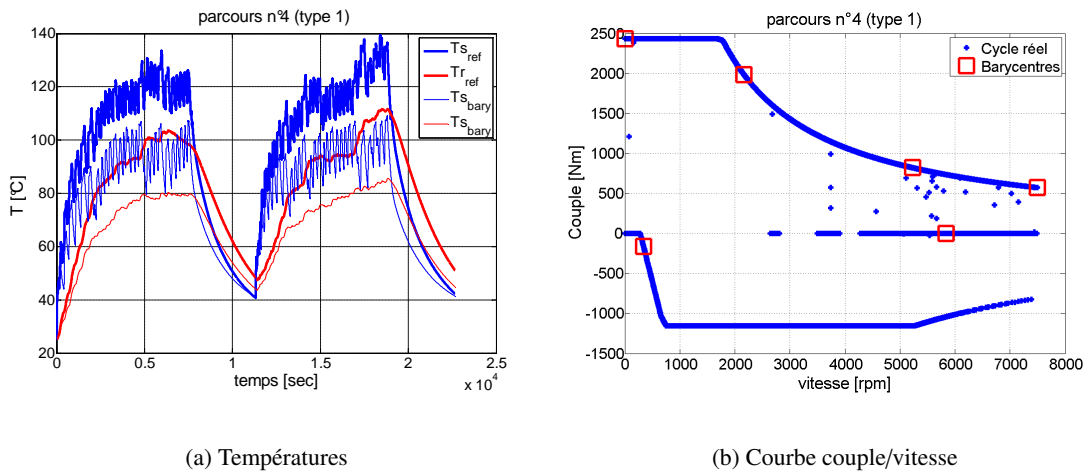


FIGURE 4.16 – Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°4 (discrétisation faible)

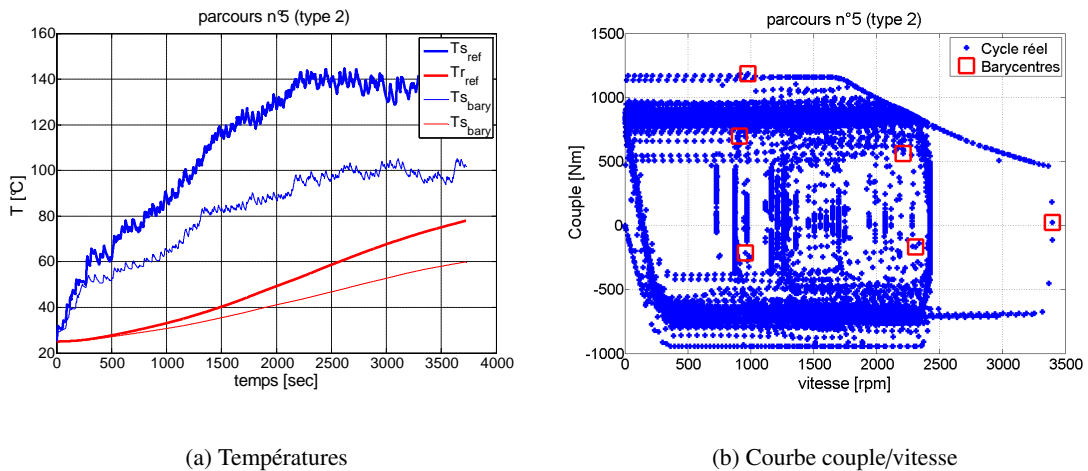


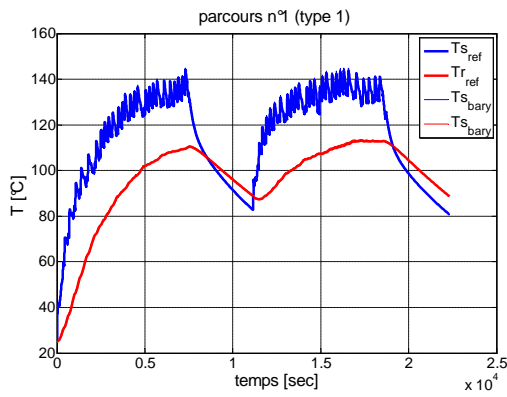
FIGURE 4.17 – Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°5 (discrétisation faible)

Les résultats sont présentés dans les Figures 4.13 à 4.17. Nous remarquons que, pour ce niveau de discrétisation, la méthode des barycentres nous renseigne sur les dynamiques des températures durant les cycles. Toutefois, les écarts de températures entre les simulations complètes des cycles et les simulations avec la méthode des barycentres sont assez élevés (jusqu'à 80°C pour la température moyenne du bobinage au stator) et ceci, indépendamment du type du cycle ferroviaire utilisé. En effet le niveau de discrétisation est ici très bas ($\Delta rpm = 0.5 \cdot (rpm_{max} - rpm_{min})$). Ce cas de figure est présenté ici uniquement pour mettre en avant la sensibilité de la méthode par rapport au niveau de discrétisation.

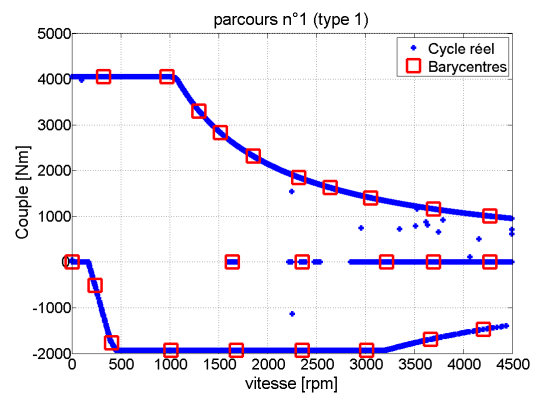
4.3.1.2/ DISCRÉTISATION MOYENNE

Dans cette partie, nous étudions les résultats de la méthode quand la discrétisation du plan couple/vitesse est moyenne, c'est-à-dire :

- $0.1 \cdot (rpm_{max} - rpm_{min}) < \Delta rpm < 0.5 \cdot (rpm_{max} - rpm_{min})$
- $0.1 \cdot (Cu_{max} - Cu_{min}) < \Delta Cu < 0.5 \cdot (Cu_{max} - Cu_{min})$

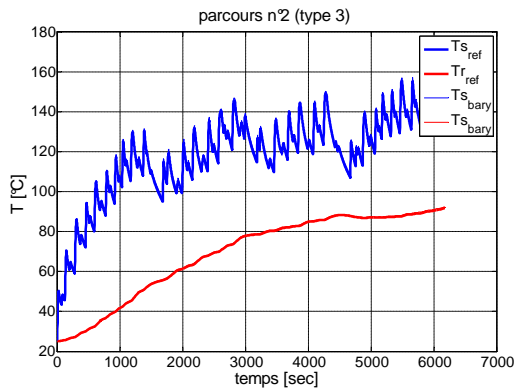


(a) Températures

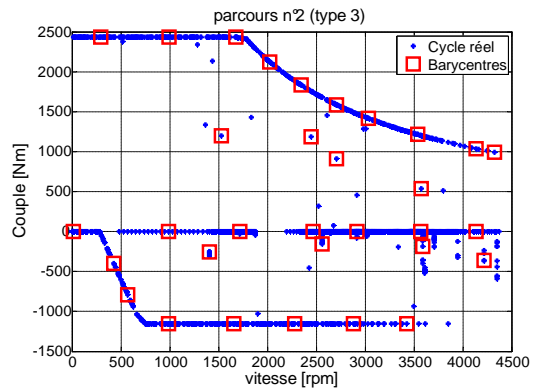


(b) Courbe couple/vitesse

FIGURE 4.18 – Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°1 (discrétisation moyenne)

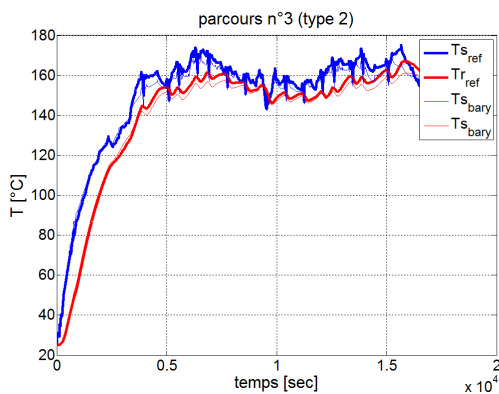


(a) Températures

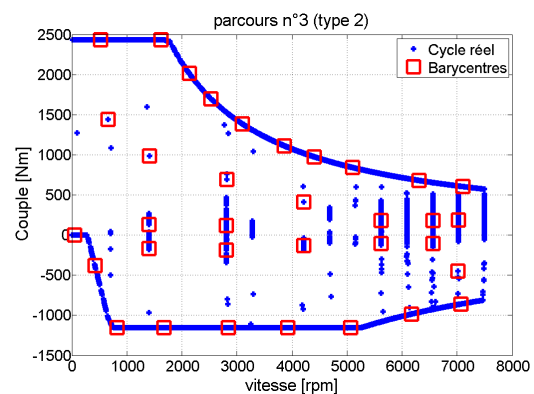


(b) Courbe couple/vitesse

FIGURE 4.19 – Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°2 (discrétisation moyenne)



(a) Températures



(b) Courbe couple/vitesse

FIGURE 4.20 – Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°3 (discrétisation moyenne)

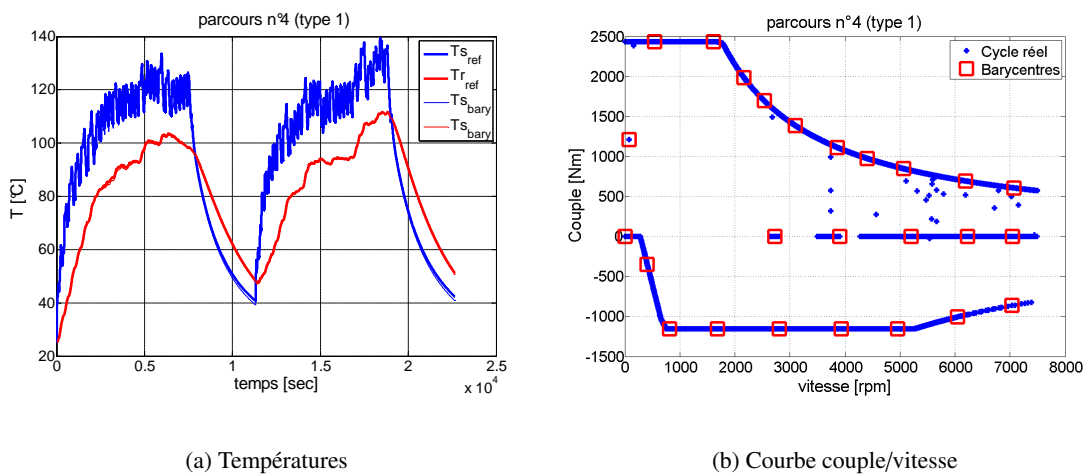


FIGURE 4.21 – Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°4 (discrétisation moyenne)

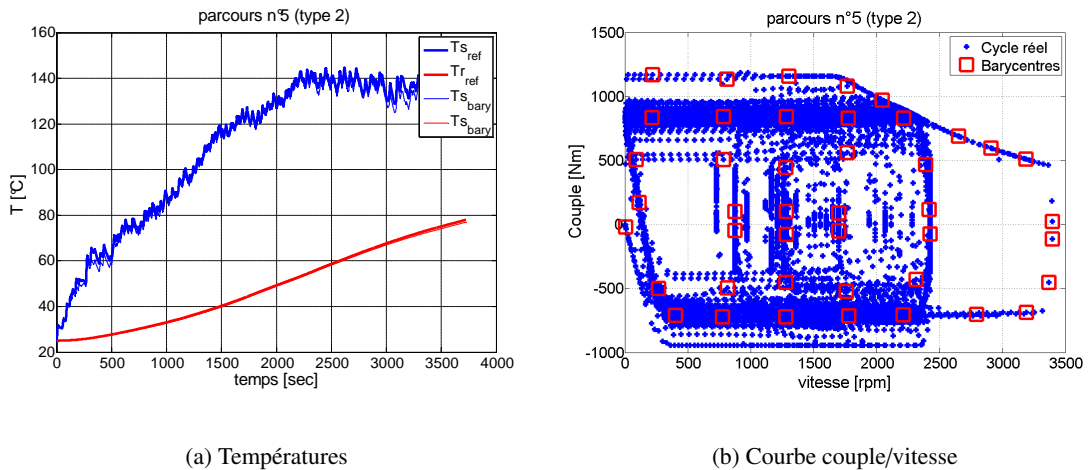


FIGURE 4.22 – Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°5 (discrétisation moyenne)

La méthode des barycentres appliquée avec des discrétisations moyennes montre des résultats très satisfaisants et ceci indépendamment du type du cycle de fonctionnement. Le Tableau 4.5 résume le nombre de barycentres considéré et le temps de simulation pour chaque cycle étudié. Nous observons que tous les cycles de fonctionnement sont très bien représentés avec environ 30 régimes de fonctionnement. Ce point implique une diminution importante du temps de simulation du cycle sans perte d'informations sur les dynamiques thermiques de la machine.

4.3.1.3/ DISCRÉTISATION ÉLEVÉE

Dans cette partie, nous étudions les résultats de la méthode quand la discrétisation du plan couple/vitesse est élevée :

- $\Delta rpm < 0.1 \cdot (rpm_{max} - rpm_{min})$
- $\Delta Cu < 0.1 \cdot (Cu_{max} - Cu_{min})$

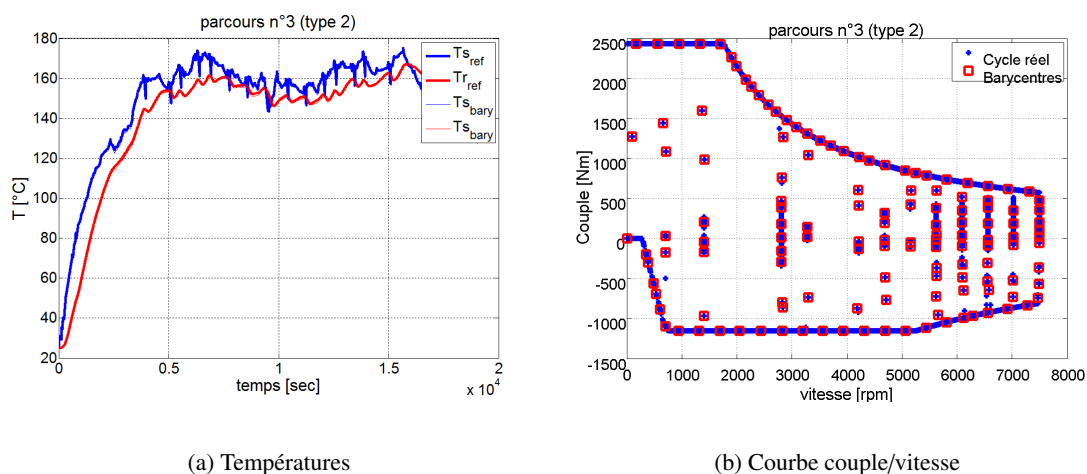


FIGURE 4.23 – Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°3 (discretisation élevée)

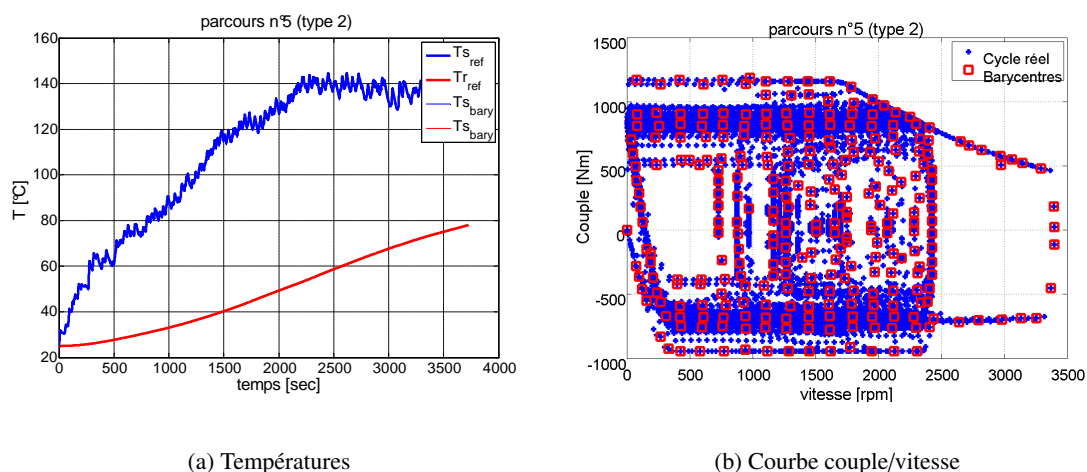


FIGURE 4.24 – Résultats de la méthode des barycentres pour le parcours n°5 (discretisation élevée)

Les résultats de la méthode appliquée avec de fortes discrétisations sont présentés dans les Figures 4.23 et 4.24. Nous présentons les résultats de deux cycles uniquement car les mêmes tendances sont observées quel que soit le type de cycle traité. En effet, avec des discrétisations moyennes, les résultats étaient déjà suffisants. Augmenter la discrétisation n'est plus nécessaire à partir de $\Delta rpm \leq 0.15.(rpm_{max} - rpm_{min})$ et $\Delta Cu \leq 0.15.(Cu_{max} - Cu_{min})$.

Le Tableau 4.5 compare les temps de simulation entre la méthode des barycentres et la méthode de simulation complète électromagnétique et thermique du cycle ferroviaire. Nous observons une nette réduction des temps de simulation (de 63 minutes à 50 secondes par exemple) sans perdre en information critique (températures maximales atteintes durant le cycle), ce qui est l'objectif principal de ce chapitre.

Cycle	Taille du cycle [points]	Temps de simulation						
		Simulation complète t_{sim} [min]	Méthode des barycentres					
			Faible discrétisation		Moyenne discrétisation		Forte discrétisation	
			nbr_b	t_{sim} [sec]	nbr_b	t_{sim} [sec]	nbr_b	t_{sim} [sec]
Parcours n°1	11161	~ 37	6	22	24	25	79	32
Parcours n°2	3091	~ 10	6	7	32	11	94	17
Parcours n°3	19034	~ 63	6	38	34	42	137	50
Parcours n°4	22656	~ 75	6	45	25	49	84	55
Parcours n°5	12414	~ 41	6	29	43	32	280	65

TABLEAU 4.5 – Temps de simulation et nombre de barycentres considérés

4.4/ CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux approches pour répondre à la problématique du temps de simulation élevé des cycles ferroviaires qui résulte de la nécessité de connaître les caractéristiques thermiques critiques des cycles (températures maximales atteintes, températures à stabilisation). La première approche développée consistait à déduire des régimes de fonctionnement en fonction des cycles étudiés. Dans ce cas, nous avons remarqué qu'il n'est pas possible de réduire le comportement d'une machine électrique sur un cycle de fonctionnement en un seul régime de fonctionnement, ce qui conforte les conclusions relevées dans les travaux existants. Néanmoins, l'utilisation de l'ensemble des méthodes de détermination des régimes équivalents présentées (6 méthodes) permet d'avoir une idée satisfaisante du comportement thermique de la machine sur cycle sans toutefois passer par la simulation complète de ce dernier. Par ailleurs, ces méthodes nous renseignent bien sur les températures moyennes à stabilisation. C'est pour cette raison que ces températures sont utilisées comme données d'entrée de la deuxième approche étudiée dans ce chapitre.

La deuxième approche, la méthode des barycentres montre qu'il est possible de limiter le nombre de simulations électromagnétiques (environs 30) sans perdre en informations sur les dynamiques thermiques de la machine, et ce, indépendamment de la nature du cycle étudié. Toutefois, cette méthode présente des limites dès que la discrétisation du plan couple/vitesse du cycle devient grossière. Mais, en pratique, utiliser des discrétisations moyennes apporte des résultats satisfaisants tout en réduisant les temps de simulation des cycles de manière importante (de 63 minutes à 42 secondes par exemple).

Avec ce chapitre, nous avons achevé la mise en place des outils nécessaires pour la conception de machines électriques pour des cycles de fonctionnement ferroviaires. En effet les chapitres 2 et 3 permettent de modéliser les comportements électromagnétiques et thermiques des machines sur les cycles et ce chapitre apporte des solutions satisfaisantes de réduction des temps de simulations qui sont un facteur clé dans notre étude. Dans le chapitre suivant, nous utiliserons ces outils dans une optique d'optimisation.

CONCEPTION SUR CYCLES FERROVIAIRES

5.1/ INTRODUCTION

Dans ce dernier chapitre, nous mettons en œuvre la méthodologie de dimensionnement décrite dans l'Algorithme 2 du chapitre 1. Dans le premier chapitre, nous avons présenté le besoin de la prise en compte des cycles de fonctionnement lors du dimensionnement des machines électriques pour la traction ferroviaire. Au cours des chapitres 2 et 3, nous avons modélisé les comportements électromagnétiques et thermiques des machines électriques utilisées par ALSTOM. Puis, dans le chapitre précédent, nous avons proposé différentes approches pour déterminer le comportement électromagnétique/thermique des machines électriques sur les cycles de fonctionnement ferroviaires mais sans toutefois faire la simulation complète, ce qui est prohibitif en terme de temps de calcul.

À ce stade, nous disposons donc de tous les éléments nécessaires aux dimensionnements optimaux des machines sur des cycles. Ce chapitre s'articule sur la résolution de deux types de conception. La première concerne l'optimisation des machines électriques existantes. En effet, pour des raisons économiques et industrielles, dans cette approche, nous considérons que les formes et les dimensions des tôles ne changent pas et que seuls le nombre de tôles empilées dans le sens axial et le bobinage changent. La deuxième catégorie concerne la conception complète de machines électriques à partir d'un cahier des charges. Dans ce cas, le concepteur dispose d'une grande marge de manœuvre, c'est pour cette raison que nous utilisons une méthode qui combine un algorithme aléatoire avec un algorithme déterministe pour l'identification de la (les) solution(s) optimale(s).

5.2/ OPTIMISATION DU BOBINAGE

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons à un cas d'étude particulier où les formes et les dimensions des tôles sont imposées afin de limiter les coûts de fabrication des machines. Dans ce cas de figure, le cahier des charges se limite à la spécification du cycle de fonctionnement et la géométrie de la machine de départ. Il s'agit alors de déterminer quel est le meilleur bobinage adapté à ce cycle.

Nous pouvons définir un bobinage à l'aide d'un ensemble de variables discrètes telles que :

- $2.p$ nombre de pôles de la machine,
- n_{epph} nombre d'encoches par pôle et par phase,
- n_{ssph} nombre de spires en série par phase,
- n_{vpara} nombre de voies en parallèle.

L'approche adoptée dans ce cas consiste à générer la totalité de l'espace des variables discrètes qui sont faisables d'un point de vue physique et/ou industriel, puis de sélectionner la meilleure combinaison. L'algorithme 8 présente la méthodologie de génération de l'espace des variables discrètes.

À ce stade, nous disposons de la totalité des combinaisons possibles selon p , n_{epph} , n_{ssph} . À titre indicatif, pour $p = [2 \dots 6]$, $n_{epph} = [1 \dots 4]$, $n_{ssph} = [2 \dots 120]$ le nombre total de combinaison est de $nbr_{possib} = 2493$ et si nous fixons le nombre d'encoches au stator à $n_{eS} = 72$, le nombre de combinaison est de $nbr_{possib} = 325$. Par ailleurs, il existe des contraintes liées à la fabrication des conducteurs. Par exemple, l'épaisseur d'un conducteur élémentaire est limitée pour des raisons de tenue mécanique. La Figure 1.8 du chapitre 1 présente le domaine de faisabilité considéré dans nos travaux. Enfin, parmi les cas précédents, nous gardons uniquement ceux qui respectent les contraintes de faisabilité des conducteurs. À titre indicatif, pour le même cas considéré ci-dessus, nous avons uniquement 137 cas faisables.

Algorithme 8 Méthodologie de génération de l'espace des variables discrètes

- Données d'entrée : $\{p, n_{epph}, n_{ssph}\}$, nombre de couches de conducteurs n_{cce} et le nombre de phases n_{ph}
- Générer la matrice M suivante :

$$M = \begin{bmatrix} p_1 & n_{epph_1} & n_{ssph_1} \\ p_1 & n_{epph_1} & n_{ssph_2} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ p_1 & n_{epph_1} & n_{ssph_{n_3}} \\ p_1 & n_{epph_2} & n_{ssph_1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ p_1 & n_{epph_{n_2}} & n_{ssph_{n_3}} \\ p_2 & n_{epph_1} & n_{ssph_1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ p_{n_1} & n_{epph_{n_2}} & n_{ssph_{n_3}} \end{bmatrix}$$

- Calcul intermédiaire pour toute la matrice M
 1. Nombre de bobines par phase : $n_{bphV} = \frac{2 \cdot n_{epph} \cdot p \cdot n_{cce}}{2}$ (vecteur de longueur nbr_{comb})
 2. Initialisation : nombre de voies en parallèle $n_{vparaINIT} = [1 \dots 2p]$, M_{nvpara} : Matrice nombre de voies en parallèles, tel que chaque ligne de la matrice contient un vecteur des valeurs possibles pour la combinaison p, n_{epph}, n_{ssph}
 - Pour $i = 1$ à $i = nbr_{comb}$
 1. $p = M(i, 1)$, $n_{epph} = M(i, 2)$, $n_{ssph} = M(i, 3)$, $n_{bph} = n_{bphV}(i)$
 2. Calcul du nombre de bobines en série : $n_{bserieV} = \frac{n_{bph}}{n_{vparaINIT}}$ et prendre uniquement $n_{bserie} = n_{bserieV} \cap \{\mathbb{N}\}$
 3. Calcul du nombre de conducteurs pour chaque cas de n_{bserie} : $n_{cb} = \frac{n_{ssph}}{n_{bserie}} \cap \{\mathbb{N}\}$ et détermination de $n_{vparaCB}$ correspondants
 4. Détermination $n_{vparaOK}$ tel que : $modulo(n_{bserie}, p) = 0$ ou $modulo(n_{vparaCB}, p) = 0$
 5. Enregistrement de $M_{nvpara}(i, :) = n_{vparaOK}$.
 6. $nbr_{possib} \leftarrow nbr_{possib} + longueur(M_{nvpara}(i, :))$
-

Paramètres	Valeur
Nombre de pôles	8
Nombre de spires en série par phase	48
Nombre d'encoches par pôle et par phase	2
Nombre de voies en parallèle	4

TABLEAU 5.1 – Définition de la machine utilisée pour l'optimisation du bobinage

La procédure d'optimisation du bobinage consiste à tester toutes les possibilités de l'espace des variables discrètes à l'aide de la méthode des barycentres développée dans le chapitre 4. Il est vrai qu'il est plus juste de parler d'une énumération de l'espace des variables discrètes que d'une optimisation à proprement parler. Toutefois, en pratique, l'espace des variables discrètes est faible et ne justifie pas l'emploi d'un algorithme d'optimisation. Par ailleurs, cette approche d'énumération de l'espace des variables discrètes est importante pour la compréhension de l'approche adoptée dans le paragraphe suivant pour la conception optimale de machines sur des cycles ferroviaires.

5.2.1/ SCÉNARIO N°1

Dans cette partie, nous présentons les résultats obtenus après l'étude du bobinage de la machine détaillée dans le Tableau 5.1. Nous étudions la machine pour deux cycles de fonctionnement différents (Figures 5.1.a et 5.1.b). Nous générons un espace de variables discrètes comme mentionné dans le paragraphe précédent, puis, pour chaque cycle, nous faisons les simulations électromagnétique/thermique à l'aide de la méthode des barycentres. Enfin, nous comparons les températures au stator.

Le Tableau 5.2 présente l'espace des variables discrètes étudié.

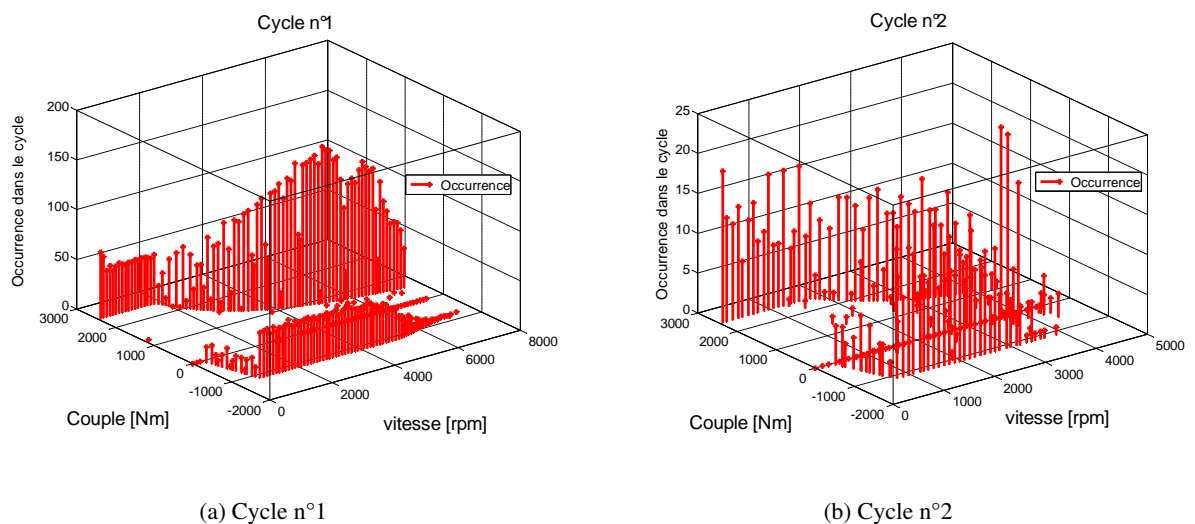


FIGURE 5.1 – Cycles de fonctionnement utilisés pour l'optimisation du bobinage

Les Figures 5.2 et 5.3 présentent quelques comparaisons des températures moyennes du bobinage pour les différents cas (bobinages du Tableau 5.2) étudiés. Nous remarquons que, pour les cycles

Données d'entrée	Nom	n_{epph}	n_{ssph}	n_{vpara}	$n_{condbob}$
$p = 4$ $n_{epph} = [1, \dots, 4]$ $n_{ssph} = [34, \dots, 64]$ $n_{eS} = 48$	M1	2	36	4	9
	M2	2	40	2	5
	M3	2	40	4	10
	M4	2	44	4	11
	M5	2	48	2	6
	M6	2	48	4	12
	M7	2	52	4	13
	M8	2	56	2	7
	M9	2	56	4	14
	M10	2	64	1	4
	M11	2	64	2	8

TABLEAU 5.2 – Espace des variables discrètes des scénarios n°1 et n°2

de fonctionnement où les occurrences les plus élevées se situent vers les hautes vitesses ou hautes fréquences (Figure 5.2), les échauffements du bobinage sont d'autant plus élevés que l'épaisseur du conducteur élémentaire est importante. En effet, à hauteur d'encoche constante (tôles identiques pour tous les bobinages étudiés), plus le nombre de conducteurs par bobine est élevé et plus l'épaisseur d'un conducteur élémentaire est faible. La machine M10 dont le nombre de conducteurs par bobine est égale à 4 présente les échauffements les plus élevés. Ceci est dû au fait que les pertes harmoniques par effet Joule sont beaucoup plus importantes dans les conducteurs épais à cause des effets fréquentiels qui ont pour conséquence d'augmenter les résistances électriques harmoniques du bobinage (voir le paragraphe 2.2.7.2 du chapitre 2) et, comme les occurrences les plus élevées sont aux hautes fréquences, alors ces augmentations de pertes par effet Joule produisent des échauffements élevés.

Pour le cycle n°2 (Figure 5.3) où les occurrences les plus élevées se situent davantage vers les faibles et moyennes vitesses (basses et moyennes fréquences). Nous remarquons que les évolutions des températures des bobinages sont pratiquement équivalentes car, aux basses fréquences, les résistances électriques des bobinages sont quasi-équivalentes donc les pertes par effet Joule aussi.

$$C_u \simeq \frac{FEM_i \cdot I_{q_i}}{\Omega} \simeq \frac{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot n_{ssph_i} \cdot f_S \cdot \phi \cdot K_b}{\Omega} \cdot I_{q_i} \quad (5.1)$$

$$\frac{I_{q_i}}{I_{q_j}} \simeq \frac{n_{ssph_j}}{n_{ssph_i}} \quad (5.2)$$

Par ailleurs, en utilisant les équations 5.1 et 5.2, nous déduisons que plus le nombre de spires en série est élevé et plus le courant maximal durant le cycle est faible. Comme les échauffements sont équivalents pour les différents bobinages, il serait plus judicieux de choisir le bobinage M10 ou M11 ($n_{ssph} = 64$) si le courant maximal délivré par l'onduleur est une contrainte de dimensionnement, ce qui est souvent le cas.

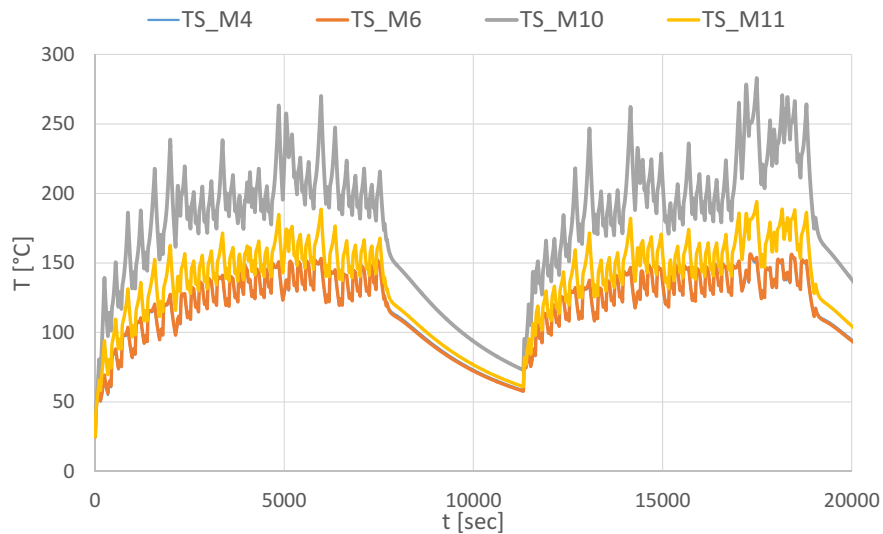


FIGURE 5.2 – Résultats d’optimisation du bobinage pour le cycle n°1

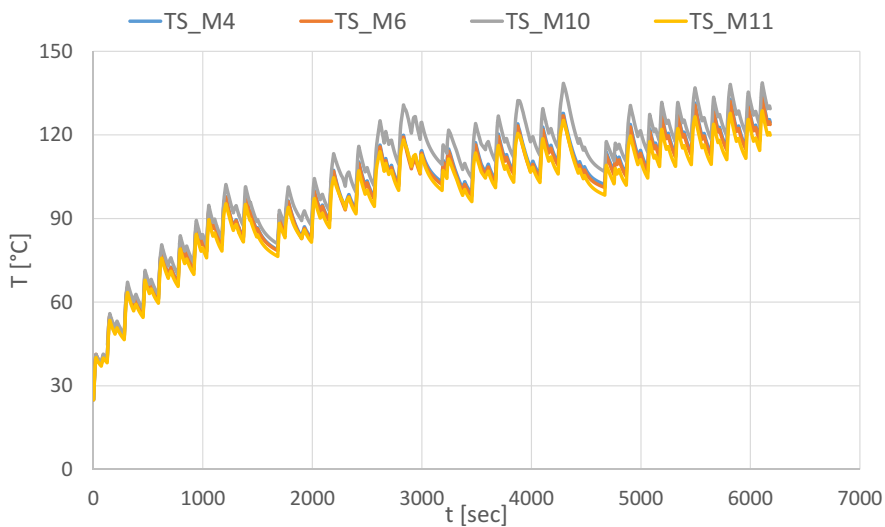


FIGURE 5.3 – Résultats d’optimisation du bobinage pour le cycle n°2

5.2.2/ SCÉNARIO N°2

Dans le scénario précédent, nous avons étudié l’influence du bobinage sur le comportement électromagnétique/thermique sur cycle mais en gardant la même puissance nominale. Il arrive que cette puissance de dimensionnement change d’un cycle à un autre mais les formes et les dimensions des tôles ne doivent pas changer. Dans ce cas, nous pouvons modifier la longueur de la machine (nombre de tôles empilées dans le sens axial) en plus du bobinage pour l’adapter au cycle considéré. Le scénario n°2 correspond à la résolution de ce genre de cahier des charges.

Dans ce scénario, la longueur du fer est discrétisée avec un pas correspondant à l’épaisseur de 2 à 6 tôles. Cette longueur varie de $\pm 10\%$ de la longueur de la machine initiale. Dans ce qui suit, nous présentons les résultats obtenus pour une machine initiale détaillée dans le Tableau 5.1. Nous étudions la machine pour le cycle de fonctionnement présenté dans la Figures 5.1.a.

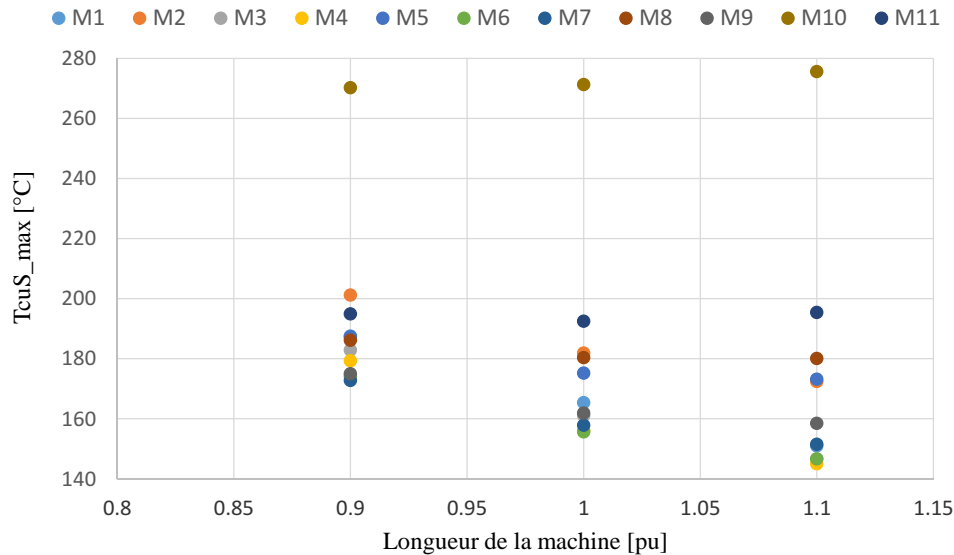


FIGURE 5.4 – Températures maximales au stator pour chaque moteur traité en fonction du pourcentage de la longueur du moteur initial

Nous générons un espace de variables discrètes comme mentionné dans le paragraphe 5.2, puis, nous faisons les simulations électromagnétiques/thermiques à l'aide de la méthode des barycentres pour chaque pas de longueur ($[0.9L_{FS_0}, L_{FS_0}, 1.1L_{FS_0}]$) et chaque bobinage (Tableau 5.2). Enfin, nous comparons les températures au stator.

La Figure 5.4 présente les températures maximales atteintes durant le cycle de fonctionnement pour tous les bobinages et toutes les longueurs de machines étudiées. Pour une longueur de machine donnée, nous nous retrouvons dans un cas identique au scénario N°1 traité dans le paragraphe précédent.

Pour la plupart des moteurs (bobinages du Tableau 5.2) traités, nous observons des résultats prévisibles à savoir : augmenter la longueur de la machine augmente les sections des échanges thermiques, diminue les pertes fer par exemple et fait baisser la température maximale au stator. Par exemple, dans le moteur 4, une augmentation de la longueur de 10 % par rapport à la longueur initiale fait baisser la température maximale au stator de 10 °C. De cette manière, nous pouvons quantifier l'augmentation de la température en fonction de la diminution de la longueur de la machine. D'un autre côté, si nous comparons les résultats des moteurs 5 et 6, nous remarquons que la température maximale au stator dans le moteur 5 pour la longueur initiale est pratiquement égale à la température maximale au stator dans le moteur 6 avec 10 % de moins en longueur de machine. Nous pensons que c'est dû au fait que, dans le moteur 6 nous avons 2 fois plus de voies d'enroulement du bobinage, donc à hauteur d'encoche constante, un conducteur élémentaire du moteur 5 est deux fois plus épais que celui du moteur 6. Et donc les pertes par effet Joule dues aux effets fréquents sont plus élevées dans les conducteurs du moteur 5.

Le moteur 11 présente un comportement particulier, en effet, nous observons que l'augmentation de la longueur de la machine ne fait pas baisser la température maximale mais bien au contraire elle l'augmente légèrement. Nous pensons que ce comportement est dû à deux phénomènes dont les effets s'additionnent. Nous comparons les moteurs 4 et 10 pour mettre en évidence ces phénomènes :

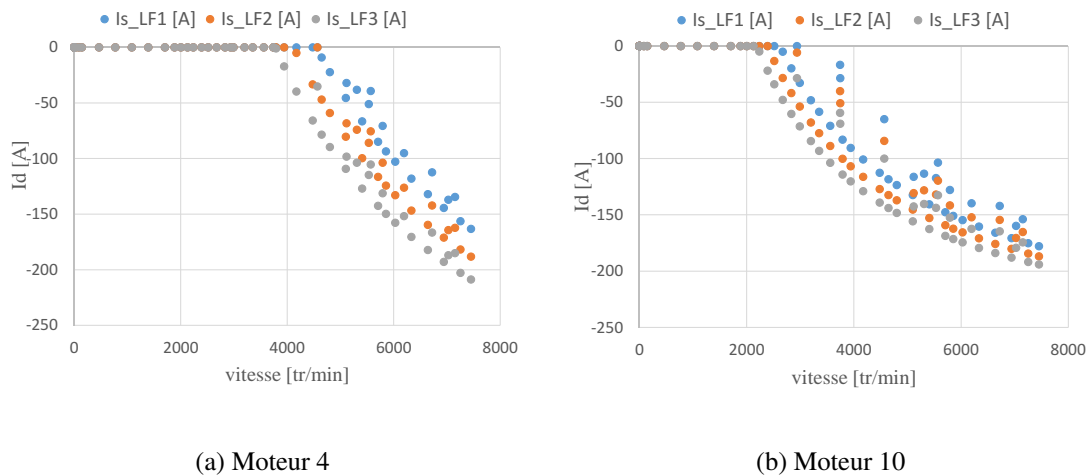


FIGURE 5.5 – Courants de défluxage en fonction de la vitesse pour les trois longueurs traitées dans le scénario N°2

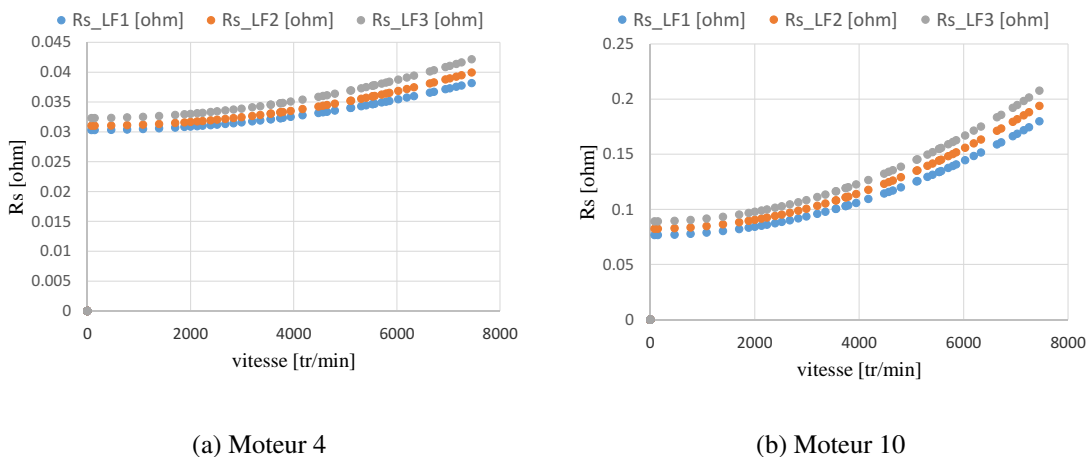


FIGURE 5.6 – Résistances électriques au stator en fonction de la vitesse pour les trois longueurs traitées dans le scénario N°2

1. le moteur 10 présente un nombre de spire en séries plus élevé que le moteur 4, donc une FEM plus élevée à une vitesse donnée ce qui implique que, dans le moteur 10, le défluxage se fait à une vitesse plus faible que pour le moteur 4 (Figure 5.5.a et 5.5.b). Par ailleurs, ce courant de défluxage (I_d) ne participe pas à la conversion électromagnétique mais est source de pertes par effet Joule. Et comme les occurrences des régimes de fonctionnement dont la vitesse est comprise entre 2000 *tr/min* et 4000 *tr/min* sont élevées (Figure 5.1.a) alors l'impact sur le comportement thermique de la machine sera important. À cela s'ajoute le fait que l'augmentation de la longueur de la machine augmente le flux électromagnétique, ce qui fait baisser davantage la vitesse de défluxage de la machine sur le cycle de fonctionnement.
2. à profondeur d'encoche identique, l'augmentation du nombre de conducteurs par bobine implique la diminution de la hauteur d'un conducteur élémentaire. Par exemple, Dans le moteur 4, nous avons 11 conducteurs par bobine et dans le moteur 10, 4 conducteurs. Donc l'épaisseur d'un conducteur élémentaire du moteur 10 est pratiquement 3 fois plus élevée que celle du moteur 4. D'un autre côté, l'augmentation de l'épaisseur d'un conducteur élémentaire augmente les effets fréquents sur la résistance électrique. La Figure 5.6 présente

une comparaison de l'augmentation de la résistance électrique au stator pour les deux moteurs (4 et 10) en fonction de la vitesse (ou fréquences d'alimentation). Dans le moteur 4, nous observons une augmentation de la valeur de la résistance de 30 % entre les basses fréquences et les hautes fréquences, cette augmentation passe à 150 % dans le cas du moteur 10. Ces augmentations des résistances au stator augmenteront les pertes par effet Joule et donc les échauffements dans la machine sur le cycle de fonctionnement.

5.3/ CONCEPTION PAR OPTIMISATION

Dans ce paragraphe, nous présentons la procédure développée dans nos travaux pour le dimensionnement par optimisation des machines électriques sur des cycles de fonctionnement ferroviaire. Dans un premier temps, nous détaillons les procédures à suivre pour le dimensionnement. Puis, nous présentons une étude statistique sur l'efficacité de l'algorithme de recherche tabou en fonction de la proportion de l'espace des variables discrètes exploré et, enfin, nous traiterons un cahier des charges pour la conception d'une machine électrique pour un cycle bien défini.

5.3.1/ PROCÉDURES DE DIMENSIONNEMENT

L'opération de dimensionnement consiste à déterminer les grandeurs géométriques et physiques des matériaux à utiliser afin de répondre au mieux au cahier des charges imposé. Dans les chapitres 2 et 3, nous avons modélisé les machines électriques. C'est-à-dire que, connaissant les dimensions géométriques et les caractéristiques des matériaux, nous prédisons les comportements électromagnétiques et thermiques de la machine. Le dimensionnement correspond à l'opération inverse [59], c'est-à-dire, connaissant les performances électromagnétiques souhaitées et les contraintes thermiques imposées, nous sommes capables de déterminer les dimensions géométriques nécessaires tout en minimisant un objectif donné (coût de la machine, masse, encombrement, pertes, . . . , etc.).

Dans notre approche, nous nous basons à la fois sur les modèles développés mais aussi sur l'expérience de l'ingénieur qui est en charge de la conception. En effet, comme mentionné dans le chapitre 1, l'activité de conception est plus un processus itératif relativement complexe qu'une unique résolution d'un problème d'optimisation. C'est pour cela que nous partons de quelques grandeurs (A , B_g , $\cos(\varphi)$) que le concepteur arrive à estimer connaissant la technologie de la machine à concevoir, la température ambiante dans laquelle elle va fonctionner ou encore le type de refroidissement qui sera utilisé (à air forcé, liquide, . . . , etc.).

Dans nos travaux, nous utilisons deux corrélations empiriques des variables k_{Cdim} et k_{dim} (Tableau 5.3) pour la détermination des valeurs initiales des A . La valeur initiale de l'induction magnétique dans l'entrefer B_g est déterminée à partir du Tableau 1.2 du Chapitre 1.

$$k_{Cdim} = \frac{C_{u_{dim}}}{d_{intS}^2 \cdot l_{FS}} = k_{C0} \cdot A \cdot B_g \quad (5.3)$$

$$k_{dim} = \frac{A \cdot U_s}{C_{u_{dim}} \cdot \Omega_{dim}} \quad (5.4)$$

Type de Refroidissement	$k_{Cdim} [\frac{N.m}{dm^3}]$		$k_{dim} [m^{-1}]$	
	MAS	MSAPMS	MAS	MSAPMS
Fermé auto-ventilé	25 – 35	40 – 50	75 – 85	150 – 170
Ouvert auto-ventilé	40 – 50		110 – 250	
Ouvert forcé	60 – 85		100 – 170	

TABLEAU 5.3 – Valeurs empiriques des grandeurs de dimensionnement k_{Cdim} et k_{dim}

Variable	Symbole	Nature
Nombre de pôles	$2.p$	Discrète
Nombre d'encoches par pôle et par phase	n_{epph}	Discrète
Nombre de spires en séries par phase	n_{ssph}	Discrète
Nombre de voies en parallèles	n_{vpara}	Discrète
Section axiale du rotor [m^2]	S_{ar}	Continue
Angle des dimensions d'un cuivre élémentaire [rad]	θ_{cus}	Continue
Epaisseur des AP [m]	e_{AP}	Continue

TABLEAU 5.4 – Variables de dimensionnement des MSAPMS

Une fois les valeurs de A , $\cos(\varphi)$ et B_g fixées, nous pouvons déterminer la valeur minimale du volume rotorique nécessaire pour produire le couple ($C_{u_{dim}}$) de dimensionnement.

$$\sigma_{\Gamma} = \frac{\hat{A} \cdot \hat{B}_g \cdot \cos(\varphi)}{2} \quad (5.5)$$

$$C_{u_{dim}} = \sigma_{\Gamma} \cdot R_{extR} \cdot S_r = \sigma_{\Gamma} \cdot \pi \cdot \frac{d_{extR}^2}{2} \cdot l_F = 2\sigma_{\Gamma} \cdot V_r \quad (5.6)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_r = \frac{C_{u_{dim}}}{2 \cdot \sigma_{\Gamma}} \\ Ou \\ V_r \approx \frac{\pi \cdot C_{u_{dim}}}{4 \cdot k_{Cdim}} \cdot 10^{-3} \end{array} \right. \quad (5.7)$$

Dans ce chapitre, nous traitons uniquement le dimensionnement par optimisation des MSAPMS et nous définissons alors les variables de dimensionnement dans le Tableau 5.4. Le choix des variables continues est fait pour les raisons suivantes :

- la variable S_{ar} permet d'explorer tous les intervalles de d_{extR} et l_{FR} à volume constant. De cette manière, si la solution finale est en dessous des contraintes thermiques imposées (par exemple $T_{cus} \ll 200^\circ C$) il suffit de baisser le volume initial du rotor et de refaire un dimensionnement par optimisation.
- La variable θ_{cus} permet de transformer systématiquement les sous-domaines de faisabilité des conducteurs (Figure 1.8 du Chapitre 1) dans un hyper-polyèdre rectangulaire, ce qui limite les erreurs de convergence dues aux fonctions pénalités introduites pour la gestion des contraintes.
- En utilisant les hypothèses du paragraphe suivant, les 3 variables (e_{AP} , θ_{cus} , S_{ar}) définissent entièrement la machine.

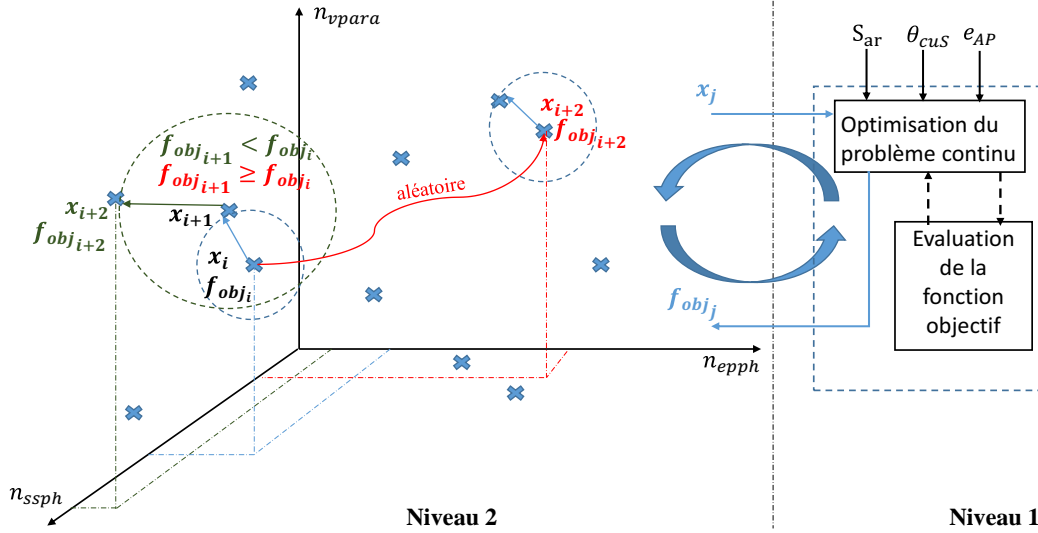


FIGURE 5.7 – Exemple d'interactions des deux niveaux d'optimisation

$$S_{ar} = \frac{V_r}{l_{FR}} = \pi \cdot d_{extR}^2 \quad (5.8)$$

$$\theta_{cus} = \arctan\left(\frac{l_{cus}}{h_{cus}}\right) \quad (5.9)$$

La procédure d'optimisation proposée repose sur deux niveaux (Figure 5.7) : (1) niveau 1 : optimisation des variables continues, (2) niveau 2 : optimisation des variables discrètes. Dans les paragraphes suivants, nous présentons les deux niveaux séparément.

5.3.1.1/ OPTIMISATION DES VARIABLES CONTINUES (NIVEAU 1)

A ce niveau d'optimisation, les variables discrètes (niveau 2 de l'optimisation) et le volume du rotor V_r (équation 5.7) sont connus. L'objectif est donc de définir une machine à l'aide des trois variables (e_{AP} , θ_{cus} , S_{ar}) et d'en évaluer les performances. Pour cela, nous nous basons sur les hypothèses suivantes :

1. l'écart entre les longueurs du fer au stator et au rotor est constant : $l_{FR} - l_{FS} = l_{FSFr}$,
2. l'écart entre la longueur du fer au stator et la longueur des AP au rotor est constant : $l_{AP} - l_{FS} = l_{FSAP}$,
3. le taux d'ouverture polaire des AP est constant (τ_{AP}),
4. le rapport entre les largeurs d'une dent au stator et d'une encoche est constant : $\frac{l_{ds}}{l_{cs}} = k_{eSdS}$,
5. le diamètre des canaux de ventilations est constant durant le processus d'optimisation et le débit du ventilateur varie en fonction du diamètre des pales et de la vitesse de rotation (Chapitre 3, paragraphe 3.2.1.1),
6. pour le calcul de la hauteur de la culasse au stator, nous supposons les proportions suivantes des inductions dans les dents et dans la culasse : $B_{dS_{sat}} = 2 T \implies B_{cS_{sat}} = 1.5 T$,
7. l'épaisseur d'entrefer est déterminée à partir du diamètre externe du rotor et/ou de la puissance de la machine par une fonction de corrélation des machines d'ALSTOM existantes : $e_g = f_{corr}(d_{extR})$.

Algorithme 9 Définition d'une machine et évaluation de ses performances en fonction des paramètres e_{AP} , S_{ar} et θ_{cuS}

1. Données d'entrée : S_{ar} , e_{AP} , θ_{cuS} et $[p, n_{epph}, n_{ssph}, n_{cb}]$
 2. $d_{extR} = \sqrt{S_{ar} \cdot \frac{4}{\pi}}$, $l_{FR} = \frac{V_r}{S_{ar}}$, $e_g = f(d_{extR})$
 3. $l_{FS} = l_{FR} - l_{FSFr}$, $l_{AP} = l_{FS} + l_{FSAP}$ et $d_{intS} = d_{extR} + 2 \cdot (e_g + e_{frette})$
 4. $l_{eS} = \frac{\pi \cdot d_{intS}}{(1+k_{eSdS}) \cdot n_{eS}}$, $l_{cuS} = f(l_{eS}, isolant)$
 5. $h_{cuS} = l_{cuS} \cdot \tan(\theta_{cuS})$, $h_{eS} = f(h_{cuS}, n_{cb}, isolant)$
 6. $h_{cS} = \max\left(\min\left(d_{extS_{max}} - d_{intS} - 2 \cdot (h_{eS} + h_{cIS} + h_{istS})\right), \frac{B_{dS}}{B_{cS}} \cdot \frac{n_{eS} \cdot l_{bdS}}{4 \cdot p}\right), 0)$
 7. Etablissement de la géométrie de la machine
 8. Simulation électromagnétique/thermique (modèles des Chapitres 2 et 3)
 9. Evaluation des performances et des contraintes
-

La fonction d'un algorithme d'optimisation est de déterminer les paramètres d'entrée qui réduisent au maximum la valeur de la fonction objectif tout en respectant les contraintes imposées. L'Algorithme 9 présente la méthodologie d'évaluation des performances et des contraintes d'une machine définie à partir des paramètres d'entrée e_{AP} , S_{ar} et θ_{cuS} . Le problème d'optimisation continu (niveau 1) est donc le problème de minimisation de la fonction objectif en fonction de ces 3 paramètres. Dans notre cas, nous utilisons principalement la *toolbox optimisation* de Matlab avec les algorithmes déterministes type SQP pour les résolutions de ce problème.

5.3.1.2/ OPTIMISATION DES VARIABLES DISCRÈTES (NIVEAU 2)

Le problème d'optimisation des variables discrètes correspond à la recherche de la combinaison des paramètres discrets $[p, n_{epph}, n_{ssph}, n_{vpara}]$ qui définissent la machine avec les meilleurs performances possibles sur le cycle de fonctionnement tout en respectant les contraintes imposées. Comme mentionné dans Chapitre 1, paragraphe 1.3.5, nous utilisons l'algorithme de recherche tabou pour le problème d'optimisation des variables discrètes [51] [52]. La Figure 5.8 présente la procédure de dimensionnement par optimisation mixte (variables continues et variables discrètes) des machines électriques pour cycles de fonctionnement ferrovaire.

Étude de l'algorithme de recherche tabou

Dans ce paragraphe, nous étudions la probabilité de trouver la meilleure solution existante dans l'espace des variables discrètes en fonction de la proportion de l'espace exploré. En effet, dans certains cas, cet espace est vaste (paragraphe 5.2) et nous devons répondre au cahier des charges rapidement. C'est pour cette raison qu'il est important de connaître cette probabilité.

Nous détaillons les procédures de calcul comme suit :

- l'objectif est de concevoir une machine de 450 kW pour le cycle présenté dans le Chapitre 4, Figure 4.4.a.
- nous générons l'espace des variables discrètes correspondant à $p = [5, 6]$, $n_{epph} = [2]$, $n_{ssph} = [40 \dots 82]$ ce qui correspond à 102 combinaisons puis :

1. nous déterminons la meilleure solution possible dans l'espace des variables discrètes (102

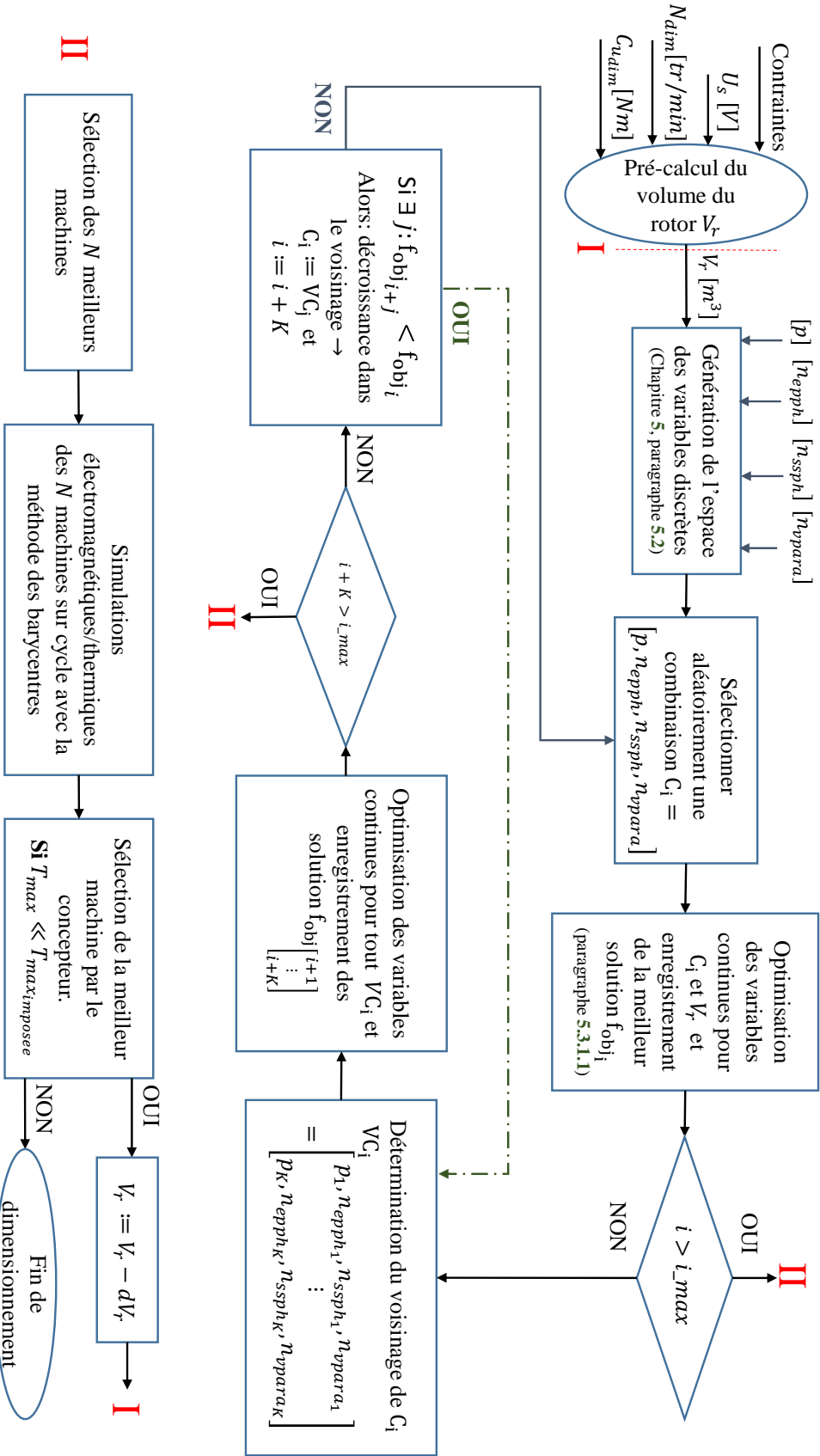


FIGURE 5.8 – Méthodologie de dimensionnement par optimisation mixte

optimisations des variables continues)

2. nous répétons 50 fois l'optimisation par l'algorithme TS pour chaque niveau de proportion de l'espace exploré et nous calculons la probabilité d'aboutir à la meilleure solution pour ce niveau (Tableau 5.5).

Taille de l'espace total	Algorithme TS		
	Taille de l'espace exploré [%]	Nombre de répétitions de l'expérience	Nombre d'optimisations des variables continues
102	1	50	51
	10	50	510
	20	50	1020
	30	50	1530
	40	50	2040
	50	50	2550
	60	50	3060
	80	50	4080
	100	1	102
Nombre total			14841

TABLEAU 5.5 – Etude de la probabilité d'aboutir à la meilleure solution de l'espaces des variables discrètes en fonction de la portion d'espace exploré

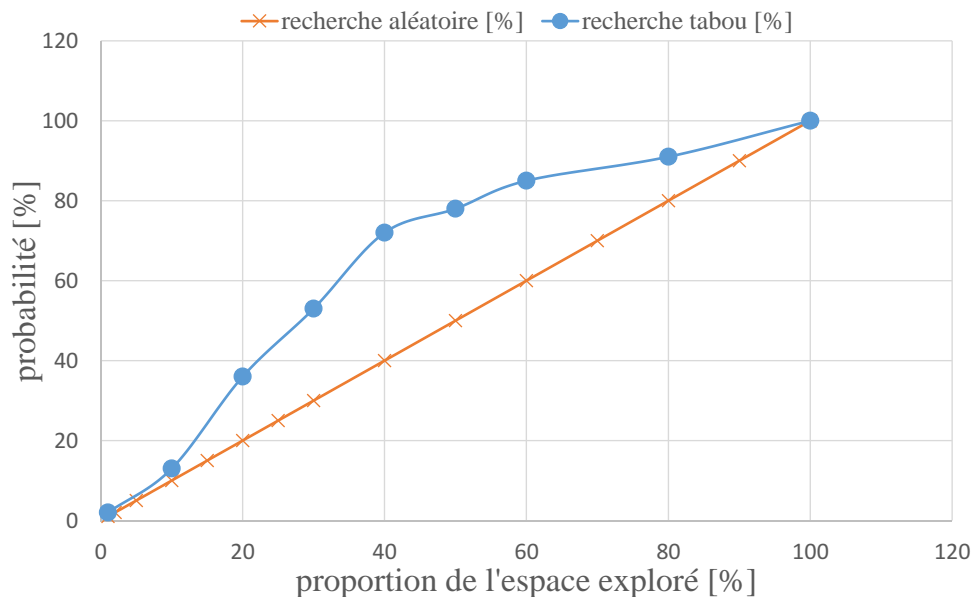


FIGURE 5.9 – Probabilité d'aboutir à la meilleure solution en fonction de la proportion de l'espace exploré par l'algorithme TS

La Figure 5.9 présente une comparaison entre la probabilité d'aboutir à la meilleure solution en utilisant l'algorithme TS et la probabilité théorique d'une recherche aléatoire. Pour 40 % de l'espace exploré par exemple, nous avons plus de 70 % de chances d'aboutir à la meilleure solution. Nous pouvons conclure que l'algorithme améliore nos chances d'identifier la meilleure solution

par rapport à une recherche aléatoire mais, d'un autre côté, l'efficacité de l'algorithme d'optimisation des variables discrètes est limité ce qui conforte les conclusions observées dans [48][49]. Par ailleurs, la méthode de recherche tabou reste plus efficace (nécessite moins d'évaluations de la fonction objectif) que la méthode du recuit simulé [83]. En outre, la méthode peut aboutir en des temps de calcul plus faibles, à de meilleurs résultats que ceux des algorithmes génétiques, même si ces derniers peuvent produire davantage de solutions proches de la solution optimale en un temps de calcul équivalent [84].

5.3.1.3/ FORMULATION DE LA FONCTION OBJECTIF

Les algorithmes d'optimisation résolvent automatiquement le problème en prenant en charge les itérations à effectuer pour minimiser la fonction objectif imposée. Toutefois, dans la plupart des problèmes industriels, la fonction objectif doit être minimisée tout en respectant des contraintes imposées. Dans nos travaux, nous proposons d'utiliser la méthode des pénalités (Chapitre 1, paragraphe 1.3.4) [43] pour quantifier le degré de non-respect des contraintes. Le principe de la méthode est de traduire ce degré par une valeur qui sera additionnée à la quantité à minimiser. Nous utilisons la méthode des pénalités exponentielles (Chapitre 1, paragraphe 1.3.4.1) et la fonction objectif à optimiser sera exprimée comme suit :

$$Fct_{obj} = f_{obj_{réelle}} + \sum_{i=1}^{i=N_C} \left(a_i \cdot \exp \left(-b_i \cdot \left\{ C_i - f_i \left([p, n_{epph}, n_{ssph}, n_{vpara}], e_{AP}, S_{ar}, \theta_{cuS} \right) \right\} \right) \right) \quad (5.10)$$

le deuxième terme de Fct_{obj} représente la pénalité correspondante à la contrainte i . Par exemple, si nous imposons une température maximale dans le bobinage stator de 200 °C alors :

- $f_i \left([p, n_{epph}, n_{ssph}, n_{vpara}], e_{AP}, S_{ar}, \theta_{cuS} \right)$ correspond à la valeur de la température maximale dans le bobinage au stator donnée par la simulation électromagnétique/thermique au cours du processus d'optimisation,
- C_i correspond à la température maximale imposée qui est de 200 °C,
- a_i, b_i les paramètres de la pénalité i . Ils sont choisis de façon à augmenter la valeur de la fonction objectif à minimiser (Fct_{obj}) dès qu'une des contraintes n'est pas respectée.

Comme mentionné dans le Chapitre 1, le paramètre a_i détermine le poids de la pénalité à la limite de la contrainte imposée. Le paramètre b_i détermine quant à lui la vitesse de croissance de la pénalité au-delà de la limite imposée. Nous avons vu que choisir des valeurs élevées de b_i risque d'induire des erreurs numériques lors de l'évaluation du gradient de la fonction objectif. En pratique, le choix des valeurs de ces paramètres se fait comme suit :

1. nous choisissons la valeur de la pénalité (a_i) à la frontière limite de la contrainte imposée. Par exemple si T_{max} est imposée à 200°C et l'objectif de l'étude est de minimiser la masse de la machine dont la valeur approximative est connue par expérience ($m_{approxim}$), nous pouvons choisir $a_i = 0.06 \cdot m_{approxim} - 0.1 \cdot m_{approxim}$. De cette façon l'algorithme d'optimisation considèrera une machine qui atteint la valeur maximale de la température imposée comme une machine plus lourde d'au moins 6 à 10% que la machine optimale.
2. une fois le paramètre a_i déterminé, b_i est choisi de façon à respecter une tendance imposée. Par exemple, nous pouvons imposer que si la machine dépasse de 10°C la limite imposée, alors, la valeur de la pénalité doit correspondre à 10 % de la valeur optimale approximée ce qui correspond à $b_i = \left| -0.1 \cdot \log \left(\frac{0.1 \cdot m_{approxim}}{a_i} \right) \right|$.

5.3.2/ APPLICATION (SCÉNARIO N°3)

Nous allons maintenant appliquer la méthodologie de dimensionnement par optimisation de machines électriques pour cycles ferroviaires. Après une présentation d'un cahier des charges avec deux objectifs différents, nous allons dimensionner deux machines électriques et, enfin, nous comparerons ces machines dimensionnées avec une machine existante d'ALSTOM.

5.3.2.1/ CAHIER DES CHARGES :

Nous considérons les grandes lignes suivantes du cahier des charges avec les deux objectifs pour l'optimisation de la MSAPMS pour cycle ferroviaire :

- tension du bus d'alimentation : 1800 V,
- vitesse maximale : 4600 *tr/min*,
- cycle de fonctionnement : parcours n°1 (Chapitre 4, Figure 4.4.a),
- diamètre externe maximal : 600 *mm*,
- largeur maximale du moteur : 300 *mm* (pour être intégrable dans le bogie),
- température maximale dans le bobinage au stator atteinte durant le cycle $T_{cuS} \leq 175$ °C,

Nous considérons les deux objectifs suivants :

1. réduction de la masse totale de la machine (objectif n°1)
2. réduction du coût de revient de la matière première des principaux matériaux (fer, cuivre et aimants permanents) (objectif n°2).

5.3.2.2/ RÉDUCTION DE LA MASSE DE LA MACHINE

Après avoir défini le cahier des charges, nous avons pu réaliser le premier dimensionnement par optimisation. Nous avons rajouté un élément de pénalité à la fonction (la masse totale) à minimiser et les paramètres a_i et b_i ont été déterminés avec la procédure détaillée dans le paragraphe précédent. Comme présenté dans la Figure 5.8, le dimensionnement se fait pour un point de fonctionnement. Ce point est déterminé par la méthode du couple efficace équivalent sans prise en compte des temps d'arrêt (Chapitre 4, paragraphe 4.2.2.2). Nous avons considéré les variables discrètes suivantes :

- $p = [4, 5, 6]$
- $n_{eph} = 2$
- $n_{sph} = [40, 41, \dots, 80]$
- $n_{vpara} = [1, \dots, 2.p]$

La taille de l'espace des variables discrètes dans ce cas de figure est de 140 combinaisons. Le nombre de combinaisons n'étant pas excessivement élevé, nous avons la possibilité de ne pas limiter le nombre d'itération de l'algorithme de recherche tabou.

Dans une première tentative d'optimisation où le volume initial du rotor est déterminé à partir du point de dimensionnement et du coefficient K_{cdim} (Tableau 5.4), nous aboutissons à une machine qui respecte le cahier des charges imposé. Toutefois, après utilisations de la méthode des barycentres sur le cycle de fonctionnement, nous avons observé que la température maximale dans le bobinage durant le cycle est de 140°C ce qui est très en dessous de la limite (175°C) imposée. Nous diminuons alors le volume du rotor comme présenté dans la Figure 5.8 puis, nous réalisons une deuxième conception par optimisation. Nous aboutissons à une machine dont les principaux paramètres et une comparaison avec la machine existante d'ALSTOM sont donnés dans le Tableau 5.6.

	Moteur dimensionné par optimisation	Moteur d'ALSTOM
Masse totale de la machine [kg]	350	435
Masse du cuivre [kg]	75	66
Masse des AP [kg]	21	21
Diamètre d'alésage interne au stator [mm]	390	390
Longueur du fer au stator [mm]	183	247
Température maximale dans le bobinage durant le cycle [°C]	173	162
Diamètre externe [mm]	600	600
Nombre de pôles	12	12
Nombre de spires en série par phase	72	60
Nombre de voies d'enroulement	4	4

TABLEAU 5.6 – Principales caractéristiques de la machine donnée par la procédure de dimensionnement par optimisation (objectif : réduction de la masse)

Le Tableau 5.6 montre une comparaison entre la machine existante et la machine obtenue par optimisation. La masse totale de la machine a été réduite de 19 %, mais pour compenser la diminution de la surface interne de la machine, la masse du cuivre du bobinage a augmenté de 13 %. La température limite dans le bobinage au stator est respectée pour les deux machines. Toutefois, la machine optimisée fonctionne à des températures légèrement plus élevées.

L'avantage principal de la procédure proposée est le temps de dimensionnement. En effet, nous avons pu aboutir à des résultats en 2 heures seulement pendant lesquelles nous avons à la fois effectué plusieurs optimisations sur les variables continues et nous avons fait les simulations électromagnétiques/thermiques des machines présélectionnées avec la méthode des barycentres sur tout le cycle de fonctionnement (Figure 5.8). Et enfin, nous avons sélectionné une machine finale.

5.3.2.3/ RÉDUCTION DU COÛT DE REVIENT DES PRINCIPAUX MATÉRIAUX

Dans ce scénario, l'objectif de la conception par optimisation est de réduire au maximum le coût de revient des matières premières de la machine. Nous supposons les prix des trois principaux matériaux utilisés (prix approximatifs du marché actuel) :

1. cuivre 5 euros/kg (p_{cuivre})
2. tôles 0.6 euros/kg ($p_{tôles}$)
3. aimants permanents 150 euros/kg (p_{AP}).

La fonction à réduire est formulée comme suit :

$$F_{obj} = (m_{dS} + m_{cS} + m_{cR}) \cdot p_{tôle} + m_{cuS} \cdot p_{cuivre} + m_{AP} \cdot p_{AP} + pénalité \quad (5.11)$$

Dans ce scénario, nous considérons les mêmes contraintes et les mêmes fonctions de pénalités que précédemment. En revanche, les paramètres a_i et b_i des pénalités sont réajustés du fait que la fonction objectif a changé. L'algorithme de recherche tabou est paramétré de manière identique au cas précédent.

	Moteur dimensionnée par optimisation	Prix [€]	Moteur d'ALSTOM	Prix [€]
Masse totale de la machine [kg]	380	3556	435	3687
Masse du cuivre [kg]	76	380	66	330
Masse des AP [kg] ou en [pu]	20 ou 0.95 pu	3000	21 ou 1 pu	3150
Diamètre d'alésage interne au stator [mm]	383	x	390	x
Longueur du fer au stator [mm]	208	x	247	x
Température maximale dans le bobinage durant le cycle [°C]	173	x	162	x
Diamètre externe [mm]	600	x	600	x
Nombre de pôles	12	x	12	x
Nombre de spire en série par phase	72	x	60	x
Nombre de voies d'enroulement	4	x	4	x

TABLEAU 5.7 – Principales caractéristiques de la machine donnée par la procédure de dimensionnement par optimisation (objectif : réduction du prix de revient des principaux matériaux)

Après dimensionnement, nous obtenons la machine présentée dans le Tableau 5.7.

Nous remarquons que, dans ce cas de figure, la machine est légèrement plus lourde que la machine précédente. Par ailleurs, la masse des AP a baissé de 1 kg ce qui est logique étant donné le rapport entre le prix des AP d'une part, du cuivre et des tôles d'autre part. Mais pour compenser cette réduction dans la masse des AP, l'algorithme rallonge systématiquement la machine ce qui a pour conséquence l'augmentation de la section interne pour augmenter le flux électromagnétique dans la machine.

Le tableau 5.8 présente une comparaison des deux machines obtenues par optimisation et de la machine existante d'ALSTOM. Nous observons que le coût de revient des principaux matériaux est plus faible pour la machine conçue avec la méthode proposée. Ce qui est intéressant dans la démarche proposée est que le temps de dimensionnement d'une machine est très court (de l'ordre d'une demi-journée) et ceci indépendamment de la géométrie initiale utilisée dans nos algorithmes d'optimisation. Le fait que nous obtenons des machines qui sont proches d'un point de vue bobinage et géométrie des machines existantes d'ALSTOM peut être interprété comme une validation de notre méthode de dimensionnement par optimisation, tant on peut penser que les années de conceptions réalisées chez ALSTOM ont pu permettre une bonne recherche de solutions performantes.

Les Figures 5.10 présente les pertes dans le bobinage des trois machines. Nous observons que les deux machines conçues avec la méthode développée dans nos travaux, présentent des niveaux plus élevés aux faibles vitesses. Ceci est dû au fait que ces deux machines possèdent des surfaces internes et des masses des aimants plus faibles que la machine existante, donc moins de flux électromagnétique à vitesse identique. Par ailleurs, et afin de fournir les mêmes performances électromagnétiques, il faut compenser cette baisse de flux par une augmentation du courant au stator. Aux hautes vitesses, les pertes par effet Joule sont quasi-équivalentes pour les trois machines. Par ailleurs, le cycle pour lequel ont été dimensionnées ces machines (Chapitre 4, Figure 4.4.a) présente des occurrences élevées vers les moyennes et hautes vitesses. Donc, l'impact de l'augmentation des pertes par effet Joule aux basses vitesses sur les dynamiques thermiques n'est pas

très pénalisant sur ce cycle.

	Moteur : optimisation de la masse	Moteur : optimisation du prix des principaux matériaux	Moteur d'ALSTOM
Masse totale de la machine [kg]	350	380	435
Evolution de la masse [%]	-19	-12	X
Masse du cuivre [kg]	75	76	66
Masse des AP [kg] ou en [pu]	21 ou 1 pu	20 ou 0.95 pu	21 ou 1 pu
Température maximale dans le bobinage durant le cycle [°C]	173	173	162
Prix des principaux matériaux [euros]	3675	3556	3687
Evolution du prix [%]	-0.3	-3.5	X

TABLEAU 5.8 – Comparaisons des machines électriques obtenues par optimisation par rapport à la machine existante

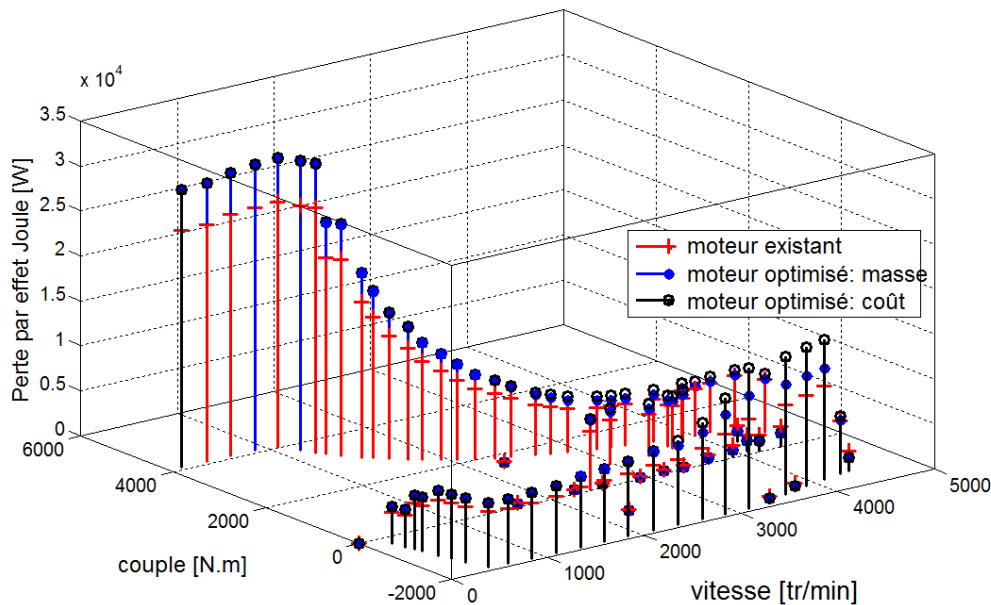


FIGURE 5.10 – Comparaison des pertes par effet Joule pour les trois machines : (1) machine existante, (2) machine obtenue après optimisation de la masse totale et (3) machine obtenue après optimisation du coût de revient des principaux matériaux

5.4/ CONCLUSION

Dans ce dernier chapitre, nous avons mis en application les méthodes de dimensionnement par optimisation en utilisant les modélisations électromagnétiques et thermiques développées dans les chapitres 2 et 3, et les méthodes de réduction de cycles présentées dans le Chapitre 4. Nous

avons utilisé l'outil informatique développé durant nos travaux pour automatiser les procédures de dimensionnement. En effet, l'utilisateur concepteur définit un projet puis réalise une description complète du problème avec les objectifs souhaités et les contraintes imposées. Par la suite, le calcul du point de dimensionnement se fait automatiquement, un dimensionnement par optimisation mixte est effectué et un ensemble de machines est proposé à l'utilisateur après simulations électromagnétiques/thermiques sur le cycle de dimensionnement avec la méthode des barycentres. Enfin l'utilisateur décide de la machine à garder.

Dans un premier temps, nous avons étudié un scénario particulier qui consiste à identifier l'influence du bobinage sur le comportement électromagnétique/thermique des machines sur cycles. En effet, pour réduire les frais de fabrication des tôles, nous faisons varier uniquement le nombre de tôles empilées dans le sens axial et le bobinage. Nous avons remarqué que la répartition des occurrences dans le cycle de fonctionnement a une grosse influence sur le choix du bobinage. En effet, si le cycle présente des occurrences plus élevés aux hautes vitesses (hautes fréquences), il vaudrait mieux privilégier des conducteurs aussi fins que possible pour limiter l'impact des effets fréquentiels sur les résistances électriques afin de réduire les pertes par effet Joule donc les échauffements de la machine. Par ailleurs, l'augmentation de la longueur de la machine ne signifie pas nécessairement la baisse de la température maximale au stator. En effet, dans certains cas, quand le nombre de spires en série est déjà élevé, l'augmentation de la longueur de la machine impliquera la baisse de la vitesse pour laquelle nous commencerons à défluxer la machine et donc injecter un courant (I_d) qui ne participe pas à la production du couple électromagnétique mais qui engendre des pertes par effet Joule. Et si ces vitesses ont des occurrences élevées dans le cycle de fonctionnement alors l'impact sur les dynamiques thermiques devient non négligeable, comme dans le cas du moteur 11 traité dans le scénario N°2.

Dans la deuxième partie, nous nous sommes intéressés au dimensionnement par optimisation des machines électriques pour cycles ferroviaires en partant d'un vaste espace de recherche. En effet, en plus des variables continues, la méthodologie proposée gère aussi les variables discrètes telles que la polarité de la machine par exemple. Nous avons dimensionné deux machines pour répondre à un cahier des charges avec deux objectifs différents. Le couplage électromagnétique/thermique utilisé est très important car il empêche l'algorithme d'optimisation de réduire au maximum le volume de la machine sans prendre en compte les échauffements.

La combinaison de l'algorithme de recherche tabou avec un algorithme déterministe permet d'explorer l'espace des combinaisons des variables discrètes tout en utilisant la puissance et l'efficacité des algorithmes déterministes à identifier le point optimum. Bien sûr, les méthodes déterministes présentent l'inconvénient de blocage sur les optimums locaux mais cette difficulté peut être surmontée en changeant le point initial de recherche.

Le dimensionnement par optimisation proposé permet d'aboutir à des machines assez proches (du point de vue géométrie et bobinage) des machines existantes d'ALSTOM. Toutefois, il ne faut pas perdre de vue que le programme d'optimisation cherche la meilleure solution au travers des modèles analytiques utilisés, donc il existe toujours des incertitudes par rapport aux résultats, et c'est au concepteur d'analyser la cohérence et de limiter ces incertitudes en améliorant les modèles par exemple, ou en proposant d'autres topologies de machines.

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif principal de cette thèse a été d'une part le développement de méthodes de conception par optimisation de machines électriques pour la traction ferroviaire avec la prise en compte des cycles et, d'autre part, l'implantation de ces méthodes dans un outil informatique exploitable au niveau industriel.

Dans le premier chapitre, nous avons d'abord montré la nécessité de prendre en compte les cycles de fonctionnement lors du dimensionnement de machines électriques pour la traction ferroviaire. En effet, nous avons vu que la température (plus particulièrement la température maximale) atteinte durant le cycle de fonctionnement était un paramètre important lors du dimensionnement des moteurs de traction. Une première analyse basée sur un état de l'art nous a permis de conclure qu'il n'était pas évident de déterminer cette température maximale sans effectuer la simulation complète du cycle, mais, d'autre part, la simulation complète peut s'avérer très coûteuse en terme de temps de simulation. Dans la seconde partie du chapitre 1, nous avons décrit différentes méthodes d'optimisations des variables continues et des variables discrètes. Nous avons présenté des méthodes de gestion des contraintes durant le processus d'optimisation, en particulier la méthode des pénalités exponentielles. Dans la dernière partie, nous avons présenté l'architecture de l'outil informatique développé au cours de nos travaux.

La nécessité d'évaluer les comportements électromagnétiques des machines électriques étant évidente. Nous avons présenté dans le chapitre 2 les différentes modélisations utilisées dans nos travaux. Dans la première partie, nous nous sommes intéressés à la MSAPMS où l'essentiel des modélisations sont basées sur la résolution formelle des équations de Maxwell, mais aussi sur des modélisations plus classiques, telles que celles utilisées pour la résistance de phase et les inductances de fuite. Dans cette partie, nous avons présenté une méthode originale de prise en compte de la saturation en remplaçant le fonctionnement de la machine en charge par un fonctionnement à vide avec un aimant permanent fictif. Cela nous a permis de calculer les ampèretours dans la machine, puis un coefficient de saturation. Dans la deuxième partie du chapitre, nous avons présenté un modèle des MAS basé sur une modélisation par schéma équivalent et nous avons documenté les méthodes de calcul des différentes pertes dans la machine.

Dans le chapitre 3, nous avons détaillé la modélisation thermique transitoire nodale des machines électriques. Nous avons dans un premier temps identifié et modélisé les divers phénomènes de conduction et de convection dans la machine. Puis nous avons établi le système d'équations qui régit le "circuit" thermique de la machine. Dans un second temps, nous avons comparé les résultats obtenus par le modèle des MSAPMS avec les résultats expérimentaux et nous avons montré la nécessité de recalage de nos modèles par rapport aux mesures. Par ailleurs, nous avons observé que les erreurs commises sur les coefficients de convection utilisés pour le recalage n'influent pas beaucoup les écarts entre les températures données par le modèle et les températures expérimentales. Cet aspect nous a permis de valider nos modélisations thermiques pour l'usage dans un processus d'optimisation où les dimensions géométriques varient d'une itération à une autre.

La problématique liée aux temps de simulation sur cycle exposée au chapitre 1 a été traitée dans le chapitre 4. Dans un premier temps, nous avons répondu à la question de savoir si un cycle pouvait être résumé en un seul régime de fonctionnement, la réponse étant plutôt négative. Toutefois, nous avons montré que l'utilisation de 6 régimes équivalents à la fois permettait d'avoir une image satisfaisante des températures critiques sur le cycle (température maximale atteinte et température à stabilisation) sans passer par la simulation complète de ce dernier. Dans la deuxième approche étudiée, la méthode des barycentres, nous avons démontré qu'il est possible de limiter le nombre de simulations électromagnétiques (environ 30) sans perdre en informations sur les dynamiques thermiques de la machine, et ce, indépendamment de la nature du cycle étudié. Cette conclusion est très importante, car elle nous permet de réduire drastiquement les temps de simulation sur cycle (de 63 minutes à 42 secondes) sans perdre en précision sur l'évaluation des dynamiques thermiques au cours du cycle.

Dans le dernier chapitre, nous avons mis en application les méthodologies de dimensionnement par optimisation en utilisant les modélisations des chapitres précédents. Nous avons, dans un premier temps, étudié les possibilités d'adapter une machine existante pour un cycle nouveau. En effet, afin de réduire les coûts de fabrication des tôles, seuls le bobinage et le nombre de tôles varient. Nous avons remarqué que la répartition des occurrences des régimes de fonctionnement avait une grosse influence sur le choix du bobinage optimal pour le cycle considéré. Dans la seconde partie du chapitre, nous avons utilisé une méthodologie qui combine deux algorithmes d'optimisation : un pour les variables discrètes, l'autre pour les variables continues. Nous avons répondu à un cahier des charges avec deux objectifs différents en utilisant l'outil informatique développé durant les travaux de thèse.

À la fin de nos travaux, plusieurs perspectives nous paraissent utiles et/ou nécessaires. Par exemple, nous pouvons citer :

- l'amélioration des méthodes d'évaluation des pertes dans les machines électriques, en particulier les pertes dans les AP dues aux effets de denture ;
- l'amélioration des modèles thermiques qui sont souvent sources d'imprécision ;
- le test d'autres algorithmes d'optimisation des variables discrètes tels que les algorithmes génétiques et la comparaison avec la méthode de recherche tabou ;
- l'amélioration du couplage multi-physique en ajoutant des modèles pour les bruits aérodynamique et électromagnétique par exemple ;
- le développement d'optimisations où les algorithmes intègrent le réducteur de vitesse durant le processus d'optimisation, de façon à déterminer la meilleure combinaison couple/vitesse à puissance de dimensionnement constante.

ANNEXE I : L'OUTIL INFORMATIQUE DÉVELOPPÉ DURANT LA THÈSE

Dans cette annexe, nous décrivons les éléments principaux de l'outil informatique développé au cours de nos travaux.

Comme mentionné dans le Chapitre 1, nous avons utilisé le logiciel Matlab. Les interfaces graphiques ont été codées selon une approche procédurale et les différents modèles de machines, méthodes de réduction de cycle et les programme d'optimisation selon une approche orientée objet. Les programmes développés sur Matlab, sont compilés sous forme d'exécutable (**MyAppInstaller_web.exe**). Matlab offre la possibilité d'installer cet exécutable sur une machine (windows, mac) sans avoir besoin d'une licence Matlab, par contre, il est obligatoire de télécharger un environnement de compilation Matlab nécessaire au fonctionnement du logiciel. Cet environnement est disponible sur le site de Mathwork.

L'outil informatique développé représente 30 classes de modèles (environ 30000 lignes de codes) et 10 fichiers de gestion des graphiques (environ 10000 lignes de codes).

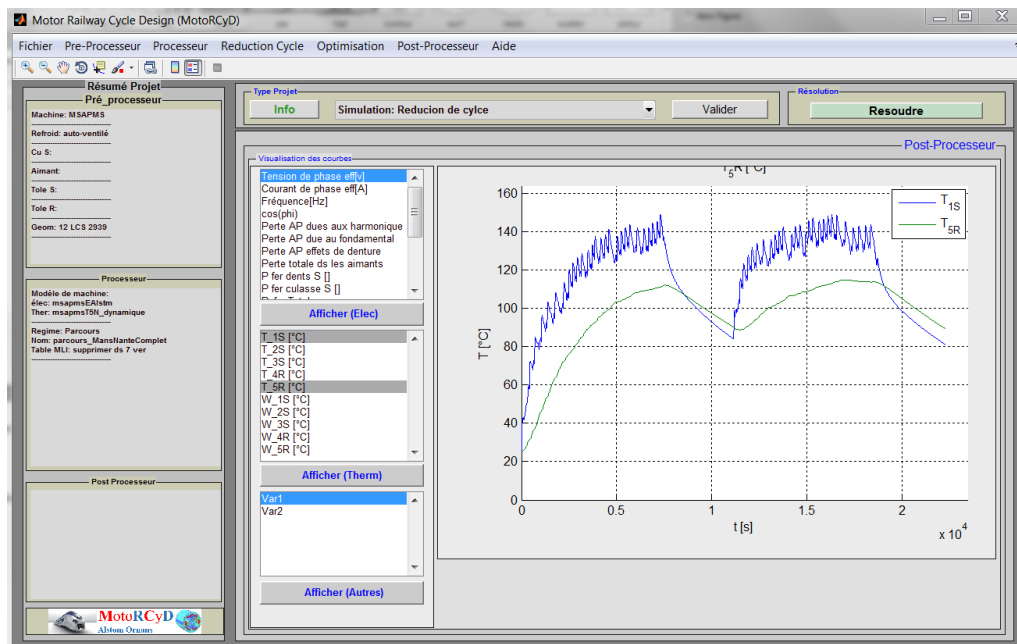


FIGURE 5.11 – Capture d'écran de l'outil informatique développé durant la thèse

ANNEXE II : CONSTANTES D'INTÉGRATION MSAPMS

Dans cette annexe, nous présentons les formules des constantes d'intégration développées par [3] et [55].

POTENTIEL VECTEUR CRÉÉ PAR LES AIMANTS SEULS :

Dans cette partie, nous présentons les constantes d'intégration relatives aux équations 2.16 et 2.17 du Chapitre 2 :

$$C_{IAP}(n) = \frac{2 \cdot B_{rCAP}}{n \cdot (1 - (n \cdot p)^2)} \cdot \frac{\left[(1 + n \cdot p) \cdot \left(\frac{R_{intR}}{R_{AP}} \right)^{2 \cdot n \cdot p} + (1 - n \cdot p) - 2 \cdot \left(\frac{R_{intR}}{R_{AP}} \right)^{n \cdot p + 1} \right]}{\pi \cdot \left[1 - \left(\frac{R_{intR}}{R_{intCS}} \right)^{2 \cdot n \cdot p} \right] \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{-(n \cdot p + 1)}} \cdot \sin \left(n \cdot \tau_{oAP} \cdot \frac{\pi}{2} \right)$$

$$C_{IIAP}(n) = \frac{2 \cdot B_{rCAP}}{n \cdot (1 - (n \cdot p)^2)} \cdot \frac{\left[(1 + n \cdot p) + (1 - n \cdot p) \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{2 \cdot n \cdot p} - 2 \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{2 \cdot n \cdot p} \cdot \left(\frac{R_{intR}}{R_{AP}} \right)^{n \cdot p + 1} \right]}{\pi \cdot \left[1 - \left(\frac{R_{intR}}{R_{intCS}} \right)^{2 \cdot n \cdot p} \right]}$$

$$D_{IAP}(n) = \frac{2 \cdot B_{rCAP}}{n \cdot (1 - (n \cdot p)^2)} \cdot \frac{\left[(1 + n \cdot p) \cdot \left(\frac{R_{intR}}{R_{AP}} \right)^{2 \cdot n \cdot p} + (1 - n \cdot p) - 2 \cdot \left(\frac{R_{intR}}{R_{AP}} \right)^{n \cdot p + 1} \right]}{\pi \cdot \left[1 - \left(\frac{R_{intR}}{R_{intCS}} \right)^{2 \cdot n \cdot p} \right]} \cdot \sin \left(n \cdot \tau_{oAP} \cdot \frac{\pi}{2} \right)$$

$$D_{IIAP}(n) = \frac{2 \cdot B_{rCAP}}{n \cdot (1 - (n \cdot p)^2)} \cdot \frac{\left[(1 + n \cdot p) + (1 - n \cdot p) \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{2 \cdot n \cdot p} - 2 \cdot \left(\frac{R_{intR}}{R_{AP}} \right)^{-n \cdot p + 1} \right]}{\pi \cdot \left[1 - \left(\frac{R_{intR}}{R_{intCS}} \right)^{2 \cdot n \cdot p} \right] \cdot \left(\frac{R_{intR}}{R_{AP}} \right)^{1 - n \cdot p}}$$

POTENTIEL VECTEUR CRÉÉ PAR LES COURANTS SEULS :

ÉTAT MAGNÉTIQUE BASSE FRÉQUENCE :

Dans cette partie, nous présentons les constantes d'intégration relatives aux équations 2.18 et 2.19 du Chapitre 2 :

$$C_{ICBF}(n) = \mu_0 \cdot \frac{J_{1nc}}{n \cdot p} \cdot \frac{\left(\frac{R_{intR}}{R_{AP}} \right)^{-(n \cdot p + 1)}}{\left(\frac{R_{intR}}{R_{AP}} \right)^{-(n \cdot p + 1)} - \left(\frac{R_{intR}}{R_{intCS}} \right)^{(n \cdot p - 1)} \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{(n \cdot p + 1)}} \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{(n \cdot p - 1)}$$

$$D_{ICBF}(n) = \mu_0 \cdot \frac{J_{1nc}}{n \cdot p} \cdot \frac{\left(\frac{R_{intR}}{R_{intCS}} \right)^{(n \cdot p - 1)}}{\left(\frac{R_{intR}}{R_{AP}} \right)^{-(n \cdot p + 1)} - \left(\frac{R_{intR}}{R_{intCS}} \right)^{(n \cdot p - 1)} \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{(n \cdot p + 1)}} \cdot \left(\frac{R_{intR}}{R_{AP}} \right)^{-(n \cdot p + 1)}$$

$$C_{IICBF}(n) = \mu_0 \cdot \frac{J_{1nc}}{n \cdot p} \cdot \frac{\left(\frac{R_{intR}}{R_{AP}} \right)^{-(n \cdot p + 1)}}{\left(\frac{R_{intR}}{R_{AP}} \right)^{-(n \cdot p + 1)} - \left(\frac{R_{intR}}{R_{intCS}} \right)^{(n \cdot p - 1)} \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}} \right)^{(n \cdot p + 1)}}$$

$$D_{IIC_{BF}}(n) = \mu_0 \cdot \frac{J_{1nc}}{n \cdot p} \cdot \frac{\left(\frac{R_{intR}}{R_{intCS}}\right)^{(n \cdot p - 1)}}{\left(\frac{R_{intR}}{R_{AP}}\right)^{-(n \cdot p + 1)} - \left(\frac{R_{intR}}{R_{intCS}}\right)^{(n \cdot p - 1)} \cdot \left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}}\right)^{(n \cdot p + 1)}}$$

ÉTAT MAGNÉTIQUE HAUTE FRÉQUENCE :

Dans ce paragraphe, nous présentons les constantes d'intégration relatives à l'équation 2.20 du Chapitre 2 :

$$C_{IC_{HF}}(n) = \mu_0 \cdot \frac{J_{1nc}}{n \cdot p} \cdot \frac{1}{\left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}}\right)^{2 \cdot n \cdot p} + 1}$$

$$D_{IC_{HF}}(n) = \mu_0 \cdot \frac{J_{1nc}}{n \cdot p} \cdot \frac{\left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}}\right)^{n \cdot p - 1}}{\left(\frac{R_{AP}}{R_{intCS}}\right)^{2 \cdot n \cdot p} + 1}$$

ANNEXE III : ESSAIS EXPÉRIMENTAUX UTILISÉS POUR LE RECALAGE DU MODÈLE THERMIQUE

Dans cette annexe, nous présentons les caractéristiques des essais expérimentaux utilisés pour le recalage du modèle thermique dans le Chapitre 3. Le tableau suivant résume ces essais :

Test	vitesse [$\frac{tr}{min}$]	Puissance[kW]	T_{amb} [°C]
1	843	396	18.5
2	1000	160	24.7
3	2525	550	25.3
4	3200	458	25.6
5	2746	537	23

TABLEAU 5.9 – Essais expérimentaux utilisés pour le recalage du modèle thermique

ANNEXE IV : RÉDUCTION DE CYCLE, ALGORITHME ET DÉTAILS DES MOTEURS UTILISÉS

Dans cette annexe, nous présentons l'algorithme de détermination de la vitesse ayant la plus forte occurrence au cours d'un cycle de fonctionnement et aussi, les détails des 3 moteurs utilisés pour les validation des méthodes de réduction de cycles du Chapitre 4.

ALGORITHME DE DÉTERMINATION DE LA VITESSE DE PLUS FORTE OCCURRENCE :

Algorithme 10 Détermination des occurrences des vitesses sur cycle de fonctionnement

1. Initialisation des données d'entrée

$$- \text{ Cinématique du cycle } rpm := \begin{bmatrix} rpm_1 \\ \vdots \\ rpm_{nbr_p} \end{bmatrix}, Occurrence := \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

2. Pour $i = 1 \rightarrow nbr_p$

- $rpmI := rpm(i)$

- Pour $k = 1 \rightarrow nbr_p$

- Si $rpm(k) = rpmI$

$Occurrence(i) := Occurrence(i) + 1$

3. $rpm_{dimensionnement} := rpm(\text{indice}[\max(Occurrence)])$

4. Fin

DÉTAILS DES MOTEURS UTILISÉS DANS LE CHAPITRE 4 :

Les moteurs utilisés pour la validation de la méthode des régimes équivalents sont présentés dans le tableau suivant :

Paramètres	Moteur 1	Moteur 2	Moteur 3
Nombre de pôles	12	8	6
Type	<i>MSAPMS</i>	<i>MSAPMS</i>	<i>MSAPMS</i>
Code	<i>moteur 1</i>	<i>moteur 2</i>	<i>moteur 3</i>
Puissance nominale[kW]	450	450	85
Vitesse maximale [tr/min]	4500	7500	3500

TABLEAU 5.10 – Moteurs utilisés pour la validation des régimes équivalents

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Pyrhönen, Juha, Jokinen, Tapani, and Hrabovcová, Valéria, *Design of Rotating Electrical Machines*, ISBN 9780470695166, 2008
- [2] Roger S, Pressman and Tucker, Allen B, *Software Engineering A Practitioner's Approach*, 5 edition, McGraw-Hill, New York, USA, ISBN 0073655783, 2001
- [3] Sough, Mohand Laid, *Modélisation Analytique Électromagnétique et Thermique des Machines Synchrones À Aimants Permanents Montés En Surface Pour La Traction Ferroviaire*, Thèse de doctorat, Université de Franche Comté, 2013
- [4] Santiago, Juan De, Bernhoff, Hans, Ekergård, Boel, Eriksson, Sandra, Ferhatovic, Senad, and Waters, Rafael, "Electrical Motor Drivelines in Commercial All Electric Vehicles : a Review," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2012
- [5] Atkins, Tony and Escudier, Marcel, *Dictionary Of Mechanical Engineering*, 1 edition, Oxford University Press, Oxford, UK, ISBN 978-0199587438, 2013
- [6] MacGraw-Hill, *Dictionary of Engineering*, 2 edition, MacGraw-Hill, New York, USA, ISBN 0071417990, 2003
- [7] Bel Habib, Basma, *Méthodologie pour le Développement de Plates Formes Intégrées dédiées à la Conception en Génie Electrique*, Thèse de doctorat, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, 2000
- [8] WURTZ, Frédéric, *Une nouvelle approche pour la conception sous contraintes de machines électrique*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, May 1996
- [9] Amine, Jaafar, Bruno, Sareni, and Xavier, Roboam, *Integrated Design bu Optimization of Electrical Energy Systems*, 1 edition, John Wiley & Sons, INC, London, UK, ISBN 978-1-84821-389-0, 2012
- [10] Bandler, John W, Cheng, Qingsha S, Member, Student, Dakroury, Sameh A, Member, Student, Mohamed, Ahmed S, Member, Student, Bakr, Mohamed H, Madsen, Kaj, and Søndergaard, Jacob, "Space Mapping : The State of the Art," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 52, no. 1, pp. 337–361, 2004
- [11] Zak, Edwin K. P. Chong and H., Stanislaw, *An Introduction To Optimization*, 2 edition, John Wiley & Sons, INC, New York, ISBN 0471391263, 2001
- [12] Yang, Xin-She, *Engineering Optimization : An Introduction with Metaheuristic Applications*, ISBN 9780470640425, 2010
- [13] S.N Sivanandam, S.N. Deepa, *Introduction to Genetic Algorithms*, 1 edition, S.N Sivanandam, S.N. Deepa, Berlin, ISBN 9783540731894, 2008
- [14] HAGE HASSAN, Maya, *Méthodologies de conception optimale de systèmes de conversion électromécanique*, Thèse de doctorat, Université Paris-Sud, France, 2014
- [15] Moussouni, F, Kreuawan, S, Brisset, S, Gillon, F, Brochet, P, and Nicod, L, "Analytical Target Cascading for Optimal Design of Railway traction System," *International Conference on Engineering Optimization EngOpt 2008 Rio de Janeiro Brazil*, , no. June, pp. 1–5, 2008

- [16] Boldea, I ; Syed a. Nasar, *The induction machines design handbook*, ISBN 9781420066685, 2009
- [17] K M Murthy, Vishnu, *Computer-Aided Design of Electrical Machines*, 1 edition, BS Publications, Hyderabad, Inde, ISBN 9788178001463, 2008
- [18] Bakshi, Uday.A, *Electrical Machines*, 1 edition, Technical Publications Pune, Pune, Inde, ISBN 978-8184316070, 2009
- [19] Dieter, Gerling, *Electrical Machines, Mathematical Fundamentals of Machine Topologies*, Springer Heidelberg, Neubiberg, ISBN 9783642175831, 2015
- [20] Fodorean, Daniel and Abdellatif, Miraoui, “Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents (MSAP),” *Techniques de l'ingénieur*, , no. d3554, pp. 1–27, 2009
- [21] Jacek F, Gieras, *Permanent Magnet Motor Technology : Design And Applications*, CRC Presse, Taylor & Francis Group, Rockford, Illinois, USA, ISBN 9781420064407, 2010
- [22] Jacek F, Gieras, Rong-Jie, Wang, and Maarten J, Kamper, *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*, East Hartford, Connecticut, USA, ISBN 1402027206, 2005
- [23] Jokinen, J Pyrhonen. T, *Design of Rotating Electrical Machines*, volume 1, 1 edition, John Wiley & Sons, Ltd, United Kingdom, 2008
- [24] Hendershot, J.R and Miller, T J E, *Design of Brushless Permanent-Magnet Motor*, Magna Physics Publishing, Oxford, UK, ISBN 1881855031, 1994
- [25] Soualmi, a., Dubas, F., Randria, a., and Espanet, C., “Comparative study of permanent-magnet synchronous machines with concentrated windings for railway application,” *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1–5, 2011
- [26] Cassoret, B, Lecoite, J P, and Brudny, J F, “Influence of the Pole Number on the Magnetic Noise of Electrical AC Machines,” *Progress In Electromagnetics Research*, volume 33, no. July, pp. 83–97, 2011
- [27] Liwshitz-Garik, M and Chatelain, J D, *Calcul des machines électriques*, volume 1, 1 edition, Dunod, Paris, France, 1967
- [28] Rilla, J Nerg M and Pyrhonen, J, “Thermal analysis of radial-flux electrical machines with a high power density,” *IEEE Trans Ind Electron*, volume 55, no. 10, pp. 3543–3554, 2008
- [29] F. P. Ingropera D. P. Dewitt, T L Bergman, *Fundamentals of Heat and Mass Transfert*, 6 edition, John Wiley & Sons USA, 2007
- [30] Chen, L, Wang, J, and Lazari, P, “Influence of driving cycles on traction motor design optimizations for electric vehicles,” *Transport Research Arena*, volume 44, no. 0, 2014
- [31] Lazari, P, Wang, J, and Chen, L, “A Computationally Efficient Design Technique for Electric Vehicle Traction Machines,” *IEEE*, pp. 2596–2602, 2012
- [32] Reinbold, Vincent, *Méthodologie de dimensionnement d'un moteur électrique pour véhicules hybrides - Optimisation conjointe des composants et de la gestion d'énergie*, Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2014
- [33] Amine, Jaafar, *Traitement de la mission et des variables environnementales et intégration au processus de conception systémique*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), 2011
- [34] Panos, Pardalos, Ding-Zhu, Du, and G, Stavroulakis, *Global Optimization : Nonconvex Optimization ans Its Applications*, Springer, New York, USA, ISBN 9780387304083, 2006
- [35] Pochet, Yves and Wolsey, Laurence a., *Springer Series in Operations Research and Financial Engineering*, ISBN 9780387299594, 2006

- [36] Chalmers, B J and Bennington, B J, "Digital-computer program for design synthesis of large squirrel-cage induction motors," *proceedings IEEE*, volume 114, no. 2, 1967
- [37] Rao, Singiresu S, *Engineering Optimization : Theory and Practice*, 4 edition, John Wiley & Sons, INC, Canada, ISBN 0470183527, 2009
- [38] Hajji, Omessaad, *Contribution au développement de méthodes d'optimisation stochastique, Application à la conception des dispositifs électrotechniques*, Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2003
- [39] Di Pillo, G and Giannessi, F, *Nonlinear Optimization and Applications*, 1 edition, Springer Science, Erice, Italy, ISBN 9781489902917, 1995
- [40] Nocedal, Jorge, Wright, Stephen J, and Robinson, Stephen M, *Numerical Optimization*, 2 edition, Springer Science, Evanston , USA, ISBN 9780387303031, 2006
- [41] Byrd, Richard H, Nocedal, Jorge, and Schnabel, Robert B, "Representation Of Quasi-Newton Matrices and Their Use in Limited Memory Methods," *Technical Report NORTHWESTERN UNIVERSITY*, pp. 1,31, 1996
- [42] Gen, Mitsuo and Cheng, Runwei, *Genetic Algorithms & Engineering Optimization*, 1 edition, John Wiley & Sons, INC, New York, USA, ISBN 0-471-31531-1, 2000
- [43] Boyd, Stephen and Vandenberghe, Lieven, *Convex Optimization*, volume 25, 7 th edition, Cambridge University Press, Cambridge,, United Kingdom, ISBN 9780521833783, 2010
- [44] L. Burden, Richard and Faires, J. Douglas, *Numerical Analysis Brooks Cole*, 7 edition, Brooks/Cole, Cengage Learning, Canada, ISBN 0-534-38216-9, 2000
- [45] De Loera, Jesús a., Hemmecke, Raymond, Köppe, Matthias, and Weismantel, Robert, "Integer Polynomial Optimization in Fixed Dimension," *Mathematics of Operations Research*, , no. d, pp. 1–7, ISSN 0364-765X, 2006
- [46] Jeroslow, R. C., "There Cannot be any Algorithm for Integer Programming with Quadratic Constraints," *Operations Research*, volume 21, no. 1, pp. 221–224, ISSN 0030-364X, 1973
- [47] Fiacco, Anthony V., "Penalty methods for mathematical programming inE nwith general constraint sets," *Journal of Optimization Theory and Applications*, volume 6, no. 3, pp. 252–268, ISSN 0022-3239, 1970
- [48] Doig, A. G. and G. Doig, A, "An automatic method for solving discrete programming problems," *Econometrica*, volume 28, no. 3, pp. 497–520, ISSN 0012-9682, 1960
- [49] Dakin, R. J., "A Tree-search Algorithm for Mixed Integer Programming Problems," *Journal of Chemical Information and Modeling*, volume 53, p. 160, ISSN 1098-6596, 1965
- [50] Fontchastagner, J, *Résolution du problème inverse de conception d'actionneurs électromagnétiques par association de méthodes déterministes d'optimisation globale avec des*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007
- [51] Glover, Fred, "A user ' s guide to tabu search," *Baltzer Science Publishers*, volume 41, no. 20, pp. 3–28, 1986
- [52] Glover, Fred, "Paths for Integer Programming," *Computers and Operations Research*, volume 13, no. 5, pp. 533–549, 1993
- [53] Ragsdell, K M, "An Introduction to Optimization Methods for Engineering Design," *International Compressor Engineering Conference*, pp. 1–9, 1974
- [54] B. JONES, LEO, editor, *Engineering Design Handbook : Electrical Wire And Cable*, 1 edition, Books for Business, U.S. Army Materiel Command, Washington, USA, 1969

- [55] Sough, M. L., Depernet, D., Dubas, F., Boualem, B., and Espanet, C., “Analytical model of PMSM designed for high-frequency operation machine and inverter sizing compromise,” *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition Energy Conversion Innovation for a Clean Energy Future ECCE 2011 Proceedings*, pp. 1436–1440, 2011
- [56] Sough, M. L., Dubas, F., Depernet, D., Boualem, B., and Espanet, C., “Analytical modeling of 2-D permanent-magnet losses harmonic equivalent resistance of PM,” *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS 2011*, , no. 1, pp. 2–5, 2011
- [57] Dubas, F and Espanet, C, “Analytical Solution of the Magnetic Field in Permanent-Magnet Motors Taking Into Account Slotting Effect : No-Load Vector Potential and Flux Density Calculation,” *IEEE Transactions on Magnetics*, volume 45, no. 5, pp. 2097–2109, ISSN 00189464, 2009
- [58] Zhu, Z.Q. and Howe, D., “Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent\magnet DC motors. III. Effect of stator slotting,” *IEEE Transactions on Magnetics*, volume 29, no. 1, ISSN 0018-9464, 1993
- [59] Espanet, Christophe, *Modélisation et Conception Optimale de Moteurs Sans Balais à Structure Inverse, Application au Moteur-Roue*, Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 1999
- [60] Dubas, Frédéric, *Conception d’un moteur rapide à aimants permanents pour l’entraînement de compresseurs de piles à combustible*, Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 2006
- [61] Iwasaki, S., Deodhar, Rajesh P., Liu, Yong, Pride, Adam, Zhu, Z. Q., and Bremner, Jonathan James, “Influence of PWM on the proximity loss in permanent-magnet brushless AC machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, volume 45, no. 4, pp. 1359–1367, ISSN 00939994, 2009
- [62] Guha, Souvik and Member, Student, “A New Method of Modeling Magnetic Saturation in Electrical Machines,” *IEEE CCECE/CCGEI, Ottawa, May 2006*, volume 1, ISBN 1424400384, 2006
- [63] Azar, Z., Zhu, Z. Q., and Ombach, G., “Influence of electric loading and magnetic saturation on cogging torque, Back-EMF and torque ripple of PM machines,” *IEEE Transactions on Magnetics*, volume 48, no. 10, pp. 2650–2658, ISSN 00189464, 2012
- [64] Berkani, M Said, Sough, M Laid, Giurgea, Stefan, Dubas, Frédéric, Boualem, Benali, and Espanet, Christophe, “A Simple Analytical Approach to Model Saturation in Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors,” *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE*, Montreal, QC, ISBN 9781467371513, 2015
- [65] Foggia, Albert., “Methodes de Calcul des Inductances de fruites,” *Techniques de l’Ingenieur*, volume D 3 440, no. D 3 440, pp. 1–20, 1999
- [66] E. Atkinson, Kendall, *An introduction to numerical analysis*, second edition, John Wiley & Sons, Iowa, USA, ISBN 0471624896, 1989
- [67] GRELLET, Guy, “Pertes dans les machines tournantes,” *Technique de l’Ingenieur*, volume 53, no. D3450, pp. 12–22, ISSN 1098-6596, 1989
- [68] Fasquelle, Aurélie, *Contribution à la modélisation multi-physique : électro-vibro-acoustique et aérothermique de machines de traction*, Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2007
- [69] Cengel, Yunus a., “Heat Transfer : A Practical Approach,” *Mc Graw Hill*, pp. 785–841, 2003
- [70] Welty, James R., Wicks, Charles E., Wilson, Robert E., and Rorrer, Gregory L., *Fundamentals of Momentum, Heat, and Mass Transfer*, 5 th edition, John Wiley & Sons, ISBN 9780470128688, 2008

- [71] Churchill, S. W. and Bernstein, M., “A Correlating Equation for Forced Convection From Gases and Liquids to a Circular Cylinder in Crossflow,” *Journal of Heat Transfer*, volume 29, no. 2, p. 7, 1977
- [72] Innocent Mutabazi Jose Eduardo Wesfreid, Etienne Guyon, *Dynamics of Spatio-Temporal Cellular Structures*, volume 207, Springer tracts in modern physics, USA, 2006
- [73] Kuehbach D. Kelleter, A Gerling D, “An improved approach for transient thermal modeling using lumped parameter networks,” *IEEE International*, pp. 824–831, 2013
- [74] Andereck, C David and Hayot, F, *Ordered and turbulent patterns in Taylor-Couette flow*, 1 edition, Springer Science+Business, Ohio, USA, ISBN 978-1-4613-6521-1, 1992
- [75] Egbers, Christoph and Pfister, Gerd, *Physics of Rotating Fluids Selected*, number July, Springer-Verlag, Berlin, Germany, ISBN 3-540-67514-0, 1999
- [76] Rita, Meyer-Spasche, *PaHern Fornlation in Viscous Flows*, volume 53, 1 edition, Springer-Verlag, Miinchen, ISBN 9788578110796, 1999
- [77] Chossat, Pascal and Iooss, Gérard, *The Couette-Taylor Problem*, volume 102, Springer-Verlag, Berlin, ISBN 9781461287308, 1994
- [78] Childs, D A Howey P R N and Holmes, A S, “Air-gap convection in rotating electrical machines,” *IEEE Trans Ind Electron*, volume 59, no. 3, pp. 1367–1375, 2012
- [79] Duran, Mario J and Fernandez, Jose, “Lumped-parameter thermal model for induction machines,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, volume 19, no. Compendex, pp. 791–792, ISSN 0885-8969, 2004
- [80] Bejan, Adrian and D.Kraus, Allan, *Heat Transfer Handbook*, volume 53, 1 edition, John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, ISBN 0-471-39015-1, 2003
- [81] Kreuawan, Sangkla, *Modelling and optimal design in railway applications*, Thèse de doctorat, Ecole Centrale de LILLE, 2008
- [82] Krebs, G., De Cecco, E., and Marchand, C., “Design approach of an axial flux motor for electrical powertrain vehicle,” *Proceedings 2012 20th International Conference on Electrical Machines ICEM 2012*, pp. 2812–2817, 2012
- [83] Fanni, Alessandra, Manunza, Alessandro, Marchesi, Michele, and Pilo, Fabrizio, “Tabu Search etaheuristics for Global Optimization of Electromagnetic Problems Alessandra,” volume 34, no. September, pp. 534–581, 1998
- [84] Chu, Shu-Chuan C and Fang, H L, “Genetic algorithms vs. Tabu search in timetable scheduling,” *Knowledge Based Intelligent Information Engineering Systems 1999 Third International Conference*, pp. 492–495, 1999

Résumé :

Le moteur de traction ferroviaire est destiné à fonctionner dans de larges gammes de couple/vitesse. L'objectif principal de cette thèse est de développer des méthodes de conception par optimisation de machines électriques pour la traction ferroviaire avec la prise en compte des cycles (missions). Puis, d'incorporer ces méthodes dans un outil informatique.

Après une prise en main des modèles électromagnétiques existants et leur transfert dans le langage Matlab, des modèles thermiques transitoires ont été établis et validés par rapport aux mesures expérimentales. À partir de là, la problématique des temps de simulations prohibitifs sur cycles a été mise en évidence et des solutions de réduction de cycles ont été proposées et validées sur les différents types de cycle. Enfin, une approche de conception par optimisation en deux niveaux a été développée. Le premier niveau concerne les variables continues et le second gère les variables discrètes.

Mots-clés : Cycle ferroviaire, modélisation électromagnétique et thermique, optimisation mixte, réduction de cycle.

Abstract:

The rail traction motor is designed to operate in wide range of torque/speed performance. The main aims of this thesis is to develop methods of designing by optimization electric machines over railway driving cycle. Then, to implement these methods in a usable software.

Firstly, existing electromagnetic models were transferred to Matlab and two thermal models were developed and validated by experimental measurements. The use of accurate models for the optimization over a driving cycle is highly time consuming so, after identification of this constraint, some solutions to reduce this time without losing the accuracy were proposed and validated. Finally, multi-level optimization approach has been developed for electric machine design to solve mixed integer problem. This approach takes into account the driving cycle by using the methods of cycle reduction developed during this thesis.

Keywords: Driving Cycle, driving cycle reduction, electromagnetic and thermal models, mixed integer programming.

The logo for the SPIM (École doctorale SPIM) consists of a yellow horizontal bar on the left, followed by the letters 'S', 'P', 'I', and 'M' in a large, white, sans-serif font.