

Etude de machines à structures non conventionnelles destinées à la propulsion navale et aux énergies marines

Eulalie Fleurot

▶ **To cite this version:**

Eulalie Fleurot. Etude de machines à structures non conventionnelles destinées à la propulsion navale et aux énergies marines. Autre. Université de Bretagne occidentale - Brest, 2020. Français. NNT : 2020BRES0079 . tel-03552317

HAL Id: tel-03552317
https://theses.hal.science/tel-03552317

Submitted on 2 Feb 2022

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.

DOCTORAT SCIENCES BRETAGNE DE LA MER LOIRE ET DU LITTORAL

UBO Université de Bretagne Occidentale

THESE DE DOCTORAT DE

L'UNIVERSITE
DE BRETAGNE OCCIDENTALE

ECOLE DOCTORALE N° 598
Sciences de la Mer et du littoral
Spécialité : « *Génie électrique et électronique* »

Par

Eulalie FLEUROT

Étude de machines à structures non conventionnelles destinées à la propulsion navale et aux énergies marines

Thèse présentée et soutenue à l'École Navale, le 11 décembre 2020
Unité de recherche : Institut de Recherche de l'École Navale (IRENav – EA3634)

Rapporteurs avant soutenance :

Yvan LEFEVRE
Chargé de Recherche au CNRS, HDR

Abdelmounaim TOUNZI
Professeur d'Université à l'Université de Lille

Composition du Jury :

Mohamed BENBOUZID *Président du jury et examinateur*
Professeur d'Université à l'UBO

Mohamed El Hadi ZAIM *Examinateur*
Professeur d'Université à l'Université de Nantes

Yvan LEFEVRE *Rapporteur*
Chargé de Recherche au CNRS, HDR

Abdelmounaim TOUNZI *Rapporteur*
Professeur d'Université à l'Université de Lille

Jean-Frédéric CHARPENTIER *Directeur de thèse et co-encadrant*
Maître de Conférences à l'ENSAM/Ecole Navale, HDR

Franck SCUILLER *Co-encadant*
Maître de Conférences à l'ENSAM/Ecole Navale

Table des matières

Table des matières **3**

Liste des figures **7**

Liste des tableaux **15**

Glossaire **17**

Introduction générale **23**

I Définition et applications de machines sectorisées et hypothèses de l'étude **27**
I.1 Introduction . . . 27
I.2 État de l'art et présentation du contexte . . . 28
I.2.1 Les machines électriques pour la propulsion navale et les énergies marines . . . 28
I.2.2 Motivation de la sectorisation . . . 31
I.2.3 Différents types de sectorisation existants dans la littérature . . . 32
I.3 Définition du principe de sectorisation étudié . . . 40
I.3.1 Étude préliminaire sur l'introduction de barrières de flux entre les parties actives du stator . . . 40
I.3.2 Suppression de parties actives . . . 41
I.3.3 Paramètres qualifiant la sectorisation . . . 42
I.3.4 Hypothèses de sectorisation . . . 43
I.4 Définition des hypothèses des modèles, cahiers des charges et structures d'études . . . 46
I.4.1 Cahier des charges d'une génératrice pour hydrolienne Rim-driven . . . 47
I.4.2 Cahier des charges d'un moteur de propulsion navale . . . 50
I.5 Conclusion . . . 51

II Modélisation électromagnétique des inductions **53**
II.1 Introduction . . . 53
II.2 Méthodologie . . . 54
II.3 Calcul du champ inducteur . . . 54
II.3.1 Modèle de calcul classique pour les machines non sectorisées à entrefer lisse . . . 55
II.3.2 Fonction de perméance . . . 56
II.3.3 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien . . . 61
II.3.4 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur . . . 65
II.4 Calcul du champ d'induit . . . 68
II.4.1 Modèle de calcul analytique classique . . . 69
II.4.2 Adaptation pour la prise en compte d'une sectorisation au stator . . . 69

II.4.3 Adaptation pour la prise en compte d'une sectorisation au rotor 70
II.4.4 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien 70
II.4.5 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur 74
II.5 Résumé intermédiaire des estimations de champs magnétiques 77
II.6 Calcul des pressions magnétiques radiales 78
II.6.1 Modèle de calcul analytique 78
II.6.2 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien 80
II.6.3 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur 89
II.7 Conclusion 92

III Modélisation électromagnétique à partir des inductions 93
III.1 Introduction 94
III.2 Méthodologie 94
III.3 Calcul des forces électromotrices 95
III.3.1 Modèle de calcul pour une machine non sectorisée 95
III.3.2 Prise en compte d'une sectorisation au stator 95
III.3.3 Prise en compte d'une sectorisation au rotor 96
III.3.4 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien 96
III.3.5 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur 99
III.3.6 Étude des FEM estimées par la méthode des éléments finis 101
III.4 Couple électromagnétique 103
III.4.1 Modèle de calcul analytique 103
III.4.2 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien 104
III.4.3 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur 106
III.5 Calcul des inductances 108
III.5.1 Calcul des inductances d'entrefer 109
III.5.2 Inductances de fuites d'encoches 111
III.5.3 Inductances de fuites de têtes de bobines 112
III.5.4 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien 113
III.5.5 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur : cas des moteurs PSS et PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) 117
III.6 Calcul du couple à vide 118
III.6.1 Modèle de calcul analytique pour des machines non sectorisées 118
III.6.2 Prise en compte d'une sectorisation au stator 118
III.6.3 Prise en compte d'une sectorisation au rotor 123
III.6.4 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien 123
III.6.5 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur 129
III.7 Calcul du couple total 131
III.7.1 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien 132
III.7.2 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur 135
III.8 Synthèse des résultats sur le calcul des FEM et des couples 138
III.9 Conclusion 139

IV Impact de la sectorisation 141
IV.1 Introduction et hypothèses de l'étude 141
IV.2 Volume, masse et coût des parties actives de la machine 142
IV.2.1 Estimation des masses 143
IV.2.2 Estimation des coûts 151

IV.3 Pertes . . . 157
IV.3.1 Estimation des pertes Joule . . . 157
IV.3.2 Estimation des pertes fer . . . 159
IV.3.3 Estimation des pertes dans les aimants . . . 163
IV.4 Rendement . . . 168
IV.4.1 Étude sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur : cas des moteurs PSS et PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) . . . 169
IV.4.2 Étude sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien . . . 169
IV.5 Estimation du facteur de puissance . . . 171
IV.5.1 Modèle analytique . . . 171
IV.5.2 Étude sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur : cas des moteurs PSS et PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) . . . 173
IV.5.3 Étude sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien . . . 173
IV.6 Conclusion . . . 176

V Modélisation thermique **177**
V.1 Introduction . . . 177
V.2 Modèle pour des machines non sectorisées . . . 178
V.2.1 Évolution des résistances thermiques . . . 178
V.2.2 Étude sur une largeur d'encoche . . . 180
V.2.3 Étude sur une largeur de dent . . . 182
V.2.4 Prise en compte des échange entre les encoches et les dents . . . 182
V.3 Extension à la sectorisation du stator . . . 183
V.3.1 Sectorisation ferromagnétique . . . 183
V.3.2 Sectorisation amagnétique . . . 184
V.4 Validation sur une génératrice pour hydrolienne . . . 185
V.4.1 Cahier des charges et méthode . . . 185
V.4.2 Estimation des coefficients de transferts thermiques . . . 187
V.4.3 Estimation des résistances thermiques . . . 191
V.4.4 Estimation des températures et des flux thermiques dans le système . . . 193
V.5 Conclusion . . . 199

Conclusion générale **201**

Annexes **205**
A Article SGE . . . 206
B Coefficients d'homogénéisation . . . 214
B.1 Estimation de l'épaisseur de l'entrefer . . . 214
B.2 Coefficient de Carter : cas d'un petit entrefer . . . 214
B.3 Coefficient de Matagne : cas d'un grand entrefer . . . 215
C Courbes EM . . . 216
C.1 Induction créée par les aimants : PSS . . . 216
C.2 Induction créée par les aimants : HSS . . . 217
C.3 Induction créée par les bobinages : HSS . . . 218
C.4 Pressions magnétiques radiales . . . 219
C.5 Couple électromagnétique : PRS . . . 220
C.6 Couple à vide : structure sectorisée non encochée . . . 221
C.7 Couple à vide : HSS . . . 221

C.8 Couple à vide : HRS 223
C.9 Couple à vide : PRS 224
C.10 Couple total : PRS 225
D Notions de densités de conducteur et de courant 226
D.1 Densité de conducteur 226
D.2 Densité de courant 227
D.3 Coefficient de bobinage complexe 227
E Estimation de l'inductance de fuite dans les têtes de bobines 228
F Évolution des pertes du cahier des charges propulseur 230
G Homogénéisation du coefficient de conduction de l'encoche 231
H Résultats des simulations thermiques analytiques 233
H.1 Résistances thermiques 233
H.2 Évolution des flux et températures dans les systèmes étudiés 236

Liste des figures

I.1 Illustration d'une MSAP associée des pales pour former une structure Rim-driven. . . 30
I.2 Structures de machines sectorisées. 31
I.3 Structure présentant un stator en plusieurs modules [Ton+14]. 32
I.4 Circuits magnétiques de stators partitionnés [ZAO12]. 33
I.5 Structure d'une MSAP à double rotor avec stator partitionné destinée à la propulsion navale [CCH99]. 34
I.6 Circuits magnétiques du stator partitionné avec des barrières de flux [Sui+19]. 34
I.7 Circuits magnétiques du stator partitionné avec des barrières de flux. 35
I.8 Circuits magnétiques d'une machine linéaire avec des barrières de flux [YL17]. 35
I.9 Circuits magnétiques du stator partitionné avec des barrières de flux entourant des bobines entières. 35
I.10 Topologies avec une partie du circuit magnétique du stator supprimé. 37
I.11 Circuits magnétiques de MSAP sectorisées. 38
I.12 Machine linéaire avec dents auxiliaires aux extrémités [Zhu+09a]. 39
I.13 Machine linéaire avec dents auxiliaires aux extrémités [Shi+17]. 39
I.14 Structures des machines étudiées tirées de [Li+14b]. 40
I.15 Phénomène de lignes traversantes dans le cas de sectorisation par petits gaps. 41
I.16 Structure d'une machine à stator sectorisé. 42
I.17 Circuits magnétiques des machines étudiées. 43
I.18 Évolution de la longueur axiale en fonction du ratio de segmentation. 45
I.19 Structures présentant l'augmentation de la longueur axiale en parallèle de la sectorisation : en orange clair est représentée l'augmentation de la longueur active qui compense la segmentation. 46
I.20 Structures de certaines génératrices pour hydroliennes Rim-driven étudiées. 49
I.21 Évolution de la longueur axiale en fonction de la proportion de sectorisation, avec et sans correction 3D. 49
I.22 Structure de la MSAP de référence destinée à la propulsion. 50
I.23 Structures de certains moteurs sectorisés étudiés. 51
I.24 Évolution de la longueur axiale en fonction du ratio de segmentation. 51

II.1 Paramètres géométriques. 56
II.2 Lignes de flux dans les encoches pour une aimantation purement radiale. 57
II.3 Fonction de perméance qui prend en compte l'encochage de la structure de la figure II.4. 57
II.4 Structure sous une paire de pôles d'une machine à $p_0 = 138$ paires de pôles et $S_{pp} = 1/2$ encoche par pôle et par phase. 57
II.5 Exemple d'un gap amagnétique au stator de largeur équivalente à une paire de pôles. 58

II.6 Fonction de perméance pour la machine considérée avec stator sectorisé (140 paires de pôles, 336 encoches, 7 gaps, et 25% de sectorisation). 59
II.7 Structure de la machine considérée avec stator sectorisé (140 paires de pôles, 336 encoches, 7 gaps, et 25% de sectorisation). 59
II.8 Évaluation analytique du ratio entre les inductions magnétiques d'une machine "smooth" et d'une machine sans circuit magnétique face aux aimants (noté entrefer infini). . . 60
II.9 Fonction de modulation pour prise en compte des parties actives d'une structure à rotor sectorisé avec $p_{gap} = 21,7\%$ et $n_{gap} = 6$ gaps. 60
II.10 Comparaison des inductions $B_{/R}$ obtenues par EF2D dans l'entrefer ($r = R_s - 0,03h_g$) de machines avec gaps ferromagnétiques et amagnétiques au rotor (138 paires de pôles, 414 encoches, 6 gaps, et 21,7% de sectorisation) (*Note : les figures du bas correspondent à un zoom sur le passage des parties actives aux gaps*). 61
II.11 Formes d'ondes et analyses spectrales des inductions rotoriques de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec différents p_{gap}. 62
II.12 Comparaison des inductions magnétiques $B_{/R}$ issues de calculs analytiques et numériques pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $n_{gap} = 7$ gaps. 63
II.13 Formes d'ondes et analyses spectrales des inductions rotoriques de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec différents p_{gap}. 64
II.14 Comparaison des inductions magnétiques $B_{/R}$ obtenues pas calculs analytiques et numériques pour la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $n_{gap} = 6$ gaps. . . . 65
II.15 Fonction de perméance qui prend en compte l'encochage et la sectorisation amagnétique du stator du moteur pour la propulsion PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 65
II.16 Spectres des inductions magnétiques rotoriques du moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). . 66
II.17 Comparaison des inductions magnétiques $B_{/R}$ obtenues par méthodes de calculs analytiques et numériques pour le moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 66
II.18 Inductions magnétiques rotoriques pour le moteur pour la propulsion navale PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 67
II.19 Comparaison des inductions magnétiques $B_{/R}$ obtenues par calculs analytiques et numériques pour le moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 68
II.20 Fonction de perméance sur $1/7^{ème}$ de la machine considérée avec stator sectorisé (140 paires de pôles, 336 encoches, 7 gaps, et 25% de sectorisation). 70
II.21 Analyses spectrales des inductions statoriques de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec différents p_{gap}. 71
II.22 Comparaison des inductions magnétiques $B_{/S}$ issues de calculs analytiques et numériques pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $n_{gap} = 7$ gaps. 72
II.23 Formes d'ondes et analyses spectrales des inductions statoriques de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec différents p_{gap}. 73
II.24 Comparaison des inductions magnétiques $B_{/S}$ obtenues par calculs analytiques et numériques pour la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $n_{gap} = 6$ gaps. . . . 74
II.25 Inductions magnétiques statoriques pour le moteur de propulsion PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 75
II.26 Zoom sur les inductions magnétiques $B_{/S}$ du moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 75
II.27 Comparaison des inductions magnétiques $B_{/S}$ issues de calculs analytiques et numériques pour le moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 76
II.28 Inductions magnétiques statoriques pour le moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 76
II.29 Comparaison des inductions magnétiques $B_{/S}$ issues de calculs analytiques et numériques pour le moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 77
II.30 Modes de déformation du stator. 79

II.31 Pressions magnétiques radiales exercées sur l'interface entrefer / stator des génératrices HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) sans sectorisation (en haut) et avec 25% (au milieu) et 50% (en bas) de sectorisation au stator, tracées sur $1/7^{ème}$ de la machine. 81
II.32 Pressions magnétiques radiales exercées sur l'interface entrefer / stator de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$). 82
II.33 Pressions magnétiques radiales exercées sur l'interface entrefer / stator de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$). 83
II.34 Pressions magnétiques radiales exercées sur l'interface entrefer / stator de l'HRS tracées sur $1/6^{ème}$ de la machine. 85
II.35 Pressions magnétiques radiales exercées sur l'interface entrefer / stator de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$). 86
II.36 Pressions magnétiques radiales exercées sur l'interface entrefer / stator de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec p_{gap}=26,1%. 87
II.37 Pressions magnétiques radiales exercées sur l'interface entrefer / stator du moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 89
II.38 Pressions magnétiques radiales exercées sur l'interface entrefer / stator du moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 91

III.1 Comparaison des forces électromotrices à 1rd/s pour l'HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec différents p_{gap}. 96
III.2 Comparaison des forces électromotrices à 1 rd/s de l'HSS avec $p_{gap} = 0{,}50$ et différents nombres de gaps. 97
III.3 Comparaison des FEM analytiques et numériques pour l'HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $n_{gap} = 7$ gaps. 97
III.4 Comparaison des forces électromotrices à 1rd/s pour l'HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec différents p_{gap}. 98
III.5 Comparaison entre les FEM analytique et numérique pour l'HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $n_{gap} = 6$ gaps. 98
III.6 Comparaison des forces électromotrices calculées numériquement à 1 rd/s de l'HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $p_{gap} = 0{,}261$ et différents nombres de gaps. 99
III.7 Comparaison entre les FEM analytique et numérique pour l'HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $p_{gap} = 0{,}261$ et en fonction de n_{gap}. 99
III.8 Forces électromotrices à 1 rd/s du moteur de propulsion PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). . . 100
III.9 Comparaison des FEM obtenues par calcul analytiques et numériques pour le moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 100
III.10 Forces électromotrices à 1 rd/s du moteur de propulsion PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). . 101
III.11 Comparaison des FEM analytiques et numériques pour le moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 101
III.12 Forces électromotrices numériques à 1rd/s pour le moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) avec $p_{gap} = 4/36$. 102
III.13 Forces électromotrices numériques à 1rd/s pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$). 103
III.14 Comparaison des couples EM pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec différents p_{gap}. 104
III.15 Comparaison des couples électromagnétiques estimés par les modèles de calculs analytiques et numériques pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $n_{gap} = 7$ gaps. 105

III.16 Comparaison des couples EM pour la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec différents p_{gap}. 105
III.17 Comparaison entre les couples électromagnétiques analytique et numérique pour la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $n_{gap} = 6$ gaps. 106
III.18 Formes d'ondes et contenus harmoniques des couples EM obtenus par calculs analytiques et numériques du moteur de propulsion PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 107
III.19 Comparaison des couples EM obtenus par calculs analytiques et numériques pour le moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 108
III.20 Comparaison des couples EM obtenus avec les modèles de calculs analytiques et numériques pour le moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 108
III.21 Flux dans les conducteurs de différentes génératrices pour hydrolienne à $S_{pp} = 1/2$ sans aimants avec une alimentation continue de la phase 1 sous 1A dans la phase 1. 111
III.22 Comparaison des inductances obtenues par calculs analytiques et numériques de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec gaps amagnétiques au stator. 113
III.23 Comparaison des inductances obtenues avec les modèles analytiques et avec la méthode des EF de la génératrice pour le cahier des charge HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec gaps ferromagnétiques au stator. 114
III.24 Comparaison des inductances obtenues par calculs analytiques et numériques de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec 50% de sectorisation avec des gaps amagnétiques, et avec variation de n_{gap}. 114
III.25 Comparaison des inductances obtenues par calculs analytiques et numériques de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec 50% de sectorisation avec des gaps ferromagnétiques, et avec variation de n_{gap}. 114
III.26 Comparaison des inductances obtenues par calculs analytiques et numériques de la génératrice pour le cahier des charges HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec gaps amagnétiques au rotor. 115
III.27 Comparaison des inductances obtenues par calculs analytiques et numériques de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec gaps ferromagnétiques au rotor. 115
III.28 Comparaison des ratios des inductances de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec gaps au rotor. 116
III.29 Comparaison des inductances obtenues par calculs analytiques et numériques de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec 26,1% de sectorisation avec des gaps amagnétiques, et avec variation de n_{gap}. 116
III.30 Comparaison des inductances obtenues par calculs analytiques et numériques de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec 26,1% de sectorisation avec des gaps ferromagnétiques, et avec variation de n_{gap}. 116
III.31 Comparaison des inductances obtenues par les modèles analytiques et la méthode des EF pour le moteur correspondant au cahier des charges PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 117
III.32 Comparaison des inductances obtenues par calculs analytiques et numériques pour le moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 117
III.33 Structures des deux configurations basiques étudiées. 119
III.34 Couple à vide numérique de deux structures mono-gap de largeurs de gaps différentes. 120
III.35 Zones de calcul du couple à vide mono-gap. 121
III.36 Comparaison entre les couples à vide numérique et analytique dus à un unique gap large de 10 pas polaires. 121
III.37 Structure de la machine à 7 gaps sans encoches (représentation d'un septième de la machine). 121

III.38 Comparaison entre les couples à vide issus de calculs analytique et numérique dus aux gaps pour différents β_m et un entrefer fixé à 2 cm. 122
III.39 Visualisation des lignes de flux pour une position du rotor qui offre le couple à vide maximal dans le cas d'une structure mono-gap avec h_g = 2cm et β_m = 0,95. 122
III.40 Comparaison entre les couples à vide issus de calculs analytique et numérique dus aux gaps pour différents h_g. 123
III.41 Comparaison des couples à vide de la machine de référence non sectorisée à S_{pp} = 2/5 (HSS, p_0 = 140). 124
III.42 Couple à vide maximal pour la génératrice HSS (p_0 = 140, S_{pp} = 2/5) avec n_{gap} = 7 gaps (en p.u. du C_{em}). 125
III.43 Ratio entre les valeurs crêtes du couple à vide pour l'HSS avec n_{gap} = 7 gaps. . . . 125
III.44 Corrélation entre les couples à vide obtenus par calculs numériques et analytiques pour la génératrice HSS (p_0 = 140, S_{pp} = 2/5) avec n_{gap} = 7 gaps. 125
III.45 Comparaison des couples à vide de la génératrice HSS (p_0 = 140, S_{pp} = 2/5) avec p_{gap} = 0,50 et deux différents nombres de gaps (calculs numériques). 126
III.46 Comparaison entre les couples à vide obtenus pas calculs analytique et numérique pour la génératrice HSS (p_0 = 140, S_{pp} = 2/5) avec p_{gap} = 0,50 et en fonction de n_{gap}.126
III.47 Comparaison entre les couples à vide obtenus par calculs analytique et numérique pour la génératrice HRS (p_0 = 138, S_{pp} = 1/2) avec n_{gap} = 6 gaps. 127
III.48 Comparaison des couples à vide obtenus par simulations numériques de la génératrice HRS (p_0 = 138, S_{pp} = 1/2) avec p_{gap} = 0,261 et différents nombres de gaps. 128
III.49 Comparaison entre les couples à vide analytique et numérique pour la génératrice HRS (p_0 = 138, S_{pp} = 1/2) avec p_{gap}=0,261 et en fonction de n_{gap}. 129
III.50 Couples à vide des moteurs pour la propulsion navale PSS (p_0 = 36, S_{pp} = 1) avec gaps amagnétiques. 130
III.51 Comparaison des couples à vide obtenus par calculs analytiques et numériques pour le moteur du cahier des charges PSS (p_0 = 36, S_{pp} = 1). 130
III.52 Comparaison des couples à vide issus de calculs analytiques et numériques pour le moteur PRS (p_0 = 36, S_{pp} = 1) avec gaps amagnétiques. 131
III.53 Comparaison entre les couples globaux issus de calculs analytiques et numériques de la génératrice HSS (p_0 = 140, S_{pp} = 2/5) avec n_{gap} = 7 gaps. 132
III.54 Comparaison entre les couples totaux obtenus par calculs analytiques et numériques dans le cas de la génératrice HSS (p_0 = 140, S_{pp} = 2/5) avec 25% de gaps amagnétiques et n_{gap} = 7 gaps, et la machine de référence non sectorisée. 133
III.55 Comparaison des couples globaux de la génératrice HSS (p_0 = 140, S_{pp} = 2/5) avec p_{gap} = 0,50 et deux différents nombres de gaps. 134
III.56 Comparaison entre les couples globaux issus de calculs analytique et numérique pour la génératrice HSS (p_0 = 140, S_{pp} = 2/5) avec p_{gap} = 0,50 et en fonction de n_{gap}. . . 134
III.57 Comparaison entre les couples globaux issus de calculs analytique et numérique pour la génératrice HRS (p_0 = 138, S_{pp} = 1/2) avec n_{gap} = 6 gaps. 135
III.58 Couples globaux du moteur de propulsion PSS (p_0 = 36, S_{pp} = 1) avec gaps amagnétiques. 136
III.59 Comparaison des couples globaux obtenus par calculs analytiques et numériques pour le moteur PSS (p_0 = 36, S_{pp} = 1) avec gaps amagnétiques. 137
III.60 Comparaison des couples globaux issus de calculs analytiques et numériques pour le moteur PRS (p_0 = 36, S_{pp} = 1) avec gaps amagnétiques. 138

IV.1 Circuits magnétiques des génératrices HRS (p_0 = 138, S_{pp} = 1/2) sous deux pôles. . 144

IV.2 Évolution des masses des matériaux constituants la génératrice pour hydrolienne à stator sectorisé ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$) avec gaps ferromagnétiques. 146
IV.3 Comparaison des masses totales des matériaux de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$) avec gaps ferromagnétiques avec aimants en NdFeB et en ferrites. 147
IV.4 Évolution des masses des matériaux constituants la génératrice pour hydrolienne à stator sectorisé ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$) avec gaps amagnétiques. 147
IV.5 Comparaison des masses totales des matériaux de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$) avec gaps amagnétiques avec aimants NdFeB et ferrites. 148
IV.6 Évolution des masses des matériaux constituants la génératrice pour hydrolienne à rotor sectorisé ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$) avec gaps ferromagnétiques. 149
IV.7 Comparaison des masses totales des matériaux de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$) avec gaps ferromagnétiques avec aimants en NdFeB et en ferrites. 149
IV.8 Évolution des masses des matériaux constituants la génératrice pour hydrolienne à rotor sectorisé ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$) avec gaps amagnétiques. 150
IV.9 Comparaison des masses totales des matériaux de de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$) avec gaps amagnétiques avec aimants NdFeB et ferrites. 151
IV.10 Évolution des coûts des matériaux constituants la génératrice pour hydrolienne à stator sectorisé ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$) avec gaps ferromagnétiques. 152
IV.11 Comparaison des coûts totaux des matériaux de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$) avec gaps ferromagnétiques avec aimants en NdFeB et en ferrites. 152
IV.12 Évolution des coûts des matériaux constituants la génératrice pour hydrolienne à stator sectorisé ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$) avec gaps amagnétiques. 153
IV.13 Comparaison des coûts totaux des matériaux de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$) avec gaps amagnétiques avec aimants en NdFeB et en ferrites. 154
IV.14 Évolution des coûts des matériaux constituants la génératrice pour hydrolienne à rotor sectorisé ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$) avec gaps ferromagnétiques. 154
IV.15 Comparaison des coûts totaux des matériaux de l'HRS avec gaps ferromagnétiques avec aimants en NdFeB et en ferrites. 155
IV.16 Évolution des coûts des matériaux constituants la génératrice pour hydrolienne à rotor sectorisé ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$) avec gaps amagnétiques. 156
IV.17 Comparaison des coûts totaux des matériaux de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$) avec gaps amagnétiques avec aimants en NdFeB et en ferrites. 156
IV.18 Évolution des pertes Joule de la génératrice pour hydrolienne à stator sectorisé ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$). 158
IV.19 Évolution des pertes Joule de la génératrice pour hydrolienne à rotor sectorisé ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$) 159
IV.20 Représentation du flux pour estimer les inductions maximales dans la culasse du stator et les dents. 160
IV.21 Évolution des pertes fer de la génératrice pour hydrolienne à stator sectorisé ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$). 162
IV.22 Évolution des pertes fer de l'hydrolienne à $S_{pp} = 1/2$ avec sectorisation du rotor. . 162
IV.23 Dimensions d'un aimant. 163
IV.24 Structure avec variation de la largeur de l'ouverture du stator p_{ouv}. 165
IV.25 Pertes dans les aimants dues à la variation d'entrefer liée à une segmentation amagnétique du stator, avec la géométrie du moteur PSS ($h_g = 0{,}005$ m, $h_m = 0{,}015$ m, $p_0 = 36$ paires de pôles et $\beta_m = 1$). 166

IV.26 Pertes dans les aimants dues à la variation d'entrefer liée à une segmentation amagnétique du stator, avec la géométrie de la génératrice HSS ($h_g = 0{,}02$ m, $h_m = 0{,}021$ m, $p_0 = 140$ paires de pôles et $\beta_m = 0{,}7$) 167
IV.27 Pertes dans les aimants dues à la variation d'entrefer de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) en fonction du taux de sectorisation. 167
IV.28 Bilan de puissance. 168
IV.29 Rendement du moteur du cahier des charges propulseur en fonction du taux p_{gap} et du type de sectorisation. 169
IV.30 Évolution du rendement de la génératrice HSS avec 7 gaps au stator ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$). 170
IV.31 Évolution du rendement de la génératrice pour hydrolienne à rotor sectorisé ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$). 170
IV.32 Schéma électrique équivalent d'une phase du stator. 171
IV.33 Diagrammes vectoriels en fonctionnement à couple par Ampère maximal. 171
IV.34 Évolution du facteur de puissance de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$). . 174
IV.35 Évolution du facteur de puissance de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$). . 174
IV.36 Évolution du facteur de puissance de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$) pour deux dimensionnements. 175

V.1 Structures des volumes traversés par les flux thermiques. 179
V.2 Structure sur une largeur d'encoche soumise à des flux thermiques. 181
V.3 Réseau de résistances thermiques détaillé sur une largeur d'encoche. 181
V.4 Réseau de résistances thermiques sur une largeur de dent. 182
V.5 Réseau de résistances thermiques qui modélise les échanges entre les encoches et les dents. 183
V.6 Réseau de résistances thermiques représentant les échanges avec un gap ferromagnétique.184
V.7 Réseau de résistances thermiques pour une encoche plus une demi dent et un gap amagnétique de type résine par exemple. 185
V.8 Réseau de résistances thermiques pour une encoche plus une demi dent et un gap ouvert contenant de l'eau. 185
V.9 Représentation de la structure sous 6 pôles étudiée thermiquement. 187
V.10 Réseaux de résistances thermiques sur une largeur d'encoche et deux demi dents. . . 193
V.11 Réseaux thermiques équivalents des machines avec gaps (seules les parties correspondant aux 2 encoches latérales sont détaillées). 195
V.12 Évolution des températures moyennes au sein des encoches (notées de $T_b^{e_1}$ à $T_b^{e_6}$) et des dents(notées de $T_d^{d_1}$ à $T_d^{d_7}$). 196
V.13 Comparaison des flux thermiques obtenus par résolution du réseau de résistances thermiques. 197
V.14 Évolution des températures obtenues par simulations numériques, dans le circuit magnétique de la génératrice pour hydrolienne ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1$). 198
V.15 Structures d'entrefer. 214
V.16 Inductions magnétiques rotoriques pour le moteur de propulsion PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 216
V.17 Formes d'ondes et analyses spectrales des inductions rotoriques de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec différents p_{gap}. 217
V.18 Formes d'ondes et analyses spectrales des inductions statoriques de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec différents p_{gap}. 218

V.19 Comparaison des pressions magnétiques analytique et numérique de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $p_{gap} = 0{,}25$ et $n_{gap} = 7$ gaps à $\theta_r = 0°$. 219
V.20 Comparaison des pressions magnétiques analytique et numérique de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $p_{gap} = 0{,}217$ et $n_{gap} = 6$ gaps à $\theta_r = 0°$. 219
V.21 Formes d'ondes et contenus harmoniques des couples EM obtenus par calculs analytiques et numériques le moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 220
V.22 Comparaison des couples à vide pour une structure non encochée avec 7 gaps amagnétiques, pour différents β_m et $h_g = 20$ mm 221
V.23 Comparaison des couples à vide de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $p_{gap} = 0{,}25$ et 7 gaps amagnétiques. 221
V.24 Comparaison des couples à vide de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $p_{gap} = 0{,}50$ et 7 gaps amagnétiques. 221
V.25 Couples à vide de la génératrice du cahier des charges HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec 50% de sectorisation et 7 gaps amagnétiques. 222
V.26 Couples à vide de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec 50% de sectorisation et 14 gaps amagnétiques. 222
V.27 Comparaison des couples à vide pour la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec différents p_{gap}. 223
V.28 Couples à vide du moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 224
V.29 Couples globaux du moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 225
V.30 Bobinage d'une machine triphasée à $S_{pp} = 2/5$ mono couche (comme celui de la HSS). . . . 226
V.31 Bobinage d'une machine triphasée à $S_{pp} = 1/2$ double couches (comme celui de la HRS). . . 226
V.32 Bobinage d'une machine triphasée à $S_{pp} = 1$ mono couche (comme celui du propuseur PSS et du PRS). 226
V.33 Représentation des bobinages étudiés dans le manuscrit. 228
V.34 Représentation des bobines vues du dessus. 229
V.35 Évolution des pertes du moteur de propulsion avec sectorisation du stator ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 230
V.36 Évolution des pertes du moteur de propulsion avec sectorisation du rotor PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). 230
V.37 Représentation d'une encoche de conductivité thermique hétérogène (a) avec 6 conducteurs rectangulaires, ramené à une zone hétérogène d'un seul conducteur dans le cas d'un flux thermique (b) radial et (c) transversal. 231

Liste des tableaux

I.1 Principaux paramètres de la machine Rim-driven (dérivé de [Dro+07]) 47
I.2 Principaux paramètres de la machine Rim-driven de référence (non sectorisée) dimensionnée pour étudier la sectorisation du rotor 48
I.3 Principaux paramètres de la machine Rim-driven de référence (non sectorisée) dimensionnée pour étudier la sectorisation du stator 48
I.4 Paramètres du moteur de propulsion de référence (dérivés de [Scu+09]) 50

II.1 Ratios des inductions maximales obtenues par calculs analytiques sur ceux obtenus par la méthode des éléments finis pour les génératrices pour hydroliennes. 77
II.2 Ratios des inductions maximales obtenues par calculs analytiques sur ceux obtenus par la méthode des éléments finis pour les moteurs de propulsion navale. 78
II.3 Évolution de l'amplitude de la déformation statique due au plus petit mode de la pression magnétique radiale de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $h_g =$ 20 mm. 84
II.4 Évolution de l'amplitude de la déformation statique due au plus petit mode de la pression magnétique radiale de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $h_g =$ 20 mm (m_h est le mode de plus haute énergie et m_v le mode de plus petit rang). . . 88
II.5 Évolution de l'amplitude de la déformation statique due au plus petit mode de la pression magnétique radiale du moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) avec $h_g = 5$ mm. . . 90
II.6 Évolution de l'amplitude de la déformation statique due au plus petit mode de la pression magnétique radiale du moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) avec $h_g = 5$ mm. . . 91

III.1 Évolution du couple électromagnétique moyen pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $n_{gap} = 7$ gaps 105
III.2 Évolution des valeurs moyennes du couple électromagnétique de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $n_{gap} = 6$ gaps 106
III.3 Évolution du couple total moyen pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $n_{gap} = 7$ gaps. 132
III.4 Évolution du niveau d'ondulation du couple (TRL) pour la génératrice HSS ($p_0 =$ 140, $S_{pp} = 2/5$) avec $n_{gap} = 7$ gaps. 133
III.5 Évolution de la valeur moyenne du couple global pour la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $n_{gap} = 6$ gaps. 135
III.6 Évolution du Torque Ripple Level (TRL) pour la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} =$ 1/2) avec $n_{gap} = 6$ gaps. 135
III.7 Évolution du Torque Ripple Level (TRL) pour le moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) avec gaps amagnétiques. 137
III.8 Évolution du Torque Ripple Level (TRL) pour le moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$). . 138

III.9 Ratios des résultats obtenus par calculs analytiques sur ceux obtenus par la méthode des éléments finis pour les moteurs de propulsion navale. 138
III.10 Ratios des résultats obtenus par calculs analytiques sur ceux obtenus par la méthode des éléments finis pour les génératrices pour hydrolienne. 139

IV.1 Caractéristiques des matériaux constituants les machines étudiées 142
IV.2 Principaux paramètres de la génératrice pour hydrolienne Rim-driven de référence dimensionnée pour la sectorisation du rotor (HRS) avec aimants en ferrites 144
IV.3 Principaux paramètres de la génératrice pour hydrolienne Rim-driven de référence dimensionnée pour la sectorisation du stator (HSS) avec aimants en ferrites 145
IV.4 Estimation des inductions maximales dans les parties ferromagnétiques du stator des machines. 161
IV.5 Caractéristiques des différents cahiers des charges. 164
IV.6 Estimation des pertes dans les aimants de la génératrice HSS utilisant des aimants NdFeB. 168
IV.7 Facteur de puissance des moteurs PRS et PSS sans sectorisation et avec p_{gap}=0,11. . 173

V.1 Paramètres de l'hydrolienne Rim-driven décrite dans[Dro+07] 186
V.2 Conductivités thermiques des matériaux [PJH08] 187
V.3 Propriétés de l'eau à 20°C [Ber99] 188
V.4 Coefficients liés aux transferts par convection 191
V.5 Conductances thermiques de contact [Ber99] 191
V.6 Résistances de conduction 192
V.7 Températures et flux thermiques du motif composé d'une encoche plus deux 1/2 dents. 193
V.8 Évolution des températures et flux thermiques obtenus par simulations numériques. . 198
V.9 Résistances thermiques et pertes du motif encoche + dent 234
V.10 Résistances thermiques et pertes du motif encoche + gap ferromagnétique 235
V.11 Résistances thermiques et pertes du motif encoche + demi dent + gap amagnétique 236
V.12 Évolution des températures et flux thermiques 237
V.13 Évolution des flux thermiques transversaux du système. 237

Glossaire

Terme	Description	Symbole
A_L	Densité linéique de courant.	$A.m^{-1}$
$B_{max,0}$	Induction maximale de référence pour estimation des pertes fer.	T
$B_{max,c}$	Induction maximale dans la culasse du stator.	T
$B_{max,d}$	Induction maximale dans les dents.	T
$B_{/R}$	Induction magnétique du rotor.	T
B_r	Induction rémanente des aimants permanents.	T
B_{rad}	Induction magnétique radiale.	T
$B_{/R,smooth}$	Induction magnétique du rotor dans l'hypothèse d'un entrefer constant.	T
$B_{/S}$	Induction magnétique du stator.	T
C	Couple global.	$N.m$
C_d	Couple à vide.	$N.m$
C_{em}	Couple électromagnétique.	$N.m$
C_{Fe}	Pertes fer par kilogramme pour une tôle.	$W.kg^{-1}$
$C_{p_{eau}}$	Capacité thermique massique de l'eau.	$J.kg^{-1}.K^{-1}$
D	Diamètre d'alésage statorique.	m
$d(\theta_s)$	Variation de l'entrefer.	m
d_{ci}	Répartition de la densité de courant de la phase i.	-
D_H	Diamètre hydraulique.	m
D_i	Fonction de densité des conducteurs de la phase i.	-
d_{tb}	Diamètre moyen d'une tête de bobine.	m
E_i	Force électromotrice de la phase i.	V
e_i	Épaisseur de l'isolant qui protège le stator et le rotor.	m
f	Fréquence de fonctionnement.	Hz
f_0	Fréquence de référence pour estimation des pertes fer.	Hz
$G_{c/t}$	Conductance de contact culasse/tuyère.	$W.m^{-2}.K^{-1}$
$G_{i/c}$	Conductance de contact isolant/culasse.	$W.m^{-2}.K^{-1}$
g_m	Entrefer magnétique.	m
h	Coefficient de convection thermique.	$W.K^{-1}.m^{-2}$
h_{cd}	Hauteur d'un conducteur.	m
h_{ent}	Coefficient de convection thermique au niveau de l'entefer.	$W.K^{-1}.m^{-2}$
h_{ext}	Coefficient de convection thermique au niveau de la surface extérieure du stator.	$W.K^{-1}.m^{-2}$
h_g	Épaisseur de l'entrefer mécanique.	m
h_{gap}	Coefficient de convection thermique au niveau du gap amagnétique.	$W.K^{-1}.m^{-2}$
h_h	Épaisseur de la tuyère.	m

Terme	**Description**	**Symbole**
h_m	Hauteur d'aimants.	m
h_s	Hauteur d'encoche.	m
h_{yr}	Hauteur de la culasse du rotor.	m
h_{ys}	Hauteur de la culasse du stator.	m
I_i	Courant circulant dans la phase i.	A
J	Densité surfacique de courant.	$A.mm^{-2}$
k	Conductivité thermique.	$W.K^{-1}.m^{-1}$
k_{Al}	Conductivité thermique de l'aluminium.	$W.K^{-1}.m^{-1}$
k_c	Coefficient de Carter.	-
k_{Cu}	Conductivité thermique du cuivre.	$W.K^{-1}.m^{-1}$
k_{eau}	Conductivité thermique de l'eau.	$W.m^{-1}.K^{-1}$
k_{FeSi}	Conductivité thermique du fer-silicium.	$W.K^{-1}.m^{-1}$
k_i	Conductivité thermique de l'isolant.	$W.K^{-1}.m^{-1}$
k_{moy}	Conductivité thermique homogénéisée.	$W.K^{-1}.m^{-1}$
k_r	Coefficient de remplissage des encoches.	-
k_{w1}	Fondamental du coefficient de bobinage.	-
L_c	Inductance cyclique.	H
l_{cd}	Largeur d'un conducteur.	m
$L_{fm,e}$	Inductance mutuelle de fuite dans les encoches.	H
$L_{fp,e}$	Inductance propre de fuite dans les encoches.	H
$L_{f,tb}$	Inductance de fuite dans les têtes de bobines.	H
L_{ij}	Inductance d'entrefer mutuelle entre les phases i et j.	H
h_{ouv}	Hauteur de bec d'encoche.	m
l_{ouv}	Largeur d'ouverture d'encoche.	m
l_s	Largeur d'une encoche.	m
L_T	Longueur axiale de la tuyère.	m
l_t	Largeur d'une dent.	m
L_{tb}	Longueur d'une tête de bobine.	m
l_{t+s}	Largeur du pas d'encoche.	m
L_z	Longueur axiale des parties actives de la machine sectorisée.	m
L_{z0}	Longueur axiale des parties actives de la machine sans sectorisation (de référence).	m
$L_z^{'}$	Longueur axiale corrigée des parties actives de la machine sectorisée (prise en compte des effets d'extrémités).	m
m	Nombre de phases du bobinage.	-
M_c	Masse de fer dans la culasse du stator.	kg
M_d	Masse de fer dans les dents.	kg
M_n	Aimantation des aimants.	$A.m^{-1}$
N	Vitesse de rotation de la machine.	$tr.min^{-1}$
N_{bob}	Nombre de bobines.	-
n_c	Nombre de couches du bobinage.	-
n_{cd}	Nombre de conducteurs par encoche.	-
n_{gap}	Nombre de gaps introduits dans la machine.	-
N_{spires}	Nombre de spires par bobine.	-
Nu_E	Nombre de Nusselt des échanges thermiques au niveau de l'entrefer.	-

Terme	**Description**	**Symbole**
Nu_G	Nombre de Nusselt des échanges thermiques entre le stator et l'eau de mer du gap amagnétique.	-
Nu_T	Nombre de Nusselt des échanges thermiques entre la tuyère et l'eau de mer.	-
P	Puissance de la machine.	W
p	Nombre de paires de pôles d'une machine sectorisée.	-
p_0	Nombre de paires de pôles de la machine complète.	-
$p^{'}$	Nombre de paires de pôles réduit.	-
$P_{Cu,e}$	Pertes Joule dans l'encoche.	W
$P_{Fe,c,d}$	Pertes fer dans la culasse sur la largeur de dent.	W
$P_{Fe,c,dd}$	Pertes fer dans la culasse sur la largeur de demi dent.	W
$P_{Fe,c,e}$	Pertes fer dans la culasse sur une largeur d'encoche.	W
$P_{Fe,d,d}$	Pertes fer dans une dent.	W
$P_{Fe,d,dd}$	Pertes fer dans une demi dent.	W
$P_{Fe,gf}$	Pertes fer dans le gap ferromagnétique.	W
p_{gap}	Ratio de la largeur totale des gaps sur la circonférence totale de la machine.	-
p_{ouv}	Fermeture relative des encoches.	-
Pr	Nombre de Prandt de l'eau de mer.	-
Q_{s0}	Nombre d'encoches de la machine complète.	-
Q_s	Nombre d'encoches d'une machine sectorisée.	-
$Q^{'}$	Nombre d'encoches réduit.	-
r	Position radiale dans l'entrefer mécanique.	m
$R_{1,ga}$	Résistance de conduction de la partie haute du gap amagnétique.	$K.W^{-1}$
$R_{1,gf}$	Résistance de conduction de la partie haute du gap ferromagnétique.	$K.W^{-1}$
$R_{2,ga}$	Résistance de conduction de la partie basse du gap amagnétique.	$K.W^{-1}$
$R_{2,gf}$	Résistance de conduction de la partie basse du gap ferromagnétique.	$K.W^{-1}$
$R_{3,gf}$	Résistance d'interconnexion avec la source des pertes fer dans le gap ferromagnétique.	$K.W^{-1}$
R_A	Résistance thermique par unité de longueur de la zone A.	$K.m.W^{-1}$
R_B	Résistance thermique par unité de longueur de la zone B.	$K.m.W^{-1}$
$R_{b1,e}$	Résistance de conduction du bobinage partie haute.	$K.W^{-1}$
$R_{b2,e}$	Résistance de conduction du bobinage partie basse.	$K.W^{-1}$
$R_{b3,e}$	Résistance d'interconnexion avec la source des pertes Joule dans l'encoche.	$K.W^{-1}$
$R_{be,e}$	Résistance de conduction des becs de l'encoche.	$K.W^{-1}$
$R_{c1,d}$	Résistance de conduction de la culasse partie haute sur une largeur de dent.	$K.W^{-1}$
$R_{c1,dd}$	Résistance de conduction de la culasse partie haute sur une largeur de demi dent.	$K.W^{-1}$
$R_{c1,e}$	Résistance de conduction de la culasse partie haute sur une largeur d'encoche.	$K.W^{-1}$
$R_{c2,d}$	Résistance de conduction de la culasse partie basse sur une largeur de dent.	$K.W^{-1}$
$R_{c2,dd}$	Résistance de conduction de la culasse partie basse sur une largeur de demi dent.	$K.W^{-1}$

Terme	Description	Symbole
$R_{c2,e}$	Résistance de conduction de la culasse partie basse sur une largeur d'encoche.	$K.W^{-1}$
$R_{c3,d}$	Résistance d'interconnexion avec la source des pertes fer dans la culasse sur la largeur de dent.	$K.W^{-1}$
$R_{c3,dd}$	Résistance d'interconnexion avec la source des pertes fer dans la culasse sur la largeur de demi dent.	$K.W^{-1}$
$R_{c3,e}$	Résistance d'interconnexion avec la source des pertes fer dans la culasse sur la largeur d'encoche.	$K.W^{-1}$
R_{cond}	Résistance de conduction.	$K.W^{-1}$
R_{cont}	Résistance de contact.	$K.W^{-1}$
r_{cont}	Résistance de contact par unité de surface.	$K.m^2.W^{-1}$
R_{conv}	Résistance de convection.	$K.W^{-1}$
$R_{c/t,d}$	Résistance de contact culasse/tuyère sur une largeur de dent.	$K.W^{-1}$
$R_{c/t,dd}$	Résistance de contact culasse/tuyère sur une largeur de demi dent.	$K.W^{-1}$
$R_{c/t,e}$	Résistance de contact culasse/tuyère sur une largeur d'encoche.	$K.W^{-1}$
$R_{c/t,gf}$	Résistance de contact gap ferromagnétique/tuyère.	$K.W^{-1}$
$R_{d1,d}$	Résistance de conduction de la dent partie haute.	$K.W^{-1}$
$R_{d1,dd}$	Résistance de conduction de la demi dent partie haute.	$K.W^{-1}$
$R_{d2,d}$	Résistance de conduction de la dent partie basse.	$K.W^{-1}$
$R_{d2,dd}$	Résistance de conduction de la demi dent partie basse.	$K.W^{-1}$
$R_{d3,d}$	Résistance d'interconnexion avec la source des pertes fer dans une dent.	$K.W^{-1}$
$R_{d3,dd}$	Résistance d'interconnexion avec la source des pertes fer dans une demi dent.	$K.W^{-1}$
$R_{dd,tr}$	Résistance de conduction transversale d'une demi dent.	$K.W^{-1}$
$R_{dga,tr}$	Résistance de conduction transversale d'un demi gap amagnétique.	$K.W^{-1}$
$R_{de,tr}$	Résistance de conduction transversale d'une demi encoche.	$K.W^{-1}$
$R_{dgf,tr}$	Résistance de conduction transversale d'un demi gap ferromagnétique.	$K.W^{-1}$
Re_E	Nombre de Reynolds des échanges thermiques au niveau de l'entrefer.	-
Re_G	Nombre de Reynolds des échanges thermiques entre le stator et l'eau de mer du gap amagnétique.	-
$R_{ent,d}$	Résistance de convection côté entrefer sur une largeur de dent.	$K.W^{-1}$
$R_{ent,dd}$	Résistance de convection côté entrefer sur une largeur de demi dent.	$K.W^{-1}$
$R_{ent,e}$	Résistance de convection côté entrefer sur une largeur d'encoche.	$K.W^{-1}$
$R_{ent,gf}$	Résistance de convection côté entrefer sur une largeur de gap ferromagnétique.	$K.W^{-1}$
Re_T	Nombre de Reynolds des échanges thermiques entre la tuyère et l'eau de mer.	-
R_{ext}	Rayon extérieur.	m
$R_{ext,d}$	Résistance de convection côté extérieur sur une largeur de dent.	$K.W^{-1}$
$R_{ext,dd}$	Résistance de convection côté extérieur sur une largeur de demi dent.	$K.W^{-1}$
$R_{ext,e}$	Résistance de convection côté extérieur sur une largeur d'encoche.	$K.W^{-1}$
$R_{ext,gf}$	Résistance de convection côté extérieur sur une largeur de gap ferromagnétique.	$K.W^{-1}$
R_{ga}	Résistance de convection au niveau de la paroi du gap amagnétique.	$K.W^{-1}$
$R_{i1,e}$	Résistance de conduction de l'isolant entre la culasse et l'encoche.	$K.W^{-1}$
$R_{i2,e}$	Résistance de conduction de l'isolant entre l'encoche et l'entrefer.	$K.W^{-1}$

Terme	**Description**	**Symbole**
$R_{i2,tr}$	Résistance de conduction transversale de l'isolant entre la demi dent et le gap amagnétique.	$K.W^{-1}$
$R_{i,d}$	Résistance de conduction de l'isolant entre la dent et l'entrefer.	$K.W^{-1}$
$R_{i/d,d}$	Résistance de contact isolant/dent sur une largeur de dent.	$K.W^{-1}$
$R_{i,dd}$	Résistance de conduction de l'isolant entre la demi dent et l'entrefer.	$K.W^{-1}$
$R_{i/d,dd}$	Résistance de contact isolant/dent sur une largeur de demi dent.	$K.W^{-1}$
$R_{i/d,gf}$	Résistance de contact entre de l'isolant côté entrefer et le gap ferromagnétiquem.	$K.W^{-1}$
$R_{id,tr}$	Résistance de contact transversale entre l'isolant et la dent.	$K.W^{-1}$
$R_{i/c,e}$	Résistance de contact isolant/culasse sur une largeur d'encoche.	$K.W^{-1}$
$R_{i/ga,tr}$	Résistance de contact transversale entre la demi dent et le gap amagnétique.	$K.W^{-1}$
$R_{i,gf}$	Résistance de conduction de l'isolant entre le gap ferromagnétique et l'entrefer.	$K.W^{-1}$
R_{int}	Rayon intérieur.	m
R_{inter}	Résistance d'interconnexion avec une source de perte.	$K.W^{-1}$
$R_{i,tr}$	Résistance de conduction transversale de l'isolant entre l'encoche et la dent.	$K.W^{-1}$
R_m	Rayon du rotor au niveau des aimants.	m
$R_{qdc,tr}$	Résistance de conduction transversale d'un quart de dent + culasse.	$K.W^{-1}$
$R_{qd,tr}$	Résistance de conduction transversale d'un quart de dent.	$K.W^{-1}$
R_r	Rayon du rotor au niveau de la culasse.	m
R_s	Rayon d'alésage statorique.	m
$R_{t,d}$	Résistance de conduction de la tuyère sur une largeur de dent.	$K.W^{-1}$
$R_{t,dd}$	Résistance de conduction de la tuyère sur une largeur d'une demi dent.	$K.W^{-1}$
$R_{t,e}$	Résistance de conduction de la tuyère sur une largeur d'encoche.	$K.W^{-1}$
$R_{t,gf}$	Résistance de conduction de la tuyère sur une largeur de gap ferromagnétique.	$K.W^{-1}$
S_{cond}	Surface de conduction.	m^2
S_{cont}	Surface de contact.	m^2
S_{conv}	Surface de convection.	m^2
S_{Cu}	Section de cuivre par encoche.	m^2
S_{pp}	Nombre d'encoches par pôle et par phase.	-
T_a	Nombre de Taylor de l'écoulement en rotation dans l'entrefer.	-
V_0	Vitesse de l'eau qui arrive sur la machine.	$m.s^{-1}$
V_a	Vitesse axiale de l'eau dans l'entrefer.	$m.s^{-1}$
W_i	Fonction de bobinage de la phase i.	-
β_m	Ratio de la largeur angulaire d'aimants sur le pas polaire.	-
β_t	Ratio de la largeur d'une dent sur le pas dentaire.	-
δ	Profondeur de pénétration de l'effet de peau.	m
ϵ_s	Largeur d'ouverture d'encoche.	rad
λ	Fonction de perméance.	-
λ_{min}	Valeur basse de la fonction de perméance.	-
μ_0	Perméabilité magnétique du vide.	$H.m^{-1}$
μ_{eau}	Viscosité dynamique de l'eau.	$Pa.s$
μ_r	Perméabilité relative des aimants permanents.	-

Terme	**Description**	**Symbole**
ν_{eau}	Viscosité cinématique de l'eau.	$m^2.s^{-1}$
Ω	Vitesse de rotation de la machine.	rad/s
$\phi^i_{/R,0}$	Flux à vide de la phase i de la machine complète.	Wb
$\phi^i_{fp,e}$	Flux de fuite dans les encoches de la phase i.	H
$\phi^{ij}_{/S}$	Flux créé par le courant I_j dans les bobinages de la phase i.	Wb
ψ	Déphasage entre la FEM et le courant.	$^\circ$
ρ_{Cu}	Résistivité du cuivre.	$\Omega.m$
ρ_{pm}	Résistivité des aimants.	$\Omega.m$
τ_m	Largeur angulaire d'aimants.	rad
τ_p	Largeur angulaire d'un pas polaire.	rad
θ_r	Position angulaire du rotor.	$^\circ$
θ_s	Position angulaire le long de la circonférence de la machine.	$^\circ$
φ	Déphasage entre la tension simple et le courant.	$^\circ$

Introduction générale

Le travail présenté dans cette thèse concerne l'étude de nouvelles solutions électromécaniques non conventionnelles pour répondre aux exigences de la propulsion navale et la génération d'énergie renouvelable marine.

En effet, depuis des années, les moteurs électriques ont commencé à remplacer progressivement les moteurs thermiques sur les bateaux avec la volonté du développement de navires tout électrique. Ce type de propulsion présente des avantages non négligeables comme une réduction de la place nécessaire au système de propulsion ou encore une amélioration de la fiabilité entraînant une diminution des besoins de maintenance. Ce choix en termes de propulsion permet également d'envisager de nouvelles architectures en ayant toujours pour but une amélioration des systèmes.

Les recherches sur ces améliorations concernent principalement un souhait d'améliorer la compacité, l'efficacité ou la fiabilité, ou encore de réduire le coût de la machine. Pour cela des architectures où le moteur est intégré à l'hélice sont par exemple proposées. C'est le cas en particulier des structures POD, où la machine est dans une nacelle accrochée à l'hélice, ou encore des structures à entraînement circonférentiel (structure Rim-driven), où le moteur est dans une tuyère qui entoure les pales [Kr04 ; Yan+17].

Avec la démocratisation de la volonté d'utiliser des énergies plus propres, de nombreux systèmes dédiés aux énergies renouvelables ont été développés ces dernières années. Une partie de l'énergie électrique est maintenant produite par des énergies comme le solaire, l'hydraulique, la géothermie, le vent, la combustion de carburants issus de la biomasse ou encore les courants marins, la marée ou la houle.

Les améliorations d'architectures sont également au cœur des recherches sur les systèmes de récupération des énergies marines. Il s'agit là du second domaine d'application qui nous intéresse dans ce manuscrit, le premier étant la propulsion navale. La réduction de la maintenance est un enjeu important pour les machines utilisées en particulier pour les éoliennes off-shore et les hydroliennes puisqu'elles fonctionnent au large des côtes et sont immergées dans le cas des hydroliennes.

Concernant les génératrices pour hydroliennes, différentes topologies sont décrites et étudiées dans la littérature. On y retrouve par exemple des solutions d'intégration de la turbine à la génératrice avec des PODs ou des structures Rim-driven de manière similaire aux systèmes utilisés pour la propulsion navale.

Le processus de pré-dimensionnement d'une machine électrique nécessite notamment d'estimer ses performances électromagnétiques (EM) et thermiques. Cela permet de vérifier la viabilité de la structure proposée et de voir les éventuelles limites de la machine. Des simulations numériques, à l'aide de logiciel de calculs par éléments finis par exemple, sont souvent réalisées afin de faire ces études de pré-dimensionnement.

Cette thèse est consacrée à l'étude de machines synchrones à aimants permanents (MSAP) non conventionnelles qui peuvent répondre aux exigences particulières de l'intégration de machines

électriques avec des hélices dans un contexte hydrolien ou de propulsion navale.

Les machines électriques non conventionnelles étudiées ici sont des machines synchrones sectorisées à aimants permanents déposés en surface. La segmentation par suppression de parties actives mène à une variation de la périodicité de la machine. Avec la Méthode par Éléments Finis (EF), les temps de calculs d'une machine sectorisée peuvent donc être très long, du fait de l'augmentation du domaine de calcul. Une méthode analytique peut être utile pour une évaluation rapide des performances et pourra être intégrée à terme dans des processus de préconception et/ou de dimensionnement systématique (algorithmes d'optimisation sous contraintes par exemple).

Ce mémoire présente ainsi le développement d'outils analytiques destinés à l'estimation des performances électromagnétiques et thermiques de machines synchrones à aimants permanents sectorisées. Ces modèles originaux sont adaptés à partir des modèles classiques d'étude de machines synchrones à aimants permanents. Ces modèles permettent d'avoir une idée des performances de machines avec stator ou rotor sectorisé dans un temps court et avec une bonne précision. Les modèles EM sont validés par comparaison avec des simulations numériques sur des machines correspondant aux cahiers des charges d'une génératrice pour hydrolienne Rim-driven et d'un moteur de propulsion navale.

Cette thèse propose également une exploration de l'impact de la suppression de certaines parties actives du stator ou du rotor (i.e. de la sectorisation) sur les caractéristiques des MSAP sectorisées.

Ce mémoire est composé de cinq chapitres.

Le premier chapitre a pour but de justifier les choix fait en termes de structure de machines électriques. Une rapide présentation des machines électriques utilisées dans les domaines maritimes de la propulsion navale et des énergies marines est ainsi faite. Des structures non conventionnelles présentes dans la littérature sont ensuite exposées. Leur point commun est l'isolation physique, magnétique ou électrique de certaines parties de la machines. Elles sont appelées structures sectorisées ou segmentées dans ce manuscrit. Les limites et les hypothèses de sectorisation correspondant au périmètre de notre étude sont également présentées dans ce premier chapitre. Les dimensions de deux principaux cahiers des charges correspondant à une génératrice pour hydrolienne et à un moteur pour la propulsion sont également décrites.

Le deuxième chapitre présente le développement d'outils analytiques destinés à l'estimation des inductions magnétiques de machines synchrones à aimants permanents sectorisées. Ces inductions sont créées par les aimants permanents localisés au rotor et par les bobinages présents au stator. Le calcul analytique des inductions magnétiques est utilisé, dans ce deuxième chapitre, pour l'estimation des pressions magnétiques exercées sur le stator. Cela permet une évaluation qualitative des phénomènes vibratoires et des déformations pouvant être engendrées par la sectorisation des machines électriques.

Le troisième chapitre est consacré au développement de modèles analytiques dédiés à ces structures et basés sur le calcul des inductions magnétiques. Ils permettent d'évaluer les performances électromagnétique (EM) des MSAP sectorisées. On y retrouve notamment le calcul du couple de détente, des forces électromotrices (FEM) et des inductances. Les modèles proposés sont validés par des calculs effectués par éléments finis. Les méthodes analytiques présentées permettent ainsi d'évaluer l'impact de la suppression de certaines parties actives du stator ou du rotor, sur les performances de la machine. Une analyse paramétrique est également faite afin d'estimer les limites de validité des modèles.

Le quatrième chapitre propose une exploration des caractéristiques et performances, au premier ordre, de structures sectorisées en fonction de leur niveau de sectorisation et de la nature des gaps entre les secteurs. On évalue tout d'abord les volumes des différentes parties actives de la machine. Cela permet ensuite d'évaluer le coût des matériaux, les pertes du système telles que les pertes Joule,

les pertes fer et les pertes dans les aimants, et enfin le rendement. Les FEM et inductances estimées par les modèles présentés dans le troisième chapitre permettent d'évaluer également le facteur de puissance.

Enfin, le cinquième et dernier chapitre propose une modélisation thermique dédiée à une structure avec stator sectorisé. Ce modèle est réalisé à partir de réseaux de résistances thermiques et prend en compte les échanges thermiques au niveau des gaps dans la structure en plus des échanges au niveau de l'entrefer et au niveau des culasses extérieures. Le modèle permet le calcul des flux thermiques et des différentes températures des matériaux au sein des parties actives de la machine. L'utilisation de ce modèle thermique dédié permet de s'assurer de la viabilité thermique des structures envisagées.

Chapitre I

Définition et applications de machines sectorisées et hypothèses de l'étude

Sommaire

I.1 Introduction 27
I.2 État de l'art et présentation du contexte 28
I.2.1 Les machines électriques pour la propulsion navale et les énergies marines . . 28
I.2.2 Motivation de la sectorisation 31
I.2.3 Différents types de sectorisation existants dans la littérature 32
I.3 Définition du principe de sectorisation étudié 40
I.3.1 Étude préliminaire sur l'introduction de barrières de flux entre les parties actives du stator 40
I.3.2 Suppression de parties actives 41
I.3.3 Paramètres qualifiant la sectorisation 42
I.3.4 Hypothèses de sectorisation 43
I.4 Définition des hypothèses des modèles, cahiers des charges et structures d'études 46
I.4.1 Cahier des charges d'une génératrice pour hydrolienne Rim-driven 47
I.4.2 Cahier des charges d'un moteur de propulsion navale 50
I.5 Conclusion 51

I.1 Introduction

Les travaux présentés dans ce manuscrit portent sur les machines électriques à structure non conventionnelles. Il en existe diverses sortes proposées dans la littérature. Il faut donc dans un premier temps spécifier le genre de structure non conventionnelle considérée pour ces travaux, ainsi que les limites et les hypothèses de l'étude. La particularité des structures étudiées réside dans le fait qu'elles sont sectorisées. Il faut cependant savoir que d'autres structures particulières existent mais elles ne sont pas présentées ici.

Ce premier chapitre est divisé en deux principales parties. La première partie présente les différents types de machines utilisées dans les domaines d'application étudiés c'est à dire la propulsion navale et les énergies marines. Il est également proposé une présentation de différentes sortes de

sectorisations qu'il est possible de trouver dans la littérature. Cette première partie a pour but de justifier les choix de sectorisation faits. Une seconde partie concerne plus spécifiquement les machines étudiées dans ce manuscrit. Les hypothèses de sectorisation sont présentées ainsi que les cahiers des charges principaux utilisés dans notre étude. Les structures non conventionnelles de machines électriques étudiées dans ce manuscrit ne sont pas encore très explorées dans la littérature. Une description détaillée des hypothèses de sectorisation et des limites permettra par la suite d'étudier les performances et comportements de ce type de structure.

I.2 État de l'art et présentation du contexte

Cette partie a pour but d'expliquer le choix de la nature des machines étudiées (MSAP à flux radial) en fonction du contexte de l'étude, ainsi que de faire un état de l'art non exhaustif des différents types de sectorisation qu'il est possible de rencontrer dans la littérature. Cela nous permettra de mieux définir les objectifs scientifiques de notre étude.

Nous nous intéressons en particulier à des machines pouvant être utilisées dans un cadre maritime (ce qui correspond au contexte applicatif du laboratoire) et en particulier aux machines utilisées pour la propulsion de grande puissance des navires et dans le cadre de la génération électrique à partir des énergies marines (éolien offshore et hydrolien).

I.2.1 Les machines électriques pour la propulsion navale et les énergies marines

Les travaux présentés sont consacrés aux machines électriques destinées à la propulsion navale et aux énergies marines. Cette première partie est donc consacrée à la description des différentes machines envisageables et au choix qui est fait pour la suite du manuscrit.

I.2.1.1 Choix de la catégorie de machine électrique

a) Machines destinées aux propulsions de grande puissance

Les moteurs électriques ont remplacé petit à petit les moteurs thermiques classiques dans la propulsion. En effet, leur taille est plus petite et leur utilisation permet la suppression de certains éléments de transmissions. La chaîne de transmission est ainsi moins volumineuse et devient plus fiable. Malgré le coût plus important, l'utilisation de moteurs électriques plutôt que thermiques permet une réduction du temps de réponse (ce qui facilite les manœuvres) et l'amélioration des performances. Les moteurs électriques étant plus petits ils permettent également d'imaginer de nouvelles organisations des systèmes de propulsion, comme par exemple la propulsion en nacelle et les propulseurs à entraînement circonférentiel (Rim-driven).

Différents types de machines électriques sont utilisées pour la propulsion navale : les machines à courant continu (MCC), les machines synchrones à rotor bobiné (MSRB), les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) et enfin les machines asynchrones (MAS).

Les MCC sont de moins en moins utilisées car elles posent des problèmes en termes de maintenance, encombrement et compatibilité électromagnétique. La majorité des machines de propulsion sont des machines à courant alternatif. Les machines asynchrones et les machines synchrones sont ainsi les deux solutions les plus utilisées en propulsion de nos jours.

Une importante partie de la propulsion de grande puissance utilise des MS à rotor bobiné (par exemple pour les bâtiments de projection et de commandement (BPC) de la marine française, les paquebots) associés à des commutateurs de courant à thyristors. C'est cependant une solution qui

tend à être remplacée par des MAS avec onduleur MLI ou des MSAP avec onduleur MLI. Les MSAP sont en général réservées à des applications à hautes exigences (compacité, discrétion, etc) [LB12].

Pour un système de propulsion très performant, une machine compacte, fiable et avec un bon rendement est nécessaire. Les MSAP présentent l'avantage d'avoir un niveau de maintenance faible (au contraire des machines à rotor bobiné), d'être compactes et, sans pertes Joule au rotor, les MSAP ont un bon rendement. L'utilisation de machines synchrones à aimants permanents permet d'augmenter la puissance massique et améliore également la fiabilité et la robustesse des systèmes [Fro02]. Cela en fait donc une bonne candidate pour être utilisée en propulsion navale. L'étude [JMH96] montre d'ailleurs qu'un moteur à aimants permanents convient bien à des applications de haute tolérance.

L'inconvénient majeur des MSAP est le coût important de la machine dû au coût des aimants permanents.

Dans [Kar+15] H. Karmaker compare deux machines pour la propulsion : une machine à induction et une machine à aimants. La MSAP a naturellement un volume inférieur, une densité de puissance et un rendement plus élevés.

b) Machines destinées à la génération électrique pour les énergies renouvelables (ENR)

H. Polinder propose une comparaison de différentes machines destinées au domaine éolien dans [Pol+06]. Parmi les machines étudiées, le générateur à aimants permanents et entraînement direct est celui qui a la masse de parties actives la plus faible pour le même diamètre d'alésage et le meilleur rendement.

Une MSAP intégrée à une turbine semble être une très bonne option également dans le domaine des énergies marines avec une réduction du volume des parties actives de la machine [Dro+07 ; BBC10] et une bonne fiabilité permettant une minimisation de la maintenance [Dje+16].

Les machines synchrones permettent de se passer d'une boîte de vitesse [BBC10]. Cela est très intéressant pour les éoliennes et les hydroliennes. En effet la turbine tourne à très faible vitesse (typiquement de l'ordre de quelques dizaines de tours/minute en vitesse variable), et si une boîte de vitesse est utilisée, associée à une génératrice conventionnelle, cela augmente les besoins de maintenance [CAB06]. Il est donc intéressant de pouvoir se passer de ce système pour réduire les frais et les contraintes de maintenance. De nombreuses études s'intéressent d'ailleurs à des MSAP utilisées pour des éoliennes [CNX00 ; CPK05 ; Ros+12 ; QYG12].

Les machines synchrones à aimants permanent conviennent donc bien aux deux domaines d'étude de ce manuscrit : la propulsion et la récupération d'énergies marines. C'est pourquoi notre étude se limitera à ce type de machines.

I.2.1.2 Choix du type de machine synchrones à aimants permanents

Les machines synchrones à aimants permanents laissent envisager plusieurs configurations : il est possible d'imaginer des machines à flux axial, à flux radial ou à flux transverse, et des structures modulaires. Au niveau de l'association avec la turbine ou l'hélice de propulsion, les machines peuvent être associées dans des configurations particulières comme des systèmes POD ou encore des structures appelées Rim-driven.

Un système dit POD correspond à un système où la génératrice est dans un nacelle placée derrière la turbine en alignement avec l'axe de rotation.

Dans un système Rim-driven les aimants constituent un anneau situé autour des pales de la turbine ou de l'hélice. Les parties actives du stator sont disposées dans un conduit qui entoure les

pales de la turbine [Kr04 ; Yan+17]. La figure I.1 propose une représentation d'une MSAP avec une structure Rim-driven.

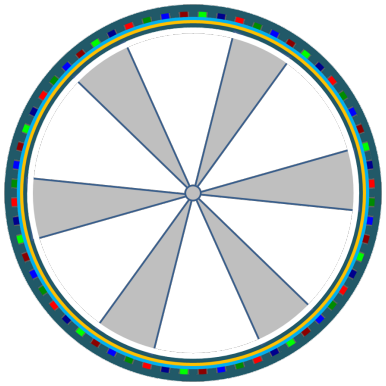


FIGURE I.1: Illustration d'une MSAP associée des pales pour former une structure Rim-driven.

Les systèmes Rim-driven, qui peuvent être utilisés pour des génératrices hydroliennes ou des moteurs de propulsion navale [Yan+17], sont caractérisés par un large diamètre et une faible longueur axiale pour de fortes puissances. X. Yan répertorie dans [Yan+17] différentes études menées sur les structures Rim-driven appliquées à de la propulsion navale.

Le prix des aimants peut être élevé (les aimants NdFeB sont puissants mais particulièrement chers) et le nombre de pôles d'un système Rim-driven peut être important ce qui peut limiter l'industrialisation de ce genre de système.

Plusieurs travaux concernent la comparaison des MSAP à flux axial et à flux radial comme [SK01 ; CPK05 ; Dje+14].

K. Sitapati compare une MSAP à flux radial à plusieurs MSAP à flux axial (avec un ou deux entrefers, avec entrefer classique ou lisse) dans [SK01].

Y. Chen compare sept configurations de MSAP dans [CPK05] comme par exemple des MSAP à flux radial avec rotor interne ou externe ou encore des MSAP à flux axial à double stator ou double rotor.

S. Djebarri compare deux génératrices pour hydroliennes Rim-driven dans [Dje+14] : l'une à flux axial et la seconde à flux radial. Les deux machines sont dimensionnées pour la même puissance, et le même diamètre et la même vitesse de turbine. Le rendement entre les deux systèmes est le même bien que les pertes ne soient pas réparties de la même manière (les pertes fer de la machine à flux radial sont un peu plus élevées mais les pertes cuivre un peu plus faibles (réduction du volume des têtes de bobines)) [Dje+14].

Il ressort notamment de ces trois études que les machines synchrones à flux axial ont un volume inférieur au MSAP à flux radial. Leur densité de puissance est également plus élevée.

S. Djebarri compare également un système Rim-driven et un système POD dans [Dje+14]. L'utilisation d'un système Rim-driven permet une réduction de la masse des parties actives par rapport au système POD [Dje+14].

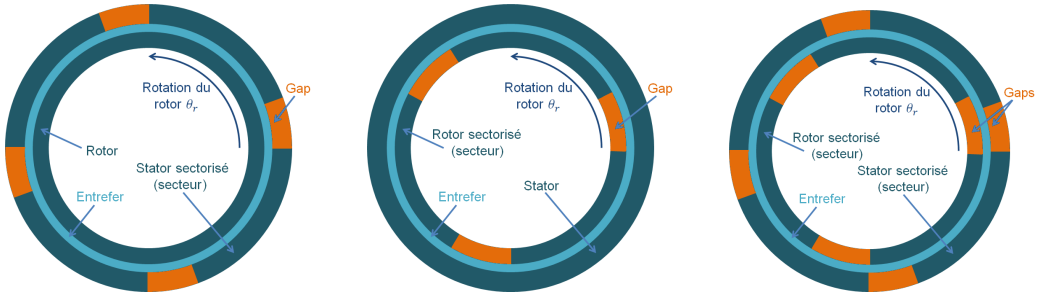
Malgré les avantages des MSAP à flux axial exposés, les travaux présentés dans ce manuscrit portent sur des machines synchrones à aimants permanents à flux radial, ce qui concorde mieux avec des structures Rim-driven. Le choix d'utiliser une machine à flux radial permet de minimiser le volume des parties actives et permet également une intégration plus simple de la turbine.

I.2.2 Motivation de la sectorisation

Le point de départ des travaux présentés dans ce manuscrit est une étude effectuée par Laurent Baldeck [Bal09], officier de marine, ayant effectué un projet de recherche au laboratoire. Il a été mis en évidence que le rapport de forme (rapport du diamètre sur la longueur axiale) peut être amélioré en modifiant la géométrie des parties actives de la machine.

Dans une sructure Rim-driven, le circuit magnétique de la machine doit englober la turbine, ce qui impose un diamètre minimal. Les études préalables (pour des cahiers de charges d'hydrolienne notamment [Dro+07]) révèlent un rapport longueur active sur diamètre anormalement faible, pénalisant le taux d'utilisation du cuivre (têtes de bobine importantes) et générant des effets 3D défavorables. La longueur active n'étant pas à priori considérée comme une contrainte d'intégration, l'idée consiste à segmenter le circuit magnétique en plusieurs circuits équivalents occupant un secteur angulaire donné et une longueur active augmentée par rapport à la machine initiale. C'est ce que nous appellerons une machine par secteurs.

Il y a ainsi une alternance de parties actives appelées secteurs et de parties non actives appelées gaps comme le montre la figure I.2.



(a) Structure à stator sectorisé (b) Structure à rotor sectorisé (c) Structure avec le stator et le rotor sectorisés

FIGURE I.2: Structures de machines sectorisées.

Pour la génératrice pour hydrolienne Rim-driven dimensionnée dans [Dro+07], environ 80% du volume de cuivre (et par conséquent des pertes Joule) est localisé dans les têtes de bobines. Ces importantes pertes ont tendance à diminuer le rendement de la machine. Les pertes dans les têtes de bobines sont alors les pertes principales de la génératrice.

Pour surmonter ce problème, la structure non conventionnelle avec des parties actives segmentées envisagée permettrait de réduire la part relative des têtes de bobines et ainsi d'améliorer l'utilisation du cuivre dans la machine. Ce type de sectorisation laisse imaginer d'autres avantages comme la simplification du processus de fabrication ainsi que de la maintenance (remplacement des secteurs défectueux). Une amélioration de la fiabilité est également attendue puisqu'il est possible d'envisager une sectorisation de l'alimentation. En revanche, ce type de sectorisation va entraîner un affaiblissement de la tenue mécanique.

Les travaux menés par L. Baldeck ont permis d'initier le développement de modèles électromagnétiques et thermiques adaptés à ces machines particulières.

Il existe cependant d'autres formes de sectorisation de machines électriques. Certaines structures présentes dans la littérature sont exposées dans la section suivante.

I.2.3 Différents types de sectorisation existants dans la littérature

Les travaux du manuscrit s'intéressent à des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) particulières. Ces machines se différencient par leurs structures et sont appelées machines sectorisées. Les modifications apportées à leurs structures permet une isolation mécanique, électrique ou magnétique de certaines parties de la machine. Cette section est consacrée à la présentation de certaines sortes de segmentations exposées dans la littérature. Il est à noter que des machines à bobinage dentaire (bobinage concentré) peuvent être considérées comme des machines modulaires (bobinage sectorisé) [ZXL18]. En effet ce type de bobinage permet une isolation magnétique. Il existe d'ailleurs des études comme [MAC04] sur le choix de la combinaison entre le nombre d'encoches et le nombre de pôles la plus favorable pour minimiser le couplage magnétique entre les phases. Ce type de segmentation ne sera pas détaillé ici.

I.2.3.1 Construction du stator par partie

Afin de simplifier le processus de fabrication de la machine électrique, il est possible d'imaginer un stator monté en plusieurs pièces. Ici le volume de partie active est le même que pour une machine classique, c'est uniquement le montage du stator qui change. Ce type de procédé est déjà utilisé pour les machines de grand diamètre pour lesquelles il n'est pas possible de fabriquer les pièces en un seul tenant. Ainsi, si le diamètre extérieur est inférieur à 1,2 m, le circuit magnétique est construit en une seule pièce et sinon le circuit magnétique est construit à partir de plusieurs modules assemblés [BLR07 ; Hem08].

La figure I.3 présente une structure possible avec le stator décomposé en plusieurs modules.

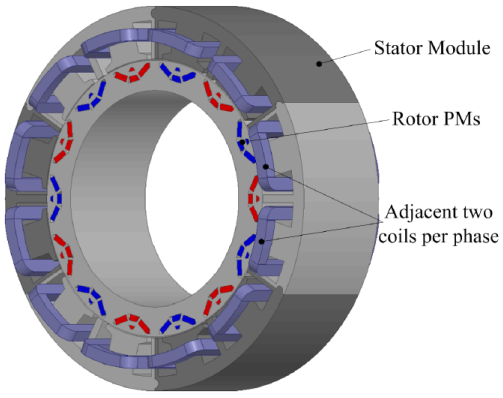
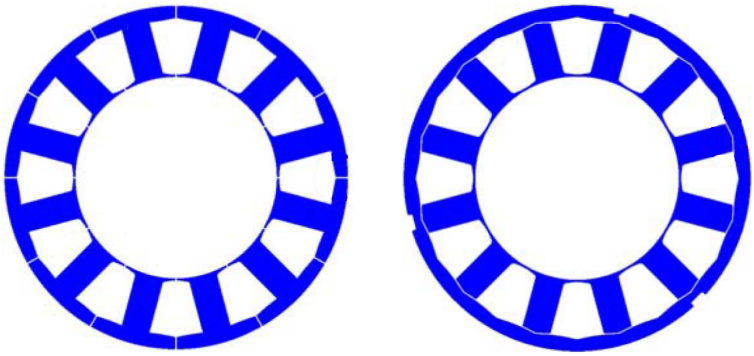


FIGURE I.3: Structure présentant un stator en plusieurs modules [Ton+14].

Cette structure a par exemple été étudiée dans [Ton+14]. Chaque module contient alors deux bobines de la même phase. Cela permet une bonne isolation magnétique entre les phases. Ce type de stator entraîne cependant une réduction du facteur de bobinage. Avec une modification de la largeur des dents en fonction de leurs positions (on a alors des dents inégales) il est néanmoins possible de compenser cette diminution et également d'augmenter le fondamental de la force électromotrice [Ton+14].

La figure I.4 propose deux segmentations possibles du stator qui permettent de simplifier la construction. Plusieurs études ont été menées sur ce type de structure [MD09 ; ZAO12 ; Lee+16]. Elles permettent notamment d'augmenter le facteur de remplissage des encoches et d'améliorer la densité de puissance de sortie [Lee+16].



(a) Séparation au niveau du centre des encoches dans la culasse.

(b) Séparation entre la culasse et les dents.

FIGURE I.4: Circuits magnétiques de stators partitionnés [ZAO12].

Lors de la fabrication, des défauts peuvent engendrer des problèmes de désalignement ou entraîner la formation d'un entrefer supplémentaire. L'article [Lee+16] étudie la structure de la figure I.4a afin de rendre compte de l'impact de ces défauts. Pour cela la largeur de la séparation varie et une étude de la rotation de dents est également menée. Cette étude a mis en évidence que les gaps introduits affectent la reluctance et le flux d'entrefer de la machine. Cela engendre une augmentation du couple de détente ainsi qu'une modification de sa période. Il convient donc de considérer ces effets dans un processus de fabrication.

Dans [ZAO12] une étude sur la structure de la figure I.4b est menée. Il a été conclu que la segmentation du stator entraîne une augmentation du couple de détente.

Lorsqu'un gap est introduit entre chaque module comme dans [MA+16], et qu'il ne s'agit plus juste d'assembler différentes pièce pour constituer le stator, on obtient un nouveau type de segmentation qui inclut des barrières de flux.

I.2.3.2 Machines présentant des barrières de flux au stator

De nombreuses études concernent des MSAP qui comportent des barrières amagnétiques de flux au stator [DG12 ; Li+15 ; YL17 ; GG18 ; Ren+19 ; Sui+19]. Elles permettent une isolation physique, magnétique et thermique de certains bobinages.

Dès 1996, E. Spooner proposait une structure avec un stator modulaire pour une génératrice hydrolienne dans [SW]. Le but était ici de simplifier la fabrication en créant des modules avec deux encoches pouvant contenir une bobine. Les modules étaient alors adaptés à de nombreux designs de machine.

En 1999, F. Caricchi proposait dans [CCH99] une MSAP à flux axial composée d'un double rotor pour la propulsion. La particularité de sa machine concernait son stator puisqu'il était décomposé en plusieurs secteurs ou modules et que de l'air séparait chaque module. Une partie de la structure est présentée à la figure I.5. Son but était de simplifier la construction de la machine et sa maintenance, et d'augmenter la fiabilité.

Dans [Sui+19] deux structures segmentées sont proposées et présentées à la figure I.6. Cette étude concerne une machine à bobinage concentré hybride puisque le stator comporte à la fois des encoches avec une couche de bobinage et des encoches avec deux couches. Comparée à des structures classiques à bobinage concentré fractionnaire, cette machine a un important couple de détente, des harmoniques de la FMM avec amplitudes plus élevées et également des pertes dans les aimants plus importantes.

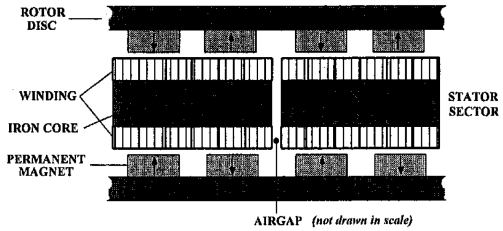
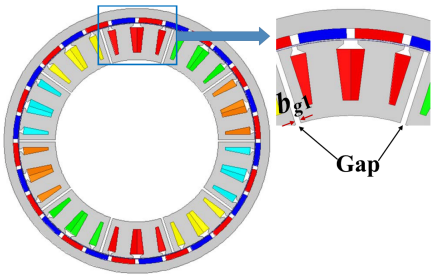
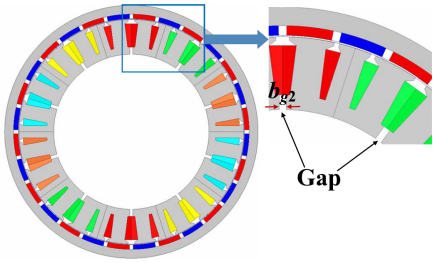


FIGURE I.5: Structure d'une MSAP à double rotor avec stator partitionné destinée à la propulsion navale [CCH99].

Une première configuration sectorisée présente des barrières de flux qui isolent les encoches qui contiennent les bobinages d'une même phase (figure I.6a). Une seconde structure segmentée propose un ajout de barrières de flux au niveau de la culasse du stator (figure I.6b).



(a) Barrières entourant un phase.



(b) Barrières dans la culasse du stator, au milieu d'une encoche.

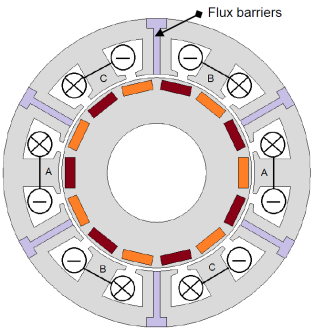
FIGURE I.6: Circuits magnétiques du stator partitionné avec des barrières de flux [Sui+19].

La configuration avec les gaps au milieu des dents (structure de la figure I.6a) n'a que très peu d'effet sur les performances de la machine. En revanche l'ajout de gaps au niveau du milieu des encoches dans la culasse entraîne la diminution du couple moyen et également des pertes dans les aimants.

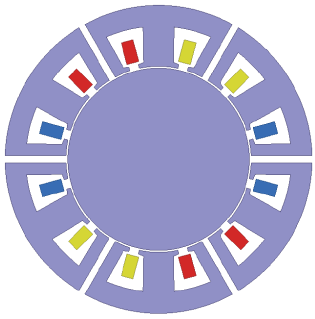
Dans [DG12] la machine étudiée possède un bobinage concentré mono couche et les barrières de flux sont placées de manière à séparer chaque bobine. Le matériau utilisé est amagnétique et isolant (électriquement parlant). La structure est représentée à la figure I.7a. Ce type de configuration permet de faciliter le bobinage du stator et ainsi d'améliorer le taux de remplissage des encoches. Cette segmentation permet, en conservant les mêmes conditions électriques et les mêmes paramètres géométriques, une augmentation du couple comparé à une machine non sectorisée. Lorsque les deux machines produisent le même couple, les machines n'ont alors plus la même longueur axiale, et la segmentation entraîne une réduction des pertes.

L'article [GG18] est un complément à l'étude de Dajaku. En effet les barrières de flux sont placées ici au centre des bobines, comme le montre la figure I.7b.

Une segmentation similaire à celle de la structure de la figure I.7a est également analysée dans [YL17] mais la machine est ici linéaire (figure I.8a). Y. Yao propose en plus une segmentation par une barrière de flux de part et d'autre de chaque encoche comme la géométrique présentée à la figure I.8b. Ici la largeur des gaps varie tandis que la largeur des dents reste constante afin de garder le même niveau magnétique.

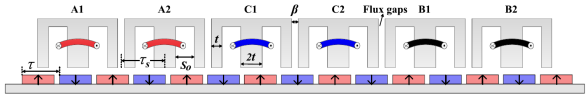


(a) Barrières entourant des bobines entières [DG12].

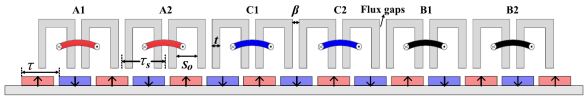


(b) Barrières au cœur de chaque bobine [GG18].

FIGURE I.7: Circuits magnétiques du stator partitionné avec des barrières de flux.



(a) Barrières entourant des bobines entières.

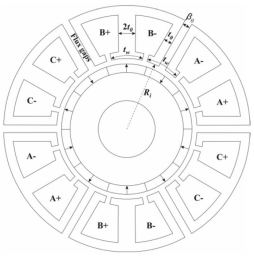


(b) Barrières entourant chaque encoche.

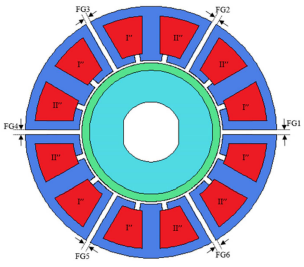
FIGURE I.8: Circuits magnétiques d'une machine linéaire avec des barrières de flux [YL17].

Cet article montre que le facteur de bobinage peut être augmenté ou réduit en fonction de la configuration de la machine (nombre de pôles et d'encoches). Il est également observé que l'induction d'entrefer et ainsi le flux à vide sont augmentés lorsque la largeur des gaps croît (pour les deux structures). Concernant les pertes, les structures étudiées mettent en évidence une hausse des pertes fer et des pertes cuivre ainsi qu'une diminution des pertes dans les aimants. Cela mène ici à une diminution du rendement.

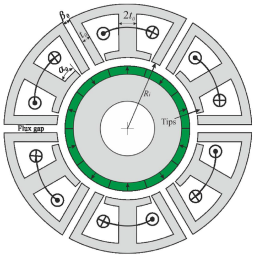
Les machines segmentées par des barrières de flux au stator ont également été beaucoup étudiées par G. J. Li [Li+14b ; Li+14a ; Li+15 ; Li+16 ; LRZ17]. Il étudie l'évolution des performances des machines sectorisées pour différentes largeurs de gaps et différentes combinaisons du nombre d'encoches et du nombre de pôles. Certaines de ces structures sont présentées à la figure I.9.



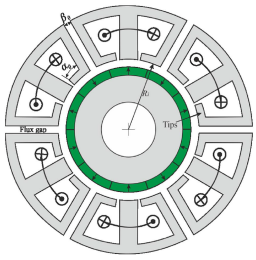
(a) Ouvertures d'encoches centrées [Li+14a ; Li+14b].



(b) Ouvertures (d'encoches et gaps) régulièrement répartis [Li+16].



(c) Ouvertures d'encoches sur les bords des encoches côté barrières de flux [Li+15].



(d) Ouvertures d'encoches sur les bords des encoches [Li+15] côté central.

FIGURE I.9: Circuits magnétiques du stator partitionné avec des barrières de flux entourant des bobines entières.

La figure I.9a propose une configuration ou les ouvertures d'encoches sont centrées au milieu de l'encoche tandis que pour la machine de la figure I.9b les ouvertures du stator (ouvertures d'encoches et gaps) sont régulièrement réparties le long de la circonférence de la machine. Les figures I.9c et I.9d montrent des encoches dont les ouvertures sont placées sur le côté de l'encoche (à proximité des gaps qui séparent chaque bobine pour la figure I.9c ou du côté du centre de la bobine pour la figure I.9d).

Des conclusions sont faites dans plusieurs de ses papiers et il en résulte plusieurs règles qui dépendent de la combinaison du nombre d'encoches Q_{s0} et du nombre de pôles $2p_0$.

- Si $Q_{s0} > 2p_0$: lorsque la largeur des gaps augmente on observe une diminution du couple moyen [Li+14b ; Li+14a ; LRZ17] et de la FEM [Li+14a] avec la réduction du facteur de bobinage [Li+14b ; Li+14a ; LRZ17]. Les gaps ont donc un effet plutôt négatif sur les performances EM avec également une diminution de l'harmonique de travail de la FMM [LRZ17].

- Si $Q_{s0} < 2p_0$: avec l'augmentation de la largeur des gaps il y a un accroissement du facteur de bobinage et du couple moyen [Li+14b] pour les mêmes pertes cuivre [Li+14a]. Les gaps peuvent améliorer les performances EM si la largeur du gap est bien choisie. En effet un bon choix peut permettre un hausse du couple moyen [LRZ17] et une minimisation des ondulations [Li+14a ; LRZ17].

Les études sur les MSAP sectorisées avec becs d'encoches de G. J. Li ont également mis en évidence la diminution de l'induction d'entrefer due au rotor [Li+14b ; Li+14a] et de l'harmonique de travail (rang p_0) avec l'augmentation de la largeur des gaps, indépendamment de la combinaison du nombre d'encoches et du nombre de pôles [Li+14a]. Il est important de noter que pour des encoches droites on observe une augmentation de l'induction d'entrefer due au rotor [Li+14b].

L'introduction de gaps au stator peut également atténuer considérablement les inductances mutuelles entre les phases et ainsi améliorer la tolérance aux pannes, par isolation magnétique des phases [Li+14a].

Toutes ces règles sont valables pour toutes les MSAP sectorisées que ce soit avec un rotor interne ou externe ou pour une machine triphasée ou multiphasée [Li+14a], pour des petites machines ou de larges MSAP comme pour des éoliennes offshores [LRZ17].

Il a été mis en évidence dans [Li+16] qu'avec un décalage approprié des ouvertures d'encoches, le couple de détente dû aux ouvertures d'encoches peut être opposé à celui dû aux gaps et les deux contributions peuvent ainsi s'annuler. Cette configuration permet également de conserver l'équilibre des FEM des 3 phases sans introduction de nouveaux harmoniques[Li+16].

Avec un bon choix de largeurs de gaps et de becs d'encoches il est alors possible d'optimiser le couple en charge et le rendement, en fonction de la topologie nombre d'encoches / nombre de pôles [Li+15].

Le segmentation du stator permet donc de contrôler le facteur de bobinage et le niveau de pertes de la machine. Elle permet aussi une variation de la force magnétomotrice et du couple. En fonction de la configuration de la machine il est ainsi possible de réduire certaines pertes ou d'améliorer les performances de la machine.

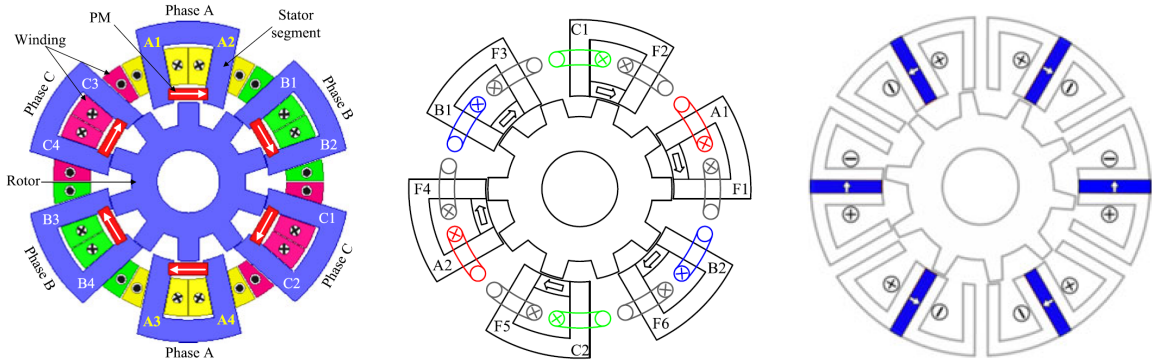
L'utilisation d'un matériau amagnétique pour remplir les gaps est également possible [SR12].

A la place d'introduire des barrières au stator afin d'isoler certaines encoches, il est également possible d'imaginer des structures avec des encoches supplémentaires (vides) introduites.

Le principe de la sectorisation par introduction de barrières au stator afin d'isoler certaines encoches peut être poussé en supprimant une partie plus importante du circuit magnétique.

I.2.3.3 Machines avec un circuit magnétique en "U"

Il est possible de trouver dans la littérature des structures dont le circuit magnétique du stator est modifié. W. Ding a par exemple étudié des machines à reluctance variable dont une partie du circuit magnétique du stator est supprimée comme présenté à la figure I.10a [DFH18 ; DYH18]. Ces structures sont un peu particulières puisque le circuit magnétique est ici composé de plusieurs modules en forme de "U". Les encoches sont entourées par un circuit magnétique en forme de U et deux bobines sont bobinées sur chaque U (une sur chaque dent du U). Le flux crée par les conducteurs circule alors dans le U avant de se reboucler dans le rotor. Pour la structure de la figure I.10a la partie tournante de la machine ne contient pas de source magnétique. Cependant chaque U est fermé par un aimant : le couplage entre les flux des bobinages et les flux des aimants est donc très important.



(a) Encoches contenant une seule phase [DFH18 ; DYH18].

(b) Encoches contenant deux phases [Zhe+19].

(c) Aimants au centre de chaque bobine [TLZ17].

FIGURE I.10: Topologies avec une partie du circuit magnétique du stator supprimé.

Dans [Zhe+19] le même type de structure est étudié mais ici deux phases se cotoîent dans une même encoche (voir figure I.10b). Pour ces deux études il y a des dents ferromagnétiques au cœur des bobines mais ces dernières ne sont plus entièrement entourées d'un circuit magnétique.

La comparaison des machines modulaires dans [DFH18] avec les machines classiques (sans segmentation et sans aimants) montre que la sectorisation du stator augmente le couple moyen en réduisant les oscillations du couple. Le rendement est également amélioré.

Dans [DYH18] un complément est fait avec deux structures modulaires avec le même nombre de pôles au stator et un nombre de pôles différent au rotor. C'est également le cas de l'article [Zhe+19] de M. Zheng. Il est observé dans [DYH18] que la sectorisation augmente l'inductance du système et améliore la capacité de démarrage de la machine. Il est à noter aussi que le couple de détente des structures sectorisées est proche de zéro [DYH18 ; Zhe+19]. La FEM est également faible pour ces structures segmentées. De plus il est dit dans [Zhe+19] que les configurations à 11 et 13 pôles présentent le couple moyen le plus élevé et le couple le plus lisse parmi les structures étudiées.

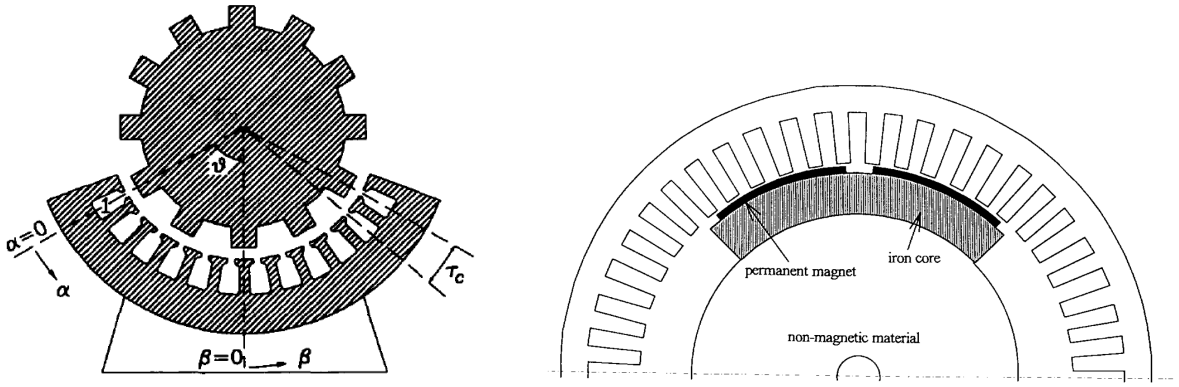
P. Taras présente dans [TLZ17] le même type de machine modulaire. Ici les circuits magnétiques en forme de U contiennent une encoche et les bobines sont bobinées autour de deux dents (sur deux U différents). Les aimants sont ici placés au cœur de chaque bobine, et lient donc deux U, comme le montre la figure I.10c.

En plus d'avoir le circuit magnétique du stator segmenté il est également possible d'imaginer des structures où les parties actives du stator (ou bien le rotor) ne prennent pas toute la circonférence de la machine.

I.2.3.4 Suppression de parties actives

Les machines électriques dont les parties actives ne sont pas sur toutes la circonférence de la machine apparaissent dans la littérature depuis de nombreuses années [Pos88 ; Att+93 ; SMT97]. Pour ces machines les parties actives du stator [Pos88 ; Att+93] ou du rotor [SMT97] sont divisées en plusieurs parties appelées secteurs. Ces secteurs sont séparés par des parties non-actives appelées gaps (qui ne contiennent pas de parties actives comme des bobines ou des aimants). Ce type de structure est également connu dans le cas de machines linéaires comme dans [SMT97 ; IS00 ; You+08 ; Hua+18].

La figure I.11 présente une structure de machines électriques avec stator segmenté et une autre avec rotor sectorisé avec 1 secteur.



(a) Stator sectorisé [Att+93] (b) Rotor sectorisé [SMT97]

FIGURE I.11: Circuits magnétiques de MSAP sectorisées.

Les gaps peuvent être constitués de matériau amagnétique (par exemple une résine spécifique), ou de matériau ferromagnétique doux (fer feuilleté). En effet, l'utilisation d'un matériau ferromagnétique doux (fer feuilleté) dans le gap peut permettre d'améliorer le refroidissement par augmentation de la surface d'échange et de diminuer les effets de saillance relatifs aux gaps.

Dans la littérature on trouve des études portant sur les forces de détente qui s'exercent sur les secteurs de ce genre de machine avec des gaps amagnétiques [You+08]. Des méthodes sont ainsi développées et décrites afin de les minimiser ces effets.

M. Inoue étudie par exemple dans [IS00] une machine linéaire où les bobinages sont situés dans un module qui circule le long d'une ligne d'aimants. Même si la machine n'est pas vraiment une machine sectorisée au sens précédent, elle présente des éléments commun avec les machines par secteurs car le stator est alors limité et interrompu. Les deux types de machines présentent des aspects communs comme la présence d'effets de bords aux extrémités du module pour la machine linéaire et aux extrémités des secteurs pour la structure dite sectorisée.

Les travaux de M. Inoue [IS00] concernent une méthode d'optimisation par modification de la forme de l'extrémité du module afin de minimiser les forces magnétiques qui s'exercent sur le module. Cette méthode est basée sur des simulations numériques : la structure est adaptée à partir des résultats obtenus par simulations en utilisant la méthode des éléments finis. Le déphasage entre les forces à gauche et à droite du module est pris en compte afin de modifier la structure. D'autres travaux proposent l'ajout de partie ferromagnétique aux extrémités des modules et sont présentés dans la section suivante.

I.2.3.5 Ajout de gaps ferromagnétiques : introduction de dents aux extrémités de machines linéaires

En remplacement des barrières de flux amagnétiques (par exemple de l'air ou une résine spécifique), il est également possible de moduler le stator par l'introduction d'un matériau ferromagnétique doux (fer feuilleté par exemple) dans les gaps pour améliorer le refroidissement par augmentation de la surface d'échange, ou diminuer les effets de saillance, ou encore par l'ajout de pièces ferromagnétiques comme dans [Li+19 ; ZH00].

Y.-W. Zhu étudie dans [ZKC08 ; Zhu+09a] des méthodes de minimisation des forces de détente s'appliquant sur des MSAP linéaires à stator limité et court. La première méthode consiste a utiliser des encoches semi-fermées et la seconde concerne les effets de bords minimisés grâce à l'ajout de dents auxiliaires aux extrémités comme le montre la figure I.12.

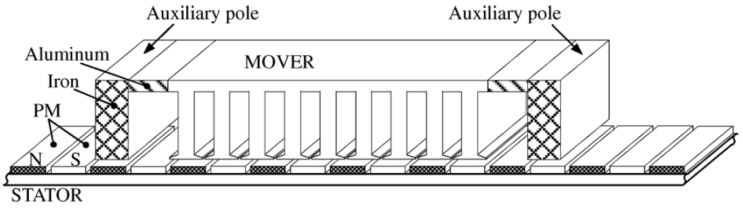


FIGURE I.12: Machine linéaire avec dents auxiliaires aux extrémités [Zhu+09a].

Cette méthode par ajout de dents supplémentaires aux extrémités du module mouvant de machines linéaires est également utilisée dans [Seo+18]. La hauteur, la largeur et la position des dents auxiliaires influe sur la force de détente. Y.-W. Zhu propose donc dans [Zhu+09a] une étude sur ces variations.

Dans [Jan+11 ; Shi+17] les dents auxiliaires insérées étudiées sont de hauteurs inférieures à la hauteur des encoches comme le montre la figure I.13. K.-H. Shin propose dans [Shi+17] des modèles analytiques permettant d'évaluer l'impact des dents auxiliaires sur l'induction magnétique et la force de détente pour différentes configurations. Ces modèles peuvent être utilisés dans un processus de pré-dimensionnement de machines linéaires avec dents auxiliaires aux extrémités.

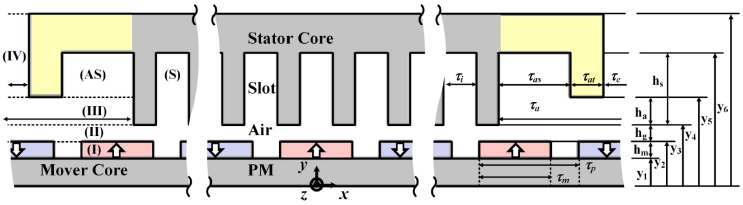


FIGURE I.13: Machine linéaire avec dents auxiliaires aux extrémités [Shi+17].

Le choix fait de sectoriser des MSAP est motivé en partie par l'amélioration de l'utilisation du cuivre dans la machine. Un autre but est d'améliorer le facteur de forme (rapport du diamètre sur la longueur axiale) en particulier sur des structures comme les génératrices pour hydroliennes Rim-driven. Pour cela le choix d'une sectorisation par suppression de parties actives, comme présenté à la section I.2.3.4, est fait.

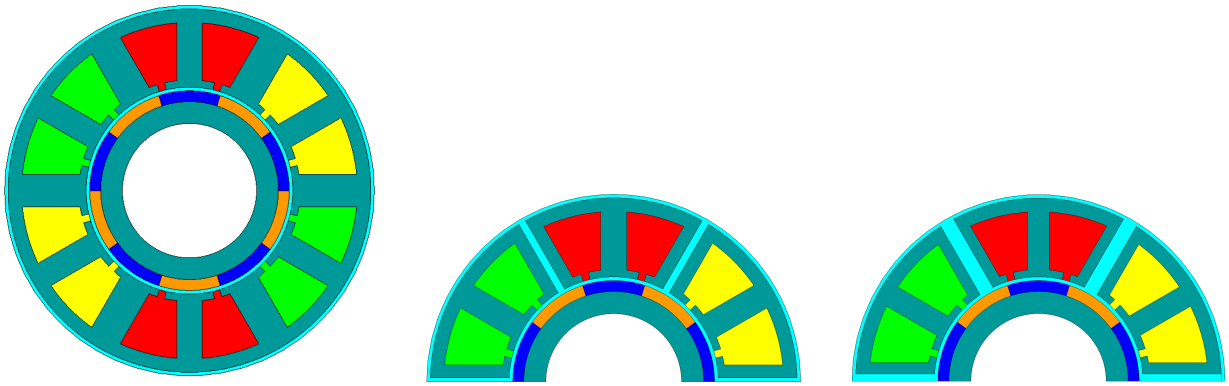
Une fois ce choix fait, il est nécessaire de décrire les limites et les hypothèses considérées pour les sectorisations étudiées.

I.3 Définition du principe de sectorisation étudié

Deux types de sectorisation sont étudiés. Une première étude consiste en l'ajout de barrières de flux au stator de la machine. Il s'agit d'une étude préliminaire qui permet notamment une prise en main des outils et la mise en évidence de limites à l'étude. Les travaux présentés dans le reste du manuscrit concernent un second type de segmentation où la disposition des parties actives est modifiée.

I.3.1 Étude préliminaire sur l'introduction de barrières de flux entre les parties actives du stator

Dans un premier temps, une segmentation du stator qui consiste en l'introduction de barrières de flux (considérées comme des gaps non actifs) entre les parties actives est étudiée. Cette méthode de segmentation a été présentée au paragraphe I.2.3.2. Cette sectorisation est basée sur les travaux de [Li+14b] et les machines décrites dans cet article sont utilisées pour les simulations. La structure de référence a 10 pôles et 12 encoches (machine notée 12/10) et est présentée figure I.14a. Pour segmenter le stator une partie du circuit magnétique est ôtée : les gaps sont donc composés de matériaux amagnétiques et sont disposés de part et d'autre de chaque bobine. Cela permet une séparation magnétique et physique entre les différentes bobines (et phases) de la machine.



(a) Machine de référence. (b) Largeur de gap égale à 2mm. (c) Largeur de gap égale à 4mm.

FIGURE I.14: Structures des machines étudiées tirées de [Li+14b].

Les ouvertures d'encoches restent régulièrement réparties sur toute la circonférence de la machine. La sectorisation n'affecte pas le volume des encoches mais mène à une réduction de la largeur des dents. Pour une machine sectorisée donnée on garde cependant toutes les dents de même largeur. Les figures I.14b et I.14c proposent une représentation de la machine avec respectivement des gaps larges de 2 et 4 mm. Ces sectorisations correspondent à une suppression de 6,7% et de 13,4% du circuit magnétique du stator. Les gaps sont considérés comme petits puisque leur largeur est faible devant le pas polaire.

Une étude des performances de la machine 12/10 avec différentes largeurs de gaps est menée avec le développement de modèles analytiques d'estimation du couple à vide et des forces électromotrices adaptés. L'étude est présentée en détail dans l'article [FSC18]. Cet article est donné en annexe A.

Il est mis en évidence dans ces travaux que la faible largeur de gaps (par rapport au pas polaire) ne permet pas une isolation magnétique entre les secteurs. En effet il existe un faible couplage entre les secteurs du stator qui mène à des lignes de flux pouvant passer d'un secteur à un autre. Les

lignes de flux peuvent ainsi traverser les gaps pour se refermer dans le secteur voisin. Ce phénomène est visible figure I.15.

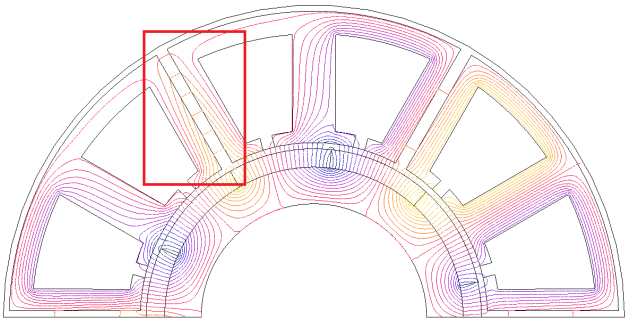


FIGURE I.15: Phénomène de lignes traversantes dans le cas de sectorisation par petits gaps.

Les modèles analytiques développés pour ces travaux ne prennent pas en compte ces flux traversants qui impactent pourtant le couple à vide et les forces électromotrices. Les modèles ne conviennent donc pas pour une estimation des performances de ces structures avec barrières de flux au stator dès lors que les gaps introduits sont petits devant le pas polaire. De prochains travaux pourraient porter sur la prise en compte de ce phénomène dans l'estimation des performances de machines sectorisées par de petits gaps.

Afin de restreindre ces phénomènes de traversées de flux, et pour atteindre des objectifs en termes de réduction des têtes de bobines sur des structures courtes et de grand diamètre, les gaps considérés pour les travaux menés par la suite sont dit larges, ce qui signifie qu'ils vont couvrir plusieurs pas polaires. Les barrières de flux que constitue alors les gaps permettent, a priori, de supprimer le couplage entre les modules et donc de minimiser les traversées de flux.

I.3.2 Suppression de parties actives

L'étude de la sectorisation dans ce manuscrit est essentiellement motivée par le souhait de réduire les pertes Joule de machines à large diamètre et de faible longueur active, telles que les machines électriques associées à des hélices dans des structures à entrainement circonférentiel (Rim-Driven). Afin d'illustrer cette problématique nous nous référerons au cahier des charges correspondant à une hydrolienne de type Rim-driven de grande puissance. Dans un système Rim-driven, les parties actives du générateur sont situées dans une tuyère entourant les pales de la turbine. Dans cette configuration, si une structure non segmentée est utilisée, la longueur axiale active de la machine est très faible et la majorité du cuivre est localisée dans les têtes de bobines (les têtes de bobines représentent, par exemple, environ 80% du cuivre total pour la machine non sectorisée présentée dans [Dro+07]). C'est pourquoi, l'un des avantages attendu d'une MSAP à stator sectorisé est la réduction de la part de volume de cuivre dans les têtes de bobines et donc des pertes cuivre totales dans une structure à faible rapport entre la longueur active et le diamètre comme cette génératrice Rim-driven [FCS19].

Pour cela, la sectorisation étudiée dans la suite du manuscrit correspond à la suppression de parties actives, comme présenté à la section I.2.3.4. Il y a ainsi une alternance de parties actives appelées secteurs et de parties non actives appelées gaps. Seules des structures avec le stator ou le rotor segmenté sont étudiées ici. Il serait cependant intéressant dans de futurs travaux de combiner les deux sectorisations.

La sectorisation consiste en la suppression de certaines parties actives (au rotor ou au stator), comme une partie des bobinages ou des aimants permanents .

Pour la sectorisation du stator, dans un premier cas certaines bobines sont ôtées et les encoches vides sont remplacées par un matériau ferromagnétique non encoché (gaps ferromagnétiques). Une seconde sectorisation possible consiste à supprimer certains bobinages et à supprimer également les parties ferromagnétiques environnantes (dents et culasse). Les parties actives enlevées sont alors remplacées par un matériau amagnétique tel qu'une résine spécifique, de l'air ou encore de l'eau (gaps amagnétiques).

Pour la sectorisation du rotor, d'un côté seuls les aimants permanents sont ôtés dans les gaps (gaps ferromagnétiques) et d'un autre côté la culasse rotorique dans le gap peut également être enlevée en plus des aimants permanents (gaps amagnétiques).

La figure I.16 présente une partie d'une machine avec stator sectorisé où les différentes parties de la machine sont exposées. La figure I.17 montre les différentes structures étudiées : une machine non sectorisée (I.17a), une machine à stator sectorisé avec gaps ferromagnétiques (I.17b), une avec gaps statoriques amagnétiques (I.17c), une machine à rotor sectorisé avec gaps ferromagnétiques (I.17d) et une avec gaps rotoriques amagnétiques (I.17e).

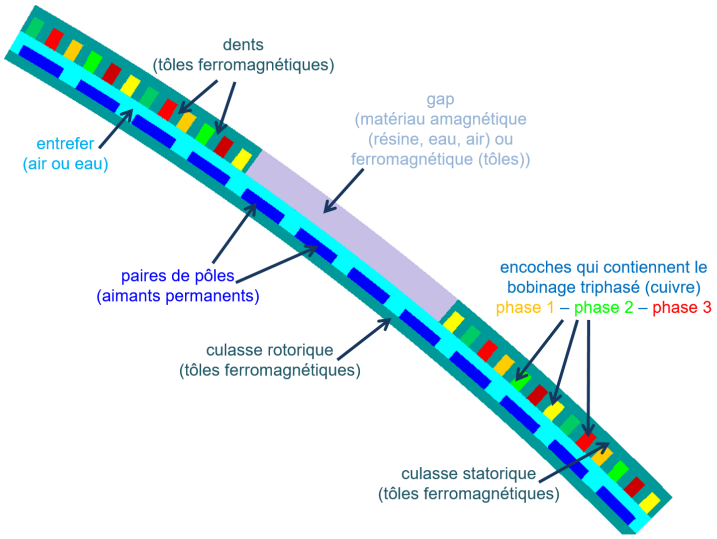


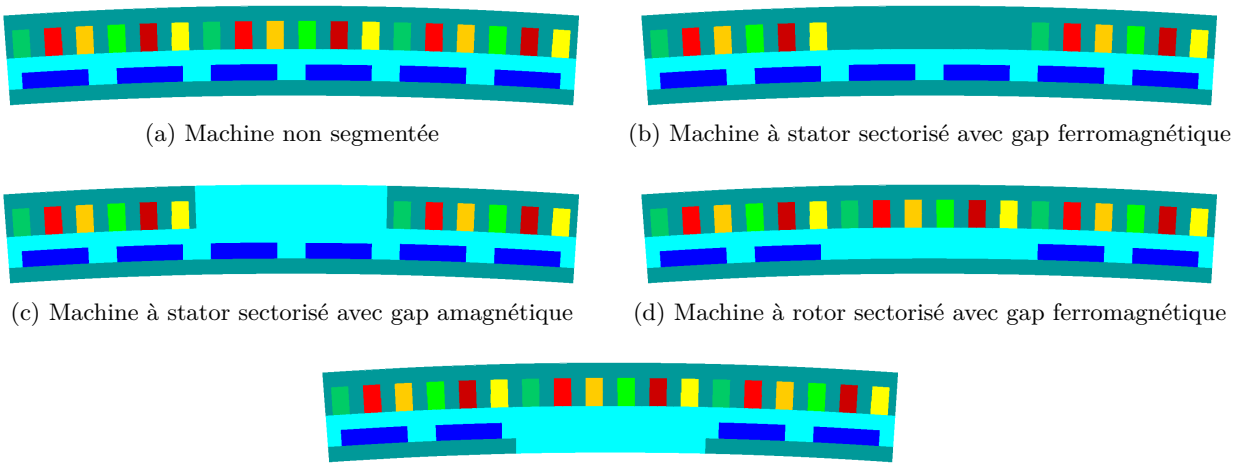
FIGURE I.16: Structure d'une machine à stator sectorisé.

I.3.3 Paramètres qualifiant la sectorisation

La topologie de la sectorisation est définie par deux paramètres : le nombre de gaps introduits sur toute la circonférence de la machine n_{gap}, et le ratio de gaps p_{gap}. Les structures considérées comprennent n_{gap} gaps ayant la même largeur angulaire. Les n_{gap} gaps sont répartis le long de la structure et les machines comprennent au moins deux gaps.

Le ratio de gap p_{gap} correspond à la proportion de la part de gap par rapport à la circonférence totale de la machine. Ainsi $p_{gap} = 0\%$ correspond à une machine classique complète (non sectorisée) tandis que $p_{gap} = 100\%$ correspondrait à une machine hypothétique sans stator ou sans rotor.

Compte tenu des hypothèses précédentes, la proportion de gap, p_{gap}, peut être vue comme le rapport entre le nombre d'encoches Q_{s0} de la machine complète et le nombre d'encoche Q_s d'une machine à stator segmenté, c'est-à-dire $p_{gap} = 1 - \frac{Q_s}{Q_{s0}}$. Ou comme le rapport entre le nombre de paires de pôles de la machine complète p_0 et le nombre de paires de pôles p d'une machine à rotor segmenté.



(a) Machine non segmentée

(b) Machine à stator sectorisé avec gap ferromagnétique

(c) Machine à stator sectorisé avec gap amagnétique

(d) Machine à rotor sectorisé avec gap ferromagnétique

(e) Machine à rotor sectorisé avec gap amagnétique

FIGURE I.17: Circuits magnétiques des machines étudiées.

Pour une machine à stator sectorisé le nombre d'encoche Q_s s'obtient en fonction du nombre d'encoches de la machine de référence Q_{s0} et du taux de sectorisation p_{gap} avec l'équation (I.1). De la même manière pour une machine à rotor segmenté, le nombre de paires de pôles p peut s'exprimer en fonction du nombre de paires de pôles de la machine de référence p_0 et du ratio p_{gap} (équation (I.2)).

$$Q_s = Q_{s0}(1 - p_{gap}) \tag{I.1}$$

$$p = p_0(1 - p_{gap}) \tag{I.2}$$

I.3.4 Hypothèses de sectorisation

Cette partie a pour but de fixer les limites des sectorisations de l'étude.

1. Dans les chapitres suivants, seules de larges sectorisations sont considérées. Une segmentation est considérée comme large si la largeur angulaire du gap est supérieure au pas polaire. Une mutualisation magnétique faible, pratiquement négligeable, entre deux secteurs est alors attendue.

2. La largeur de chacun des gaps correspond à un nombre entier de paire de pôles (soit deux pas polaires). C'est pourquoi l'hypothèse envisagée et les modèles proposés s'adaptent bien aux machines de grand diamètre avec un nombre élevé de paires de pôles. En effet, un nombre élevé de paires de pôles permet un grand nombre de possibilités de segmentation.

   En fait, pour garder un bobinage et des flux équilibrés, des nombres entiers de périodes de bobinage (pour la sectorisation du stator) et des nombres de paires de pôles multiples du nombre de paires de pôles réduits (pour la sectorisation du rotor) sont retirés. Pour une machine à p_0 paires de pôle et Q_{s0} encoches, le nombre réduit de paires de pôles $p^{'}$ correspond à une période de bobinage et est donné par l'équation (I.3) (avec gcd le plus grand diviseur commun).

$$p^{'} = \frac{p_0}{gcd(Q_{s0}, p_0)} \tag{I.3}$$

En considérant un bobinage triphasé (m=3) à S_{pp} encoches par pôle et par phase, le nombre d'encoches réduit $Q^{'}$, qui correspond au nombre d'encoches sur une période de bobinage, est défini par l'équation (I.4).

$$Q^{'} = S_{pp}.2.p^{'}.m \tag{I.4}$$

3. Prise en compte des fuites aux extrémités

Des études sur des machines à large diamètre, grand entrefer et faible longueur axiale (comme le système Rim-driven), ont montré qu'il pouvait y avoir d'importantes fuites 3D dues au effets de bouts de la machine. Ce phénomène conduit à surestimer les valeurs des flux, des forces électromotrices (FEM) ou du couple lorsque le calcul est effectué avec une hypothèse 2D. Dans [Dje+16] un facteur ζ_{3D} correspondant à l'erreur relative relatant des effet 3D est introduit. Ce facteur correctif dépend du ratio de la longueur de l'entrefer magnétique g_m (qui inclut à la fois l'entrefer mécanique et la hauteur d'aimants) sur la longueur active axiale L_z. Son expression est donnée par l'équation (I.5).

$$\zeta_{3D} = 1 - 0.2.\frac{g_m}{L_z} \tag{I.5}$$

Pour chaque longueur axiale L_z, et pour une valeur d'entrefer magnétique donnée, il est donc possible de déterminer un facteur correctif permettant de prendre en compte les effets aux extrémités de la machine. L'équation (I.6) qui prend en compte ce facteur correctif permet ainsi de lier le couple électromagnétique d'une machine non sectorisée alimentée par des courants sinusoïdaux, aux dimensions principales et aux niveaux de charges magnétique et électrique dans l'entrefer.

$$C_{em} = \zeta_{3D} \times \sqrt{2} \times k_{w1} \times A_L \times B_1 \times cos(\psi) \times L_z \times \frac{\pi D^2}{4} \tag{I.6}$$

B_1 (T) correspond au fondamental de l'induction magnétique à vide (due au rotor) et est estimée dans notre étude par calcul analytique 2D (résolution de l'équation de Poisson par séparation de variable) comme dans [Zhu+93]. k_{w1} est le facteur de bobinage pour le fondamental, A_L est la densité linéique global de courant, et ψ correspond au déphasage entre la force électromotrice (FEM) et le courant. Dans tout le manuscrit ψ sera considéré comme nul.

L'équation (I.6) est considérée pour déterminer la longueur axiale $L_z^{'}$, dite corrigée, (I.7) pour une charge linéique (A_L), et pour un couple (C_{em}), donnés pour une machine non sectorisée.

$$L_z^{'} = \frac{C_{em}}{\zeta_{3D} \times \sqrt{2} \times k_{w1} \times A_L \times B_1 \times cos(\psi) \times \frac{\pi \times D^2}{4}} \tag{I.7}$$

4. Conservation du couple

Pour une bonne évaluation de l'impact de la sectorisation sur les performances des machines d'étude, des machines segmentées sont dimensionnées pour fournir le même couple qu'une machine de référence non sectorisée. On conserve alors la géométrie des encoches, ainsi que la

densité de courant dans les encoches et les conducteurs par rapport à cette machine de référence. A_L qui est la densité linéique locale de courant reste ainsi constante. Dans le cas d'une structure à stator sectorisé, l'expression de la densité linéique moyenne globale de courant devient (I.8) où n_{cd} est le nombre total de conducteurs dans une encoche.

$$A_L^{'} = \frac{n_{cd} \times I \times Q_{s0}(1 - p_{gap})}{\pi \times D} = A_L(1 - p_{gap}) \tag{I.8}$$

Cela signifie que, au premier ordre, si l'on suppose que les échanges thermiques s'effectuent radialement et que les pertes Joule sont les pertes majoritaires, le comportement thermique du stator est le même pour toutes les structures étudiées puisque A_L et J restent identiques à la machine de référence, quelques soient p_{gap} et n_{gap}. On peut également supposer que le 1er harmonique de l'induction à vide B_1 devant les secteurs ne varie pas avec p_{gap} au premier ordre. Dans ce cas, le facteur correctif 3D qui dépend de la longueur axiale (I.5) varie aussi avec la ratio p_{gap} pour un même cahier des charges (même couple et même géométrie de référence).

A partir de l'équation (I.8) et de l'équation (I.7), et afin de conserver le couple constant sans considérer les effets 3D, la longueur axiale active est recalculée en fonction de la proportion de sectorisation p_{gap} par l'équation (I.9).

$$L_z = \frac{C_{em}}{(1 - p_{gap}) \times \sqrt{2} \times k_w \times A_L \times B_1 \times cos(\psi) \times \frac{\pi \times D^2}{4}} \tag{I.9}$$

Ainsi pour une machine avec un stator ou rotor sectorisé à un taux p_{gap} et dérivée d'une machine de référence (sans sectorisation) de longueur axiale L_{z0}, sa longueur axiale est estimée sans prendre en compte les effets 3D par l'équation (I.10) afin de conserver le couple de référence.

$$L_z = \frac{L_{z0}}{1 - p_{gap}} \tag{I.10}$$

On peut déduire de l'équation (I.10) que, si une machine présente un taux de sectorisation de 50%, sa longueur active est multipliée par deux en référence à la machine non segmentée.

L'évolution de L_z en fonction du taux de sectorisation p_{gap} est présentée à la figure I.18.

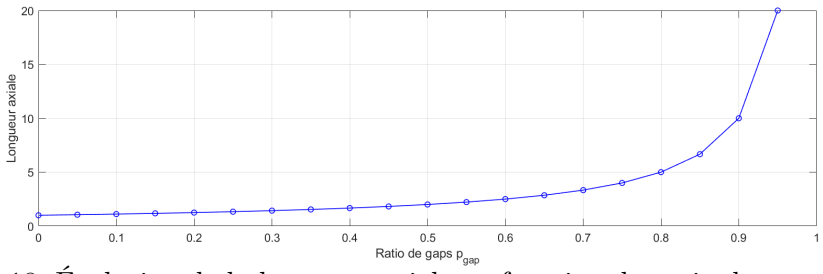


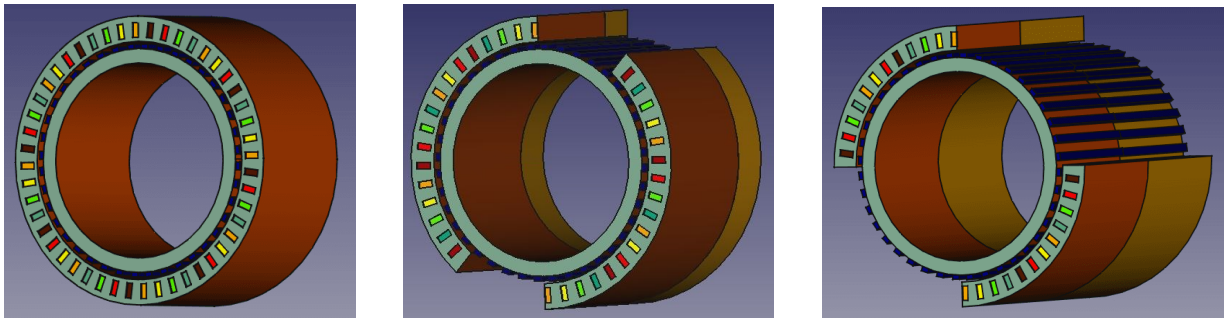
FIGURE I.18: Évolution de la longueur axiale en fonction du ratio de segmentation.

La suppression de parties actives au niveau de la circonférence est ainsi compensée par l'augmentation de la longueur axiale. En d'autres termes, la proportion de parties actives ôtée et ajoutée à la fin de la machine par l'augmentation de L_z. Cela n'est valable que dans le cas où les fuites aux extrémités ne sont pas prises en compte. Le phénomène est visible sur la figure

I.19 ou des vues en 3 dimensions des machines correspondant à un même cahier des charges et une même structure de référence sont présentées avec plusieurs taux de sectorisation.

Les fuites 3D peuvent ensuite être considérées pour corriger la longueur active estimée. De la même manière que précédemment, il vient :

$$L_z^{'} = \frac{L_z}{\zeta_{3D}} \tag{I.11}$$



(a) Machine de référence. (b) Machine avec suppression de 25% du stator. (c) Machine avec suppression de 50% du stator.

FIGURE I.19: Structures présentant l'augmentation de la longueur axiale en parallèle de la sectorisation : en orange clair est représentée l'augmentation de la longueur active qui compense la segmentation.

Les limites et les hypothèses de sectorisation sont maintenant posées. Les travaux menés sont réalisés sur des machines électriques utilisées dans les domaines correspondant aux thématiques des travaux de recherches de l'IRENav, à savoir la propulsion navale et les énergies marines. Deux principaux cahiers des charges sont ainsi choisis.

I.4 Définition des hypothèses des modèles, cahiers des charges et structures d'études

Pour toute notre étude la saturation des matériaux utilisés n'est pas considérée, autrement dit on suppose qu'ils ont un comportement linéaire. Cela permet par exemple de sommer les inductions créées par les sources de champs, soient ici les aimants permanents au rotor et les bobinages au stator. Le matériau des parties ferromagnétiques (culasses, dents et gaps ferromagnétiques) est considéré comme doux et feuilleté.

L'étude de l'impact de la sectorisation sur les performances d'une MSAP est présentée à partir de deux principaux cahiers des charges : une machine destinée aux énergies marines et une machine de propulsion navale pour lesquelles des machines de référence non sectorisées sont préalablement dimensionnées.

Ces machines de références correspondent à des MSAP de large diamètre et de grande polarité avec des aimants permanents montés en surface, aimantés radialement. Ce genre de machines est beaucoup utilisé dans la propulsion navale ou associé à des hydroliennes ou éoliennes pour la génération d'énergies renouvelables [Kr04 ; Dro+07]. Dans ce genre d'applications, comme montré dans [FCS19], l'introduction d'un gap qui sépare les parties actives peut mener à une amélioration des performances et/ou de la fiabilité.

La principale différence entre les deux cahiers des charges est le facteur de forme qui correspond au rapport du diamètre de la machine sur sa longueur axiale. La génératrice pour hydrolienne Rim-driven étudiée a un diamètre de plusieurs mètres pour une longueur axiale de quelques centimètres seulement. En revanche, le moteur de propulsion navale a un rapport de forme plus raisonnable avec un ordre de grandeur proche du mètre pour le diamètre et également pour la longueur axiale.

I.4.1 Cahier des charges d'une génératrice pour hydrolienne Rim-driven

Deux machines dimensionnées pour un cahier des charges de génératrice hydrolienne sont utilisés. La première est dimensionnée dans le but d'étudier la sectorisation du rotor (notée HRS pour Hydrolienne à Rotor Sectorisé) et la seconde pour la sectorisation du stator (notée HSS pour Hydrolienne à Stator Sectorisé). Les deux sont issues d'un même cahier des charges présenté dans [Dro+07] où une génératrice Rim-driven à aimants permanents terre-rare avec 138 paires de pôles est dimensionnée. Les deux structures de référence sont dimensionnées à partir de cette machine de base pour fournir la même puissance de 300kW, à la même vitesse de 15 tr/min et avec un diamètre d'alésage statorique de 11,151 m comme la machine dans [Dro+07]. Par ailleurs, ces générateurs basse vitesse ont un nombre très important de paires de pôles, ce qui permet d'envisager plusieurs largeurs de sectorisation du rotor ou du stator.

Les caractéristiques communes des hydroliennes étudiées sont données dans le tableau I.1.

Puissance P (kW)	300
Vitesse de la turbine Ω (tr/min)	15
Épaisseur de l'entrefer mécanique h_g (m)	0,02
Densité linéique de courant A_L (kA.m^{-1})	60
Densité surfacique de courant J (A.mm^{-2})	4
Ratio de la largeur d'aimant (τ_m) sur le pas polaire (τ_p) β_m	0,7
Diamètre interne du stator D (m)	11,151
Induction rémanente des aimants B_r (T)	1,2
Perméabilité relative des aimants μ_r (T)	1,05

TABLE I.1: Principaux paramètres de la machine Rim-driven (dérivé de [Dro+07])

Dans un premier temps, et afin de réduire le volume de cuivre, une première machine, directement dérivée de [Dro+07] mais avec un bobinage concentré dentaire, est proposée. Par conséquent les paramètres géométriques sont déterminés pour avoir une demi encoche par pôle et par phase (S_{pp}=1/2) ce qui correspond à un bobinage concentré à 2 couches. Ce premier cahier des charges est destiné à l'étude d'une sectorisation du rotor. Ce premier cas est noté HRS pour Hydrolienne à Rotor Sectorisé.

Concernant la sectorisation du stator, celle ci est plus difficilement envisageable avec un bobinage concentré à deux couches. En effet cette configuration mènerait à des bobines bobinées autour des gaps ou à éliminer les bobines voisines des gaps ou encore à arrêter les secteurs au milieu des encoches. Une seconde machine est alors proposée afin de permettre une sectorisation du stator. Elle est notée HSS pour Hydrolienne à Stator Sectorisé. Cette machine est également dérivée de [Dro+07] et conserve les caractéristiques données par le tableau I.1. Un bobinage avec 2/5 encoches par pôle et par phase est choisi. Ce choix est motivé par le fondamental du coefficient de bobinage qui est proche de 1 [CV02] et une période de bobinage relativement petite afin de permettre plusieurs choix de sectorisation. Dans ce cas le nombre de paires de pôles doit être légèrement modifié ce

qui permet de rester proche des caractéristiques de la machine de référence en termes de fréquence électrique et de pertes fer.

Les tableaux I.2 et I.3 présentent les différents paramètres géométriques déterminés pour les deux machines de références.

Nombre d'encoches par pôle et par phase S_{pp}	1/2
1er harmonique du coefficient de bobinage k_{w1}	0,866 [CV02]
Largeur angulaire d'une paire de pôles (rad)	$2\pi/138$
Hauteur d'aimant h_m (m)	0,0208
Hauteur d'encoche h_s (m)	0,0434
Ratio de la largeur de dent sur le pas dentaire β_t	0,54
Hauteur des culasses statorique et rotorique h_{ys} et h_{yr} (m)	0,0236
Longueur axiale active L_{z0} (m)	0,0564

TABLE I.2: Principaux paramètres de la machine Rim-driven de référence (non sectorisée) dimensionnée pour étudier la sectorisation du rotor

Nombre d'encoches par pôle et par phase S_{pp}	2/5
1er harmonique du coefficient de bobinage k_{w1}	0,966 [CV02]
Largeur angulaire d'une paire de pôles (rad)	$2\pi/140$
Hauteur d'aimant h_m (m)	0,0210
Hauteur d'encoche h_s (m)	0,0472
Ratio de la largeur de dent sur le pas dentaire β_t	0,58
Hauteur des culasses statorique et rotorique h_{ys} et h_{yr} (m)	0,0248
Longueur axiale active L_{z0} (m)	0,0518

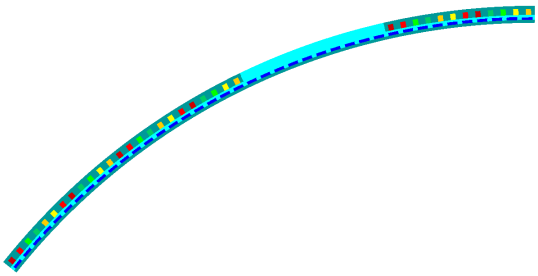
TABLE I.3: Principaux paramètres de la machine Rim-driven de référence (non sectorisée) dimensionnée pour étudier la sectorisation du stator

Le génératrice HRS possède $S_{pp} = 1/2$ encoches par pôle et par phase. En considérant le nombre de paires de pôles réduit, on peut affirmer que, compte tenu des hypothèses faites sur la sectorisation, les gaps doivent contenir au moins une paire de pôles. Le ratio de sectorisation p_{gap} est alors un multiple de 0,007, soit 1/138 (138 étant le nombre de paires de pôles de la machine HRS).

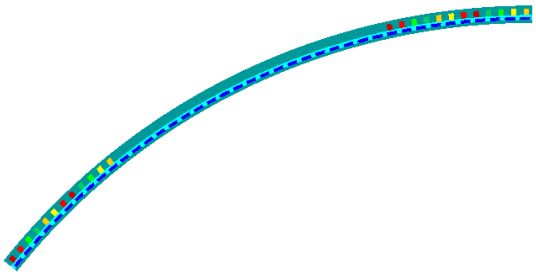
La génératrice HSS a un bobinage à 2/5 encoche par pôle par phase et 140 paires de pôles ce qui fait 10 pôles et 12 encoches en nombres réduits. Les gaps introduits doivent ainsi contenir au moins 12 encoches (ce qui correspond à 5 paires de pôles et une période de bobinage) : le taux de segmentation est alors un multiple de 0,036 (5/140) pour cette structure.

Compte tenu de la largeur importante envisagée pour la sectorisation du stator de la génératrice HSS, le ratio de segmentation p_{gap} et le nombre de gaps n_{gap} ne peuvent pas prendre beaucoup de valeurs. Certaines études en fonction de p_{gap} et de n_{gap} se feront donc parfois sur peu de points ce qui peut être discutable. Il conviendrait de mener d'autres études afin de compléter ces travaux avec d'autres types de bobinage.

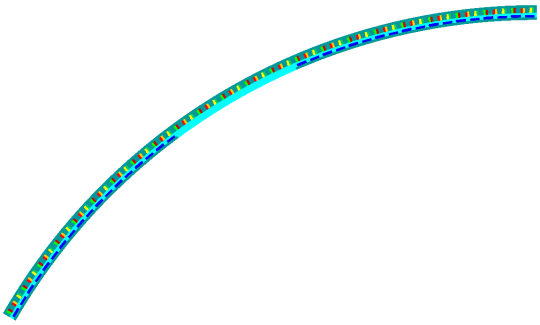
Certaines des structures sectorisées sont montrées figure I.20 sur $1/6^{ème}$ de machine pour la génératrice HRS et $1/7^{ème}$ pour la génératrice HSS.



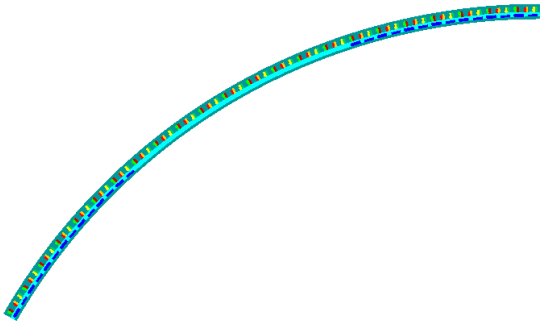
(a) HSS avec $p_{gap} = 25\%$ et 7 gaps amagnétiques.



(b) HSS avec $p_{gap} = 50\%$ et 7 gaps ferromagnétiques.



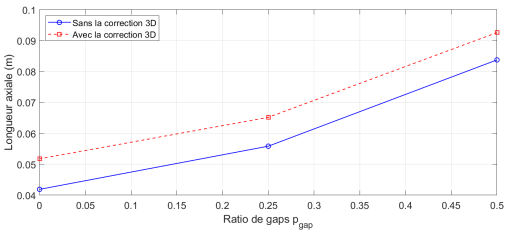
(c) HRS avec $p_{gap} = 21{,}7\%$ et 6 gaps amagnétiques.



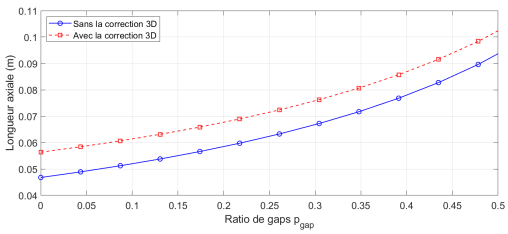
(d) HRS avec $p_{gap} = 39{,}1\%$ et 6 gaps ferromagnétiques

FIGURE I.20: Structures de certaines génératrices pour hydroliennes Rim-driven étudiées.

La figure I.21 montre l'évolution de la longueur axiale en fonction de la proportion de sectorisation, avec et sans prise en compte de la correction 3D, pour la machine dimensionnée pour la sectorisation du stator (figure I.21a) et pour celle dimensionnée pour la segmentation du rotor (figureI.21b). Ces figures résultent de l'utilisation des équations (I.9) et (I.10).



(a) Machines avec $S_{pp} = 2/5$.



(b) Machines avec $S_{pp} = 1/2$.

FIGURE I.21: Évolution de la longueur axiale en fonction de la proportion de sectorisation, avec et sans correction 3D.

Il peut être noté que la suppression de parties actives est alors compensée par l'augmentation de la longueur axiale comme indiqué précédemment. Cependant lorsque la correction des effets 3D est prise en compte, l'augmentation du volume des parties supprimées avec l'augmentation de p_{gap} est plus importante que le volume additionnel résultant de l'augmentation de la longueur axiale. Cela est dû aux effets 3D qui sont atténués pour des machines plus longues, ce qui est un des arguments favorable à l'utilisation d'une machine sectorisée.

I.4.2 Cahier des charges d'un moteur de propulsion navale

Un cahier des charges de MSAP destiné à de la propulsion déjà existant est utilisé. L'article [Scu+09] propose en effet les dimensions d'un moteur de propulsion navale de grande puissance triphasé. Le bobinage ne permettant pas d'envisager de possibilités de sectorisation du stator, la polarité de la machine est modifiée (on a 36 paires de pôles au lieu de 30 pour le moteur décrit dans [Scu+09]) avec un bobinage à $S_{pp} = 1$. Ce choix est fait afin d'avoir un bobinage mono-couche en modifiant le moins possible la polarité de la machine. Les caractéristiques et paramètres géométriques du propulseur sont donnés dans le tableau I.4

Puissance P (kW)	2100
Vitesse de la turbine Ω (tr/min)	105
Épaisseur de l'entrefer mécanique h_g (m)	0,005
Densité linéique de courant A_L (kA.m^{-1})	61,7
Densité surfacique de courant J (A.mm^{-2})	3,65
Ratio de la largeur d'aimant (τ_m) sur le pas polaire (τ_p) β_m	1
Diamètre interne du stator D (m)	1,6
Induction rémanente des aimants B_r (T)	1,2
Perméabilité relative des aimants μ_r (T)	1,05
Nombre d'encoches par pôle et par phase S_{pp}	1
1er harmonique du coefficient de bobinage k_{w1}	1 [CV02]
Largeur angulaire d'une paire de pôles (rad)	$2\pi/36$
Hauteur d'aimant h_m (m)	0,015
Hauteur d'encoche h_s (m)	0,065
Fermeture relative des encoches p_{ouv}	0,5
Ratio de la largeur de dent sur le pas dentaire β_t	0,5
Hauteur de la culasse statorique h_{ys} (m)	0,05
Hauteur de la culasse rotorique h_{yr} (m)	0,03
Longueur axiale active L_{z0} (m)	1,125

TABLE I.4: Paramètres du moteur de propulsion de référence (dérivés de [Scu+09])

La figure I.22 présente le circuit magnétique de la machine de référence.

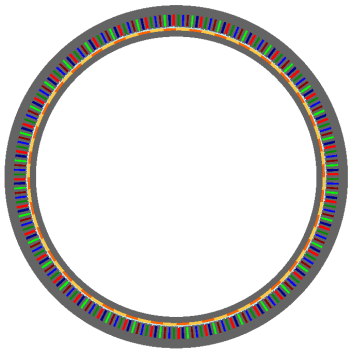
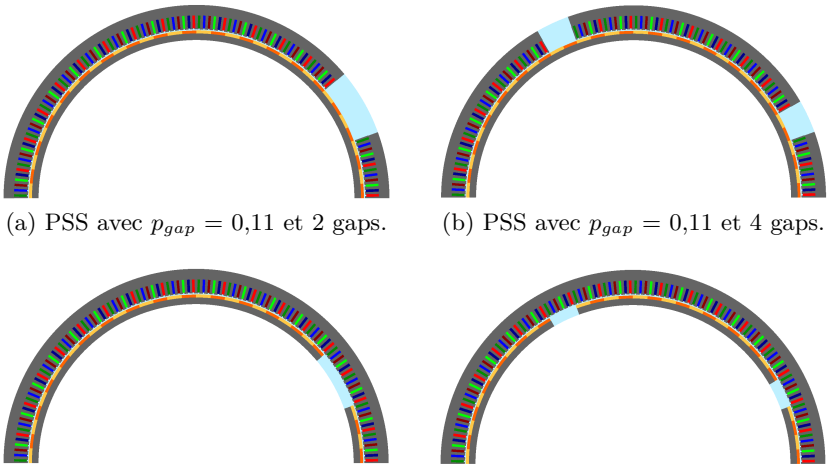


FIGURE I.22: Structure de la MSAP de référence destinée à la propulsion.

Le choix d'un bobinage à $S_{pp} = 1$ encoche par pôle et par phase et de 36 paires de pôles du moteur de propulsion navale implique que les gaps introduits doivent contenir au moins 6 encoches pour une segmentation du stator (PSS), et 2 pôles pour une sectorisation du rotor (PRS). Les machines sont notées respectivement PSS et PRS pour Propulseur à Stator ou Rotor Sectorisé.

Toutes les machines sectorisées (que ce soit au stator ou au rotor) comportent un ratio de segmentation p_{gap} multiple de 0,028 (et on a au minimum $p_{gap} = 0{,}056$ car on considère au moins deux gaps). Certaines structures sectorisées sont présentées à la figure I.23 sur des demi-machines.



(a) PSS avec $p_{gap} = 0{,}11$ et 2 gaps. (b) PSS avec $p_{gap} = 0{,}11$ et 4 gaps.

(c) PRS avec $p_{gap} = 0{,}11$ et 2 gaps. (d) PRS avec $p_{gap} = 0{,}11$ et 4 gaps.

FIGURE I.23: Structures de certains moteurs sectorisés étudiés.

L'évolution de la longueur axiale en fonction du taux de sectorisation pour la géométrie correspondant au moteur de propulsion est présentée à la figure I.24.

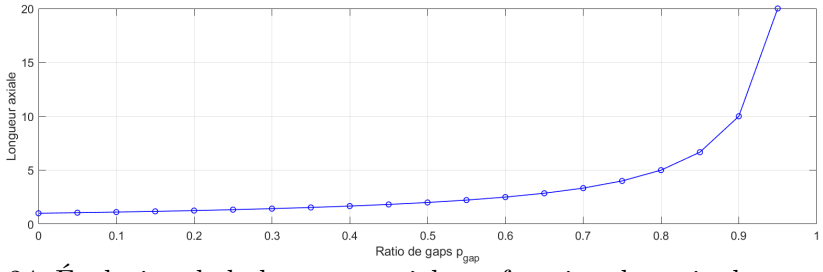


FIGURE I.24: Évolution de la longueur axiale en fonction du ratio de segmentation.

I.5 Conclusion

Après un rapide aperçu des machines électriques utilisées en propulsion navale et pour les énergies marines (telles que l'éolien ou l'hydrolien), le choix pour la suite des travaux a été porté sur les machine synchrones à aimants permanents et à flux radial. Ces structures s'adaptent parfaitement à une architecture type Rim-driven.

Une liste non exhaustive de types de sectorisations a ensuite été décrite. Il a été décidé que les segmentations étudiées pour ces travaux allaient consister en la suppression de parties actives telles que les bobinages ou les aimants permanents . Les gaps introduits seront considérés comme larges

ce qui signifie que leur largeur est au moins équivalente à deux pas polaires. Cela permettra de limiter les effets de couplage entre secteurs.

Des génératrices pour hydroliennes et des moteurs de propulsions sectorisés seront étudiés à partir de deux cahiers des charges qui ont été définis dans ce chapitre. Chaque machine segmentée sera dimensionnée pour fournir le même couple qu'une machine de référence non sectorisée afin de voir l'impact de la sectorisation sur les performances

Afin de disposer d'outils permettant d'évaluer les performances d'une machine sectorisée, il convient en premier lieu d'estimer, pour les différentes machines, les champs magnétiques créés au rotor et au stator qui sont à la base de toutes les performances. C'est pourquoi des modèles analytiques dédiés à ces structures sont présentés au chapitre suivant.

Chapitre II

Modélisation électromagnétique des inductions

Sommaire

II.1 Introduction 53
II.2 Méthodologie 54
II.3 Calcul du champ inducteur 54
II.3.1 Modèle de calcul classique pour les machines non sectorisées à entrefer lisse . 55
II.3.2 Fonction de perméance 56
II.3.3 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien 61
II.3.4 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur 65
II.4 Calcul du champ d'induit 68
II.4.1 Modèle de calcul analytique classique 69
II.4.2 Adaptation pour la prise en compte d'une sectorisation au stator 69
II.4.3 Adaptation pour la prise en compte d'une sectorisation au rotor 70
II.4.4 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien 70
II.4.5 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur 74
II.5 Résumé intermédiaire des estimations de champs magnétiques 77
II.6 Calcul des pressions magnétiques radiales 78
II.6.1 Modèle de calcul analytique 78
II.6.2 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien 80
II.6.3 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur 89
II.7 Conclusion 92

II.1 Introduction

L'étude de machines électriques dans un processus de pré-dimensionnement consiste notamment en l'estimation de ses performances électromagnétiques (EM) et thermiques. Cela permet dans un second temps de valider ou non les choix retenus (dimensions, technologie) avant d'envisager la construction de la machine. Dans cette optique, des simulations numériques, à l'aide de logiciels de calculs par éléments finis par exemple, permettent de faire des estimations fiables. Dans le cas

de machines sectorisées, les domaines à simuler deviennent très importants car la périodicité spatiale de la machine est fortement augmentée, augmentant ainsi les temps de calculs numériques. Il est également intéressant dans une phase de pré-dimensionnement de disposer de modèles légers et performants pour le calcul des performances afin de balayer rapidement les différentes solutions possibles pour identifier les configurations les plus intéressantes (par exemple en utilisant un processus d'optimisation).

Le calcul des performances EM d'une machine électrique découle fondamentalement de la connaissance de l'induction magnétique au sein de la machine. Ce chapitre présente ainsi le développement d'outils analytiques destinés à l'estimation des inductions magnétiques de machines synchrones à aimants permanents sectorisées. Les deux premières parties concernent l'estimation de l'induction créée dans l'entrefer par les aimants permanents du rotor, et celle créée dans l'entrefer par les bobinages du stator. Enfin une troisième partie est consacrée à l'étude des pressions magnétiques exercées sur le stator qui se déterminent directement à partir des inductions dans les différentes structures. Ces modèles originaux sont adaptés à partir de modèles existants pour l'étude de Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) à des MSAP sectorisées.

Les modèles EM sont validés par comparaison avec des simulations numériques sur les machines tests suivantes : une génératrice pour hydrolienne à stator sectorisé (HSS) à $S_{pp} = 2/5$, une génératrice pour hydrolienne à rotor sectorisé (HRS) à $S_{pp} = 1/2$, et un moteur de propulsion à $S_{pp} = 1$ avec stator (PSS) puis rotor sectorisé (PRS). Des études sur la variation des paramètres de sectorisation p_{gap} et n_{gap} sont également menées afin de voir les limites d'utilisation de ces modèles. Les caractéristiques des machines ont été présentées au chapitre I.

II.2 Méthodologie

Après la description des modèles pour le calcul des inductions et des pressions magnétiques, une variation des paramètres de sectorisation p_{gap} et n_{gap} est menée afin d'évaluer la validité des modèles de calculs analytiques. Dans un premier temps, le nombre de gaps n_{gap} est maintenu constant tandis que le ratio de gap p_{gap} varie. Et dans un second temps p_{gap} est maintenu constant et n_{gap} varie afin de voir l'influence de la variation du nombre de gaps sur la précision des résultats.

A des fins de validation, les inductions dans l'entrefer créées par les parties actives rotoriques, $B_{/R}$, et statoriques, $B_{/S}$, sont déterminées par utilisation des éléments finis (EF) sous Flux^{TM}2D et comparées avec les résultats obtenus par calculs avec les modèles analytiques que nous proposons.

Les résultats sont comparés selon les critères suivants : la corrélation $C(x, y)$ entre les signaux issus de calculs analytiques et numériques et les valeurs de crête. Pour rappel, la valeur de la corrélation $C(x, y)$ entre deux signaux périodiques x et y est obtenue avec l'équation (II.1) (où $\langle x, y \rangle$ est le produit scalaire entre x et y) [BS04].

$$C(x, y) = \frac{\langle x, y \rangle}{\sqrt{\langle x, x \rangle \langle y, y \rangle}} \tag{II.1}$$

II.3 Calcul du champ inducteur

L'induction magnétique dans l'entrefer créée par les aimants permanents déposés sur le rotor de la machine peut être estimée en deux étapes. Une première étape est de déterminer l'induction pour une machine à entrefer lisse (dite "smooth") ($B_{/R,smooth}$), c'est-à-dire en faisant l'hypothèse d'un entrefer lisse (constant) et donc sans encoche ou saillance, puis d'ajouter la prise en compte du caractère non lisse de l'entrefer (i.e. les ouvertures d'encoches ou de gaps dans le cas de machines

sectorisées). Pour cela il est possible d'utiliser des coefficients d'homogénéisation qui permettent de déterminer un nouvel entrefer homogène, le modifiant ainsi de manière globale. Il existe classiquement deux coefficients développés respectivement par F. W. Carter et par E. Matagne [Car26 ; Mat ; ZH93b]. Le choix dépend de l'épaisseur de l'entrefer (mince ou large) et les modèles sont présentés en annexe B. Il est également possible d'utiliser une fonction de perméance (λ) qui va permettre de faire varier l'entrefer de manière locale. C'est cette seconde option qui est retenue afin de pouvoir, par la suite, prendre en compte la variation locale de l'entrefer dans les zones sectorisées (que ce soit au rotor ou au stator).

II.3.1 Modèle de calcul classique pour les machines non sectorisées à entrefer lisse

Nous nous basons sur un modèle analytique classique pour le calcul de l'induction magnétique créée par les aimants permanents dans l'entrefer qui est présenté dans [Zhu+93 ; Pro+03 ; Dro+07]. Il est basé sur une résolution des équations de la magnétostatique en 2D et est obtenu en résolvant l'équation de Poisson régissant le potentiel-vecteur dans la zone d'entrefer magnétique par séparation de variables. Cette démarche conduit à l'expression (II.2). Cette résolution permet ainsi d'obtenir l'induction magnétique d'une MSAP à p_0 paires de pôles produite par les aimants à un rayon r situé dans l'entrefer et pour une position angulaire θ_s dans le référentiel du stator, en fonction de la position θ_r du rotor. Les aimants sont ici considérés comme des tuiles radiales disposées en surface du rotor. Ils sont caractérisés par une induction rémanente B_r, une perméabilité relative μ_r et une ouverture angulaire relative β_m (rapport de la largeur angulaire d'aimant τ_m sur le pas polaire τ_p). L'expression du coefficient de Fourier d'ordre n de l'aimantation des aimants M_n que l'on retrouve dans l'expression (II.2) est alors donnée par l'équation (II.3).

$$B_{/R,smooth}(r,\theta_s) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\mu_0 M_n}{\mu_r} \frac{np_0}{(np_0)^2-1} \cdot \left\{ \frac{(np_0-1)+2\left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{np_0+1} - (np_0+1)\left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np_0}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r}\left[1-\left(\frac{R_r}{R_s}\right)^{2np_0}\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r}\left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2np_0} - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np_0}\right]} \right\} \cdot \left(\frac{r}{R_s}\right)^{np_0-1} \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{np_0+1} + \left(\frac{R_m}{r}\right)^{np_0+1} \cos[np_0(\theta_s-\theta_r)] \tag{II.2}$$

$$M_n = 2\frac{B_r}{\mu_0}\beta_m \frac{sin(n\pi\beta_m/2)}{n\pi\beta_m/2} \tag{II.3}$$

Ce calcul d'induction magnétique est valable dans le cas d'une machine à rotor intérieur à aimants radiaux déposés à la surface du rotor ce qui correspond bien au cas de l'étude. Il peut être facilement adapté à des machines à rotor extérieur et à des aimantations moins conventionnelles (aimants parallèles ou en anneau de Halbach par exemple). Les différents paramètres géométriques que l'on retrouve dans les équations (II.2) et (II.3) et dans les développements qui vont suivre, comme le rayon statorique R_s, le rayon rotorique au niveau des aimants R_m et celui au niveau de la culasse R_r sont représentés sur la figure II.1.

Il est possible d'évaluer l'induction magnétique à la surface du stator en remplaçant le rayon r par R_s, ce qui sera utile pour la détermination des performances électromagnétiques de la machine.

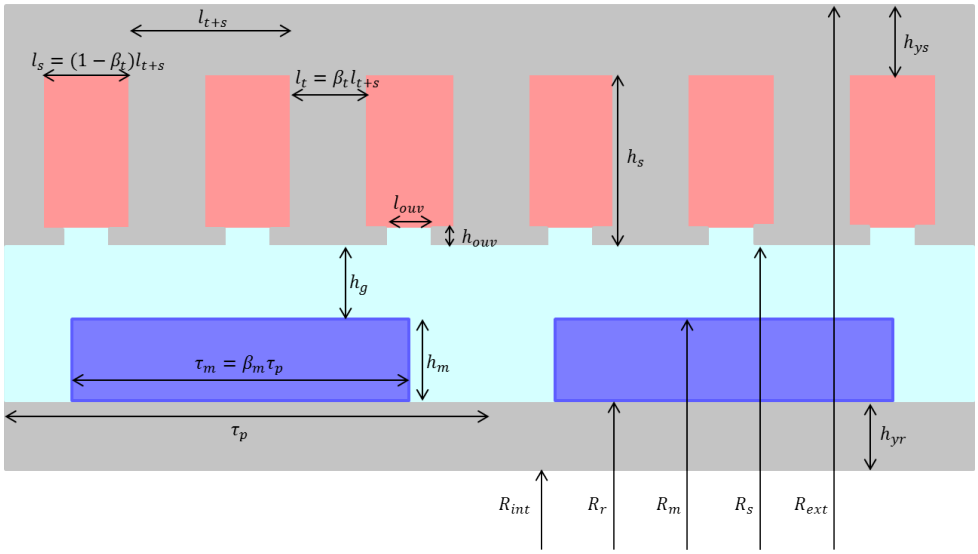


FIGURE II.1: Paramètres géométriques.

II.3.2 Fonction de perméance

Une fois l'induction rotorique $B_{/R-smooth}$ connue, et dans le but de prendre en compte les effets dus aux ouvertures présentes dans la machine (comme les ouvertures d'encoches et les gaps), une fonction de perméance est introduite (équation (II.4)).

$$B_{/R}(r,\theta_s) = B_{/R,smooth}(r,\theta_s) \cdot \lambda(\theta_s) \tag{II.4}$$

La fonction de perméance "classique" pour la prise en compte de l'encochage sera présentée puis sera adaptée pour la prise en compte des ouvertures de type gaps introduites au stator ou au rotor.

II.3.2.1 Prise en compte de l'encochage

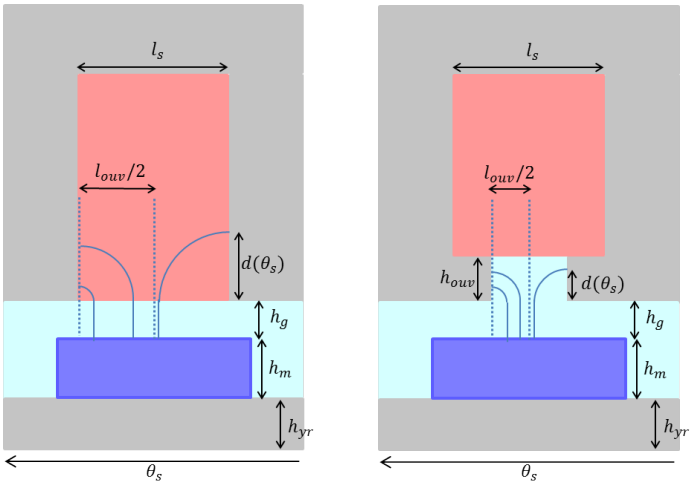
La prise en compte des ouvertures d'encoches dans l'estimation de l'induction créée par le rotor se fait par l'utilisation de la fonction de perméance donnée par l'équation (II.5) [Pro+03]. Il s'agit d'un modèle qui ne varie pas avec la position radiale dans l'entrefer (r) du point de calcul. Une méthode indexant la perméance aux coordonnées radiale et tangentielle du point de calcul est décrite dans [ZH93b]. Pour le problème considéré, le premier modèle est jugé suffisant et l'expression de la fonction de perméance est donnée par l'équation (II.5). L'utilisation d'une fonction de perméance permet de prendre en compte l'atténuation locale de l'induction liée aux encoches. La valeur moyenne de la fonction de perméance est alors proche de la valeur des coefficients d'homogénéisation présentés précédemment (issus des travaux de F. W. Carter et E. Matagne).

$$\lambda(\theta_s) = \frac{h_g + \frac{h_m}{\mu_r}}{h_g + \frac{h_m}{\mu_r} + d(\theta_s)\frac{\pi}{2}} \tag{II.5}$$

Cette expression dépend de la largeur de l'entrefer mécanique h_g et de la hauteur d'aimant h_m. On retrouve ainsi l'expression de l'entrefer magnétique g_m qui contient à la fois l'entrefer mécanique et la couche d'aimant :

$$g_m = h_g + \frac{h_m}{\mu_r} \tag{II.6}$$

La distance $d(\theta_s)$ correspond au diamètre des arcs qui prolongent les lignes de flux dans les encoches. Il s'agit en d'autres termes d'une augmentation locale de l'entrefer. Les figures II.2a et II.2b présentent l'évolution de ces lignes de flux dans des encoches, respectivement droites et avec becs d'encoches. Dans notre étude, l'aimantation des aimants est supposée purement radiale et les lignes de flux magnétiques dans les encoches sont considérées comme étant des arcs de cercles s'appliquant sur les parois de l'encoche. La variation d'entrefer dans les ouvertures d'encoches est donc considérée comme le quart d'un arc de cercle ($\frac{1}{4}2\pi d(\theta_s)$). La valeur de $d(\theta_s)$ dépend alors de la position des lignes de flux dans l'entrefer (dépendance en θ_s). $d(\theta_s)$ varie ainsi entre 0 et $l_{ouv}/2$ (respectivement pour les lignes arrivant sur l'interface entrefer / becs d'encoche et pour les lignes arrivant au centre de l'encoche, l_{ouv} étant la largeur d'ouverture de l'encoche).



(a) Cas d'une encoche droite. (b) Cas d'une encoche avec becs.

FIGURE II.2: Lignes de flux dans les encoches pour une aimantation purement radiale.

En prenant l'exemple d'une machine triphasée (m=3) à $p_0 = 138$ paires de pôles et $S_{pp} = 1/2$ encoche par pôle et par phase comprenant des encoches droites (totalement ouvertes), la figure II.3 représente la fonction de perméance correspondante sous une paire de pôle (3 encoches). La figure II.4 montre la géométrie équivalente.

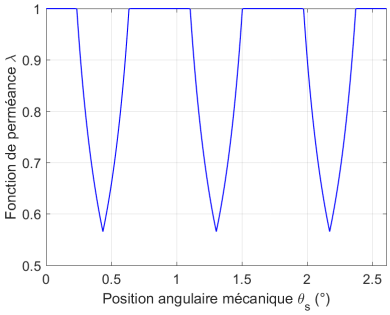


FIGURE II.3: Fonction de perméance qui prend en compte l'encochage de la structure de la figure II.4.

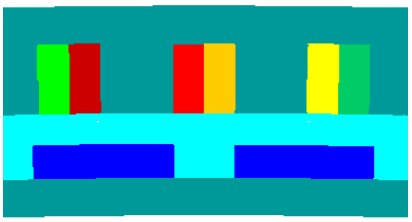


FIGURE II.4: Structure sous une paire de pôles d'une machine à $p_0 = 138$ paires de pôles et $S_{pp} = 1/2$ encoche par pôle et par phase.

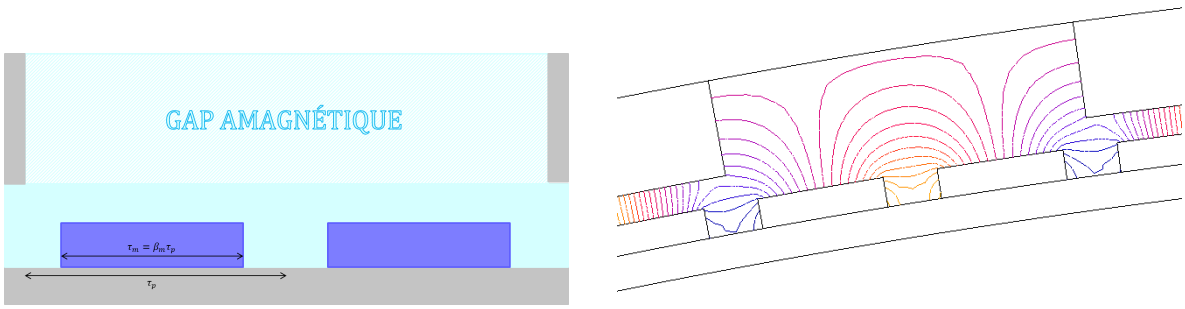
Dans l'étude présentée cette expression de la fonction de perméance est utilisée pour prendre en compte les effets de l'encochage des parties non sectorisées.

II.3.2.2 Adaptation de la fonction de perméance pour la prise en compte d'une sectorisation au stator

Pour les structures à stator segmenté, l'induction magnétique créée par le rotor $B_{/R}$ est également calculée avec l'équation (II.4) et une nouvelle fonction de perméance est considérée pour prendre en compte les variations d'entrefer dues aux gaps.

Dans le cas d'une sectorisation avec un matériau ferromagnétique, il n'y a pas de variation car aucune ouverture n'est introduite. Il s'agit donc d'avoir une variation de perméance déterminée par l'équation (II.5) au niveau des encoches et valant 1 ailleurs.

Pour un gap de type amagnétique une extension de la fonction de perméance "classique" (II.5) est utilisée. Pour cela le gap est considéré comme une encoche droite dont la largeur est supérieure à un pas polaire, comme illustré par la figure II.5a.



(a) Structure.

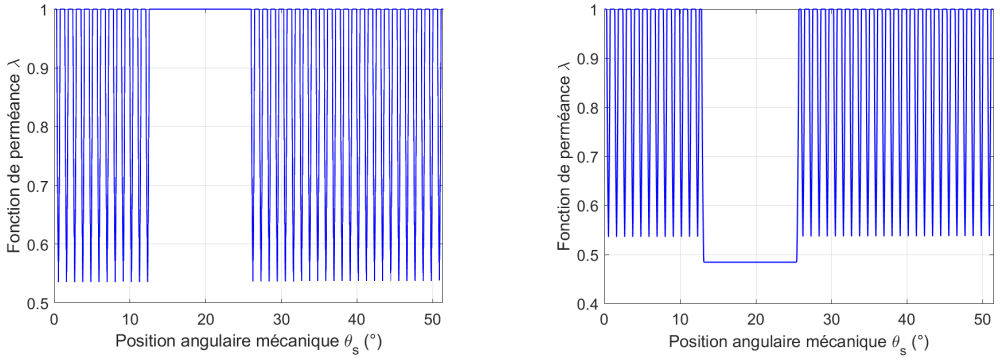
(b) Représentation des lignes de flux magnétiques.

FIGURE II.5: Exemple d'un gap amagnétique au stator de largeur équivalente à une paire de pôles.

Les lignes de flux magnétiques dues aux aimants du rotor et qui s'appliquent sur les parois sont alors considérées comme formant des arcs de cercles dans le gap (à l'instar de celles dans les ouvertures d'encoches). Cette hypothèse est vérifiée par un calcul par éléments finis (EF) sur le logiciel Flux^{TM}2D comme le montre l'image II.5b (une condition de Dirichlet est considérée sur le rayon externe du domaine pour le calcul numérique).

Pour les zones plus éloignées des parois du gap, les lignes ne se referment pas dans les secteurs du stator mais dans le gap avec l'aimant le plus proche. La perméance associée est alors une valeur constante qui dépend de la géométrie de la machine considérée. Elle correspond au ratio entre l'induction magnétique dans l'hypothèse d'un entrefer constant et l'induction magnétique dans un cas où il n'y a pas de circuit magnétique face aux aimants. Le ratio des inductions maximales donne la valeur basse de la fonction de perméance λ_{min} et dépend des caractéristiques géométriques de la structure (en particulier des aimants et de l'entrefer).

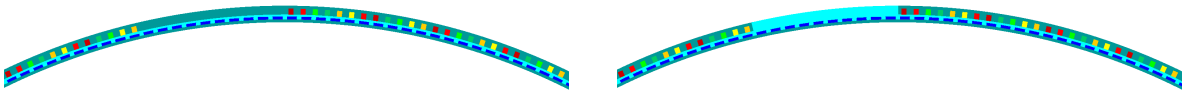
Ces fonctions de perméance permettent donc de prendre en compte à la fois les effets dus aux ouvertures d'encoches et les variations engendrées par la suppression d'une partie du stator. Les figures II.6a et II.6b présentent ainsi les fonctions de perméance qui correspondent respectivement à une machine avec gaps ferromagnétiques et gaps amagnétiques ($p_0 = 140$ paires de pôles, $Q_{s0} = 336$ encoches, $p_{gap}= 0,25$ et $n_{gap} = 7$ gaps). Les structures correspondantes sont montrées par les figures II.7a et II.7b.



(a) Sectorisation par un matériau ferromagnétique.

(b) Sectorisation par un matériau amagnétique.

FIGURE II.6: Fonction de perméance pour la machine considérée avec stator sectorisé (140 paires de pôles, 336 encoches, 7 gaps, et 25% de sectorisation).



(a) Sectorisation par un matériau ferromagnétique.

(b) Sectorisation par un matériau amagnétique.

FIGURE II.7: Structure de la machine considérée avec stator sectorisé (140 paires de pôles, 336 encoches, 7 gaps, et 25% de sectorisation).

Dans le cas présenté, la contribution des encoches dans la fonction de perméance est représentée par la variation de λ de 1 à environ 0,54, et correspond à une estimation par la méthode classique. Les valeurs de θ_s entre 13 et 26° correspondent aux positions devant les gaps. La valeur limite de la fonction de perméance pour les gaps amagnétiques est déterminée pour chaque jeu de dimensions par deux calculs analytiques. On calcule ainsi pour chaque jeu de dimensions le rapport moyen entre l'induction magnétique dans l'hypothèse d'un entrefer constant ($B_{/R,smooth}$) et l'induction magnétique dans un cas où la culasse statorique est supprimée (où il n'y a pas de circuit magnétique face aux aimants, noté entrefer infini). Pour le jeu de dimensions présenté ce rapport vaut en moyenne 2,08 ce qui conduit à une valeur limite de la fonction de perméance égale à 0,48 (comme montré par la figure II.8). Cette valeur limite est également validée par simulations numériques sous Flux^{TM}2D pour le cas présenté.

Dans les cas présentés, ce rapport est déterminé par 2 calculs effectués préalablement, mais l'estimation de ce rapport peut être très facilement automatisée pour que les modèles soient utilisés de manière systématique.

II.3.2.3 Adaptation de la fonction de perméance pour la prise en compte d'une sectorisation au rotor

Pour les structures à rotor segmenté, l'induction magnétique due aux aimants permanents $B_{/R}$ est estimée de manière classique (équation (II.2) avec la prise en compte de l'encochage à partir de l'équation (II.5)) puisque la structure du stator ne change pas. L'induction obtenue est ensuite multipliée par une fonction de modulation. Cette fonction qui varie entre 0 et 1 permet d'annuler l'induction rotorique dans les zones où les aimants ont été supprimés (gaps) et va donc varier avec

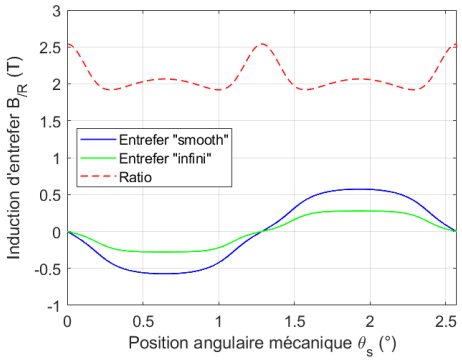


FIGURE II.8: Évaluation analytique du ratio entre les inductions magnétiques d'une machine "smooth" et d'une machine sans circuit magnétique face aux aimants (noté entrefer infini).

la position du rotor. Cela permet une bonne première approximation. Ce genre de fonction qui met à zéro certaines zones est également utilisé dans les études de machines à pôles saillants [Ame+05 ; Che+19].

A titre d'exemple, la figure II.9 présente la forme de la fonction de modulation dans le cas d'une machine avec 6 gaps au rotor, régulièrement répartis sur toute la circonférence et avec $p_{gap} = 21,7\%$, et à $\theta_r = 0°$.

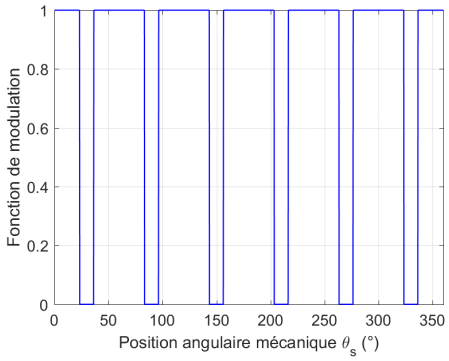
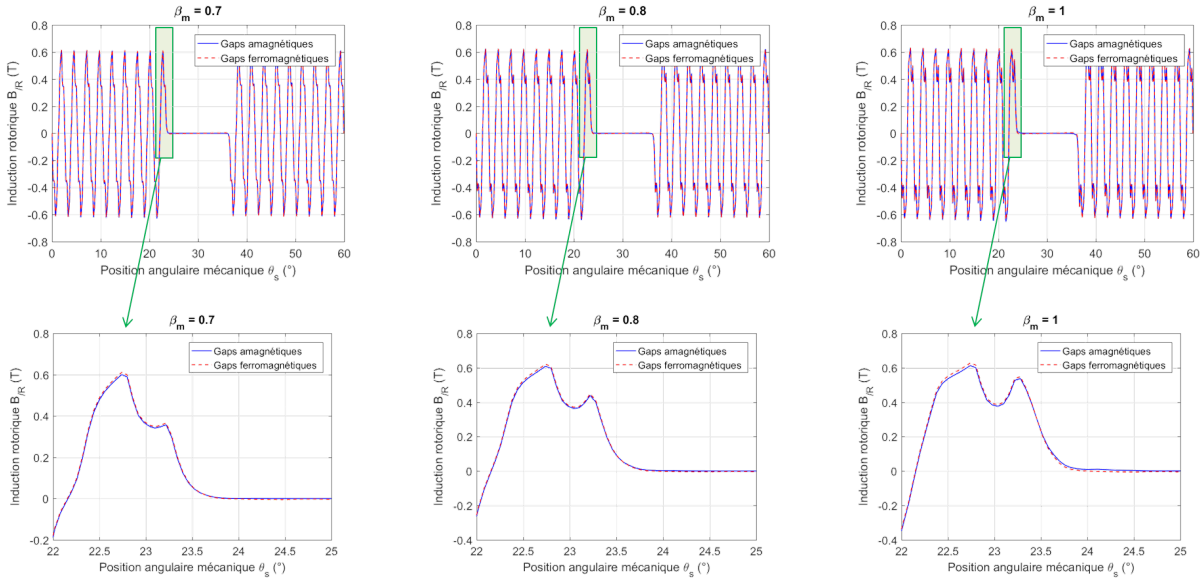


FIGURE II.9: Fonction de modulation pour prise en compte des parties actives d'une structure à rotor sectorisé avec $p_{gap} = 21,7\%$ et $n_{gap} = 6$ gaps.

Il est important de noter que, qu'il s'agisse d'une sectorisation du rotor par simple suppression d'aimants (sectorisation "ferromagnétique") ou par suppression d'aimants et de la culasse rotorique environnante (sectorisation "amagnétique"), les inductions créées par les aimants sont très proches. La fonction de modulation présentée est donc valable pour les deux types de sectorisations rotoriques.

La pertinence de cette remarque est vérifiée pour plusieurs largeurs angulaires d'aimants β_m. Ainsi les figures II.10 montrent bien la proximité des estimations numériques des inductions $B_{/R}$ pour des machines avec gaps ferromagnétiques et amagnétiques au rotor, et ce pour plusieurs valeurs de β_m.



(a) $\beta_m = 0{,}7$ (b) $\beta_m = 0{,}8$ (c) $\beta_m = 1$

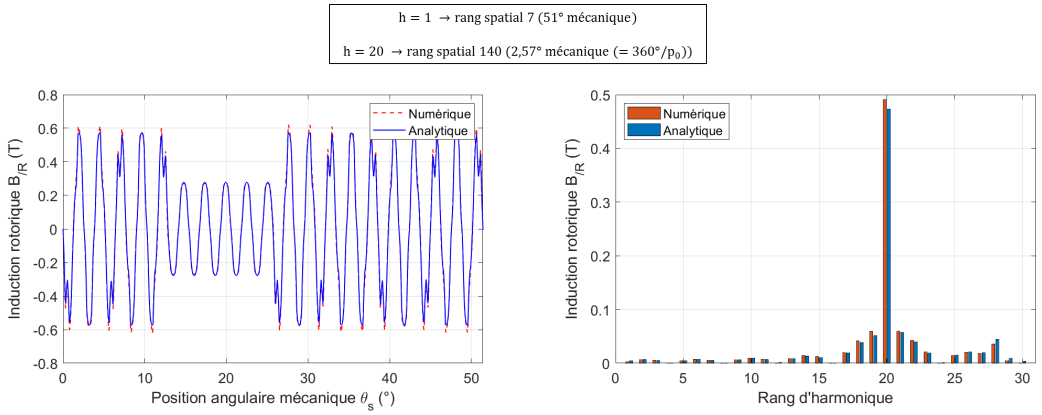
FIGURE II.10: Comparaison des inductions $B_{/R}$ obtenues par EF2D dans l'entrefer ($r = R_s - 0,03h_g$) de machines avec gaps ferromagnétiques et amagnétiques au rotor (138 paires de pôles, 414 encoches, 6 gaps, et 21,7% de sectorisation) (*Note : les figures du bas correspondent à un zoom sur le passage des parties actives aux gaps*).

II.3.3 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien

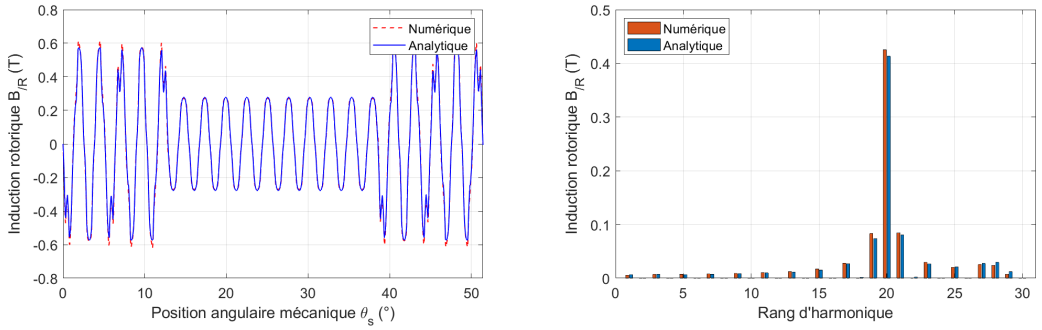
i) Sectorisation du stator : cas de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$).

En utilisant les modèles analytiques présentés précédemment, les inductions magnétiques créées par les aimants sont déterminées pour la machine correspondant au cahier des charges hydrolien avec sectorisation du stator (HSS avec $p_0 = 140$ paires de pôles et $S_{pp} = 2/5$ (tableaux I.1 et I.3)) avec différents taux de sectorisation p_{gap} et nombre de gaps n_{gap}. Les résultats sont comparés à des résultats issus des simulations numériques par EF2D. La figure II.11 montre ainsi la comparaison des formes d'ondes et des contenus harmoniques de l'induction créée par le rotor dans l'entrefer dans le cas d'une sectorisation amagnétique. Les courbes et décompositions spectrales correspondant au cas des gaps ferromagnétiques sont disponible en annexe C.2. Les signaux sont tracés pour une position fixe du rotor ($\theta_r = 0°$) (ce qui correspond à la position des aimants de la figure II.7), en fonction de la position angulaire θ_s dans l'entrefer (pour un rayon $r = R_s - 0,3h_g$). Les décompositions spectrales sont déterminées sur le domaine de simulation numérique sous Flux^{TM}2D , ce qui correspond à la fenêtre des courbes représentées ($1/7^{ème}$ de machine soit environ 51°). La concordance entre les rangs d'harmoniques visibles sur la figure II.11 et les rangs spatiaux (sur toute la circonférence) est indiquée sur la figure.

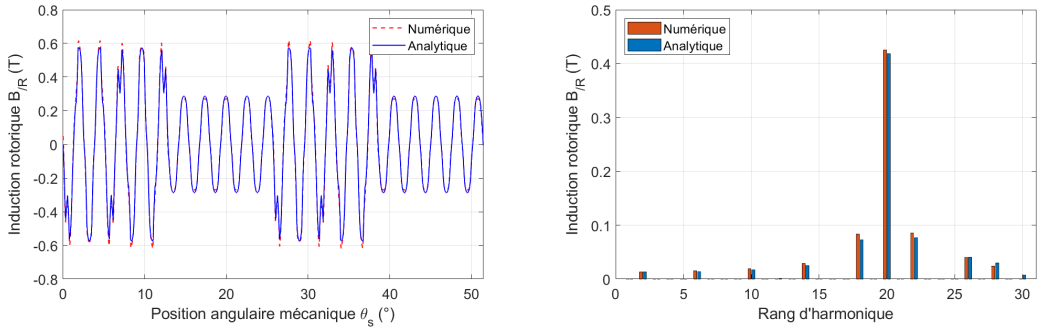
Globalement il apparaît que les résultats analytiques et numériques concordent. Les fonctions de perméance utilisées permettent bien de retranscrire les effets dus à l'encochage ainsi que les effets d'un gap amagnétique au stator (figure II.11). L'analyse spectrale montre également que les phénomènes relatifs à la variation d'entrefer sont bien pris en compte par les modèles analytiques.



(a) HSS avec $p_{gap} = 0{,}25$ et $n_{gap} = 7$ gaps amagnétiques.



(b) HSS avec $p_{gap} = 0{,}50$ et $n_{gap} = 7$ gaps amagnétiques.

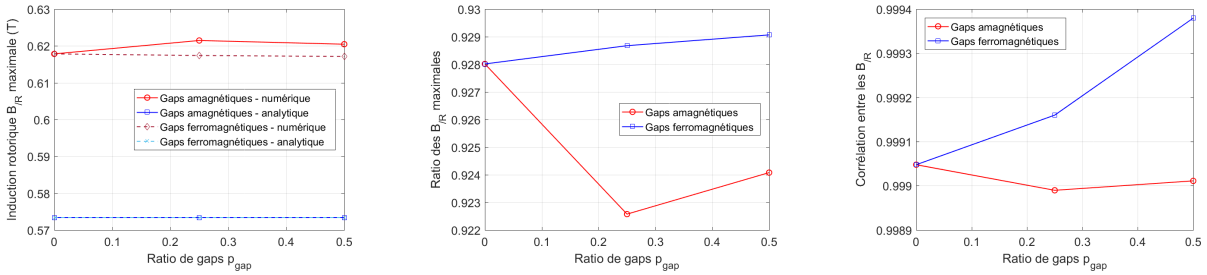


(c) HSS avec $p_{gap} = 0{,}50$ et $n_{gap} = 7$ gaps amagnétiques.

FIGURE II.11: Formes d'ondes et analyses spectrales des inductions rotoriques de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec différents p_{gap}.

La raie dominante correspond au nombre de paires de pôles du motif (h=20 correspondant à un rang spatial 140, le champ étant calculé pour $1/7^{ème}$ du circuit magnétique) et est donc présente pour les machines avec ou sans sectorisation.

Pour une estimation plus précise de la validité du modèle analytique, la figure II.12a présente la comparaison des valeurs crêtes pour l'induction magnétique créée par les aimants dans l'entrefer, calculée avec la méthode des éléments finis et le modèle analytique.



(a) Valeurs crêtes. (b) Ratio entre les valeurs crêtes. (c) Corrélation.

FIGURE II.12: Comparaison des inductions magnétiques $B_{/R}$ issues de calculs analytiques et numériques pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $n_{gap} = 7$ gaps.

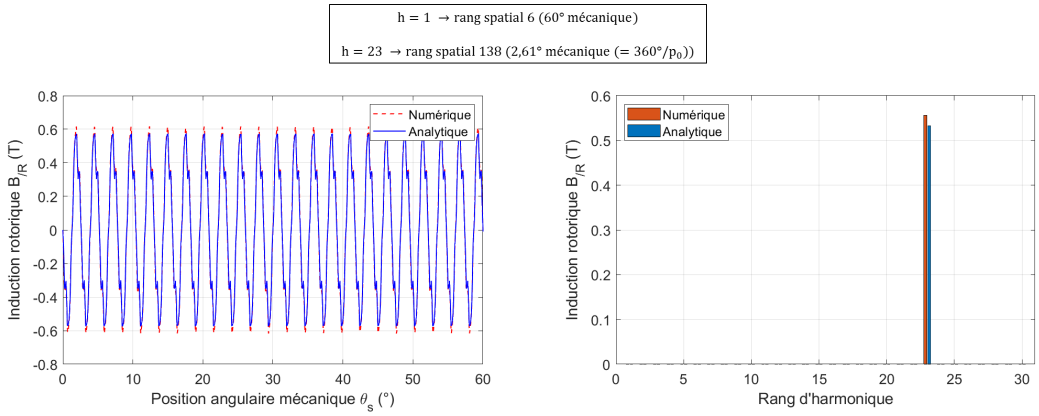
On observe une petite différence entre les valeurs crêtes de $B_{/R}$ qui peut être aussi constatée à la figure II.11. Cependant, l'erreur relative entre les valeurs crêtes obtenues avec la méthode des éléments finis et celles obtenues avec le modèle analytique reste inférieure à 8% pour les cas des gaps ferromagnétiques et des gaps amagnétiques (figure II.12b).

La figure II.12c présente la corrélation entre les formes d'ondes des inductions dues aux aimants permanents obtenues avec les modèles analytique et numérique. Les résultats montrent que le modèle analytique donne une très bonne estimation de $B_{/R}$ dans l'entrefer (en un point proche de l'interface entrefer/stator) (corrélation supérieure à 0,99). Cependant l'augmentation du ratio de gap, p_{gap}, mène à une légère décroissance de la valeur de corrélation dans le cas d'une segmentation du stator avec un matériau amagnétique. Cela est dû à l'approximation de la fonction de perméance liée aux gaps amagnétiques. D'un autre côté, l'introduction d'un large gap ferromagnétique mène à une augmentation de la corrélation entre les résultats obtenus de manières analytiques et numériques quand p_{gap} augmente. Le calcul analytique de l'induction dans les gaps correspond au cas d'un entrefer lisse ce qui amène à une concordance complète des résultats au niveau des gaps ferromagnétiques car les hypothèses du calcul analytique sont alors vérifiées.

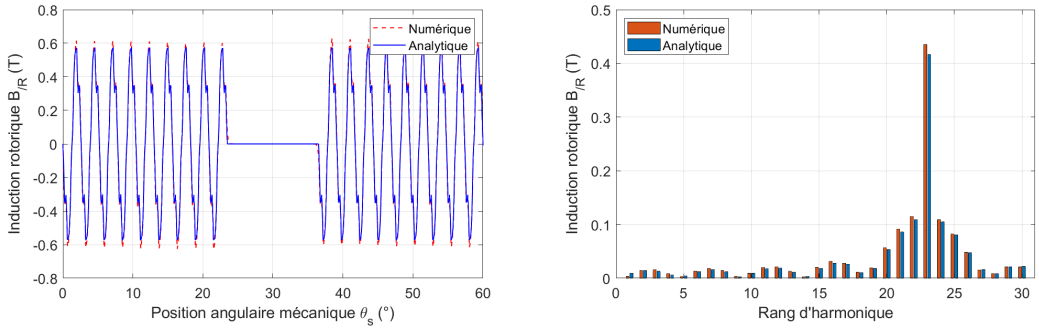
ii) Sectorisation du rotor : cas de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$).

Avec l'introduction de la fonction de modulation (figure II.9), l'estimation analytique de l'induction magnétique rotorique est satisfaisante comme le montre la comparaison entre les formes d'ondes de $B_{/R}$ obtenues par des calculs analytiques et numériques données à la figure II.13. Les calculs sont effectués sur la machine de type HRS (tableaux I.1 et I.2) Les décompositions spectrales présentées sont réalisées sur le domaine de simulations de la génératrice HRS, soit $1/6^{ème}$ de la machine. La concordance entre les rangs d'harmoniques visibles sur la figure II.13 et les rangs spatiaux (sur toute la circonférence) est indiquée au dessus de la figure.

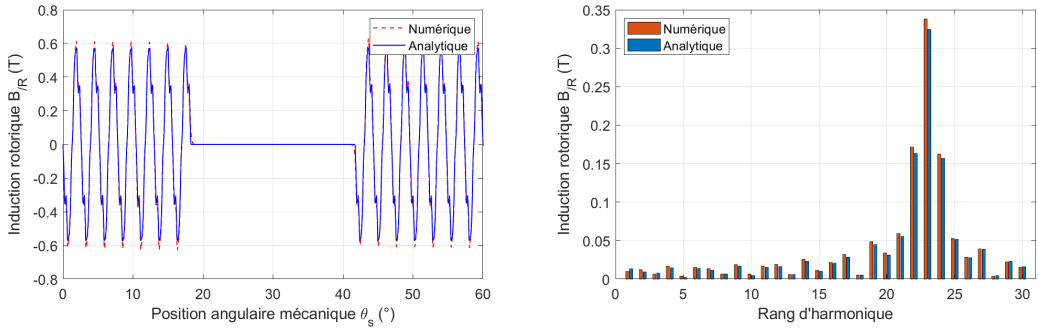
L'estimation est précise même si la corrélation entre les résultats obtenus par les modèles analytiques et numériques (figure II.14c) présente une légère diminution lorsque la proportion de gaps augmente, la valeur de la fonction de corrélation reste toujours supérieure à 0,998.



(a) Machine de référence.

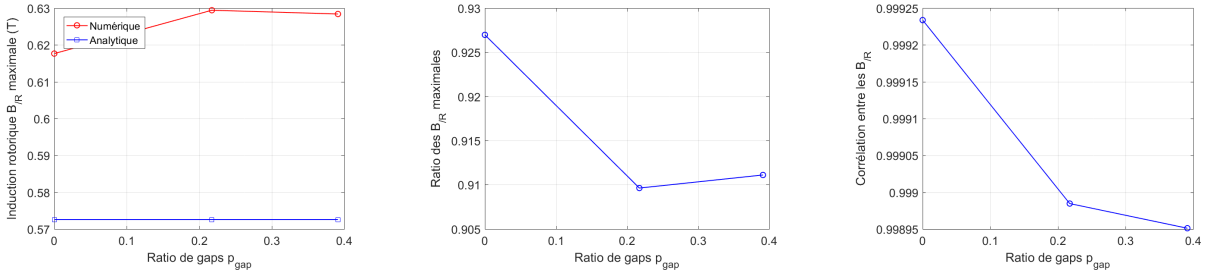


(b) HRS avec $p_{gap} = 0{,}217$ et $n_{gap} = 6$ gaps amagnétiques.



(c) HRS avec $p_{gap} = 0{,}391$ et $n_{gap} = 6$ gaps amagnétiques.

FIGURE II.13: Formes d'ondes et analyses spectrales des inductions rotoriques de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec différents p_{gap}.



(a) Valeurs crêtes. (b) Ratio entre les valeurs crêtes. (c) Corrélation.

FIGURE II.14: Comparaison des inductions magnétiques $B_{/R}$ obtenues pas calculs analytiques et numériques pour la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $n_{gap} = 6$ gaps.

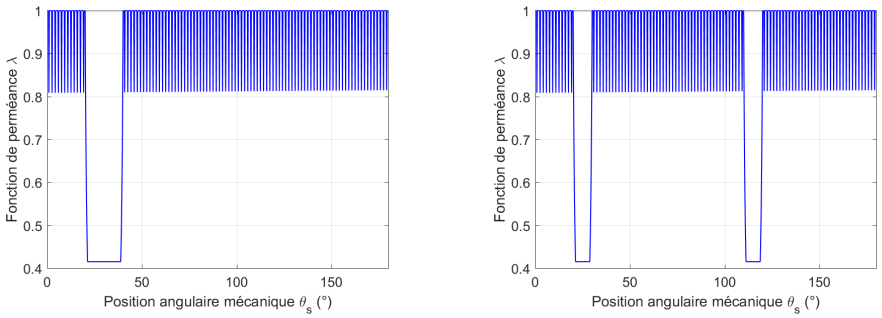
Les figures II.14a et II.14b montrent que les inductions $B_{/R}$ maximales analytiques et numériques concordent à plus de 90%. Cette estimation est quasiment constante puisque la valeur maximale est atteinte dans la zone où il y a des aimants permanents en face du stator et que, avec ou sans sectorisation du rotor, ces zones existent dans la structure.

II.3.4 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur

Nous allons maintenant examiner la validité de la méthode de calcul proposée sur un cahier des charges de propulseur correspondant à la machine décrite dans la table I.4.

i) Sectorisation du stator : cas du moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

Pour la prise en compte d'une sectorisation du stator avec un matériau amagnétique, comme expliqué précédemment, la valeur limite de la fonction dans les gaps λ_{min} dépend des paramètres géométriques de la machine. Ainsi, dans le cas du propulseur, le ratio des maximums analytiques de l'induction rotorique à entrefer infini (sans culasse face aux aimants) sur l'induction rotorique à entrefer constant est de 0,415. C'est la limite basse de la fonction de perméance utilisée et présentée figure II.15.



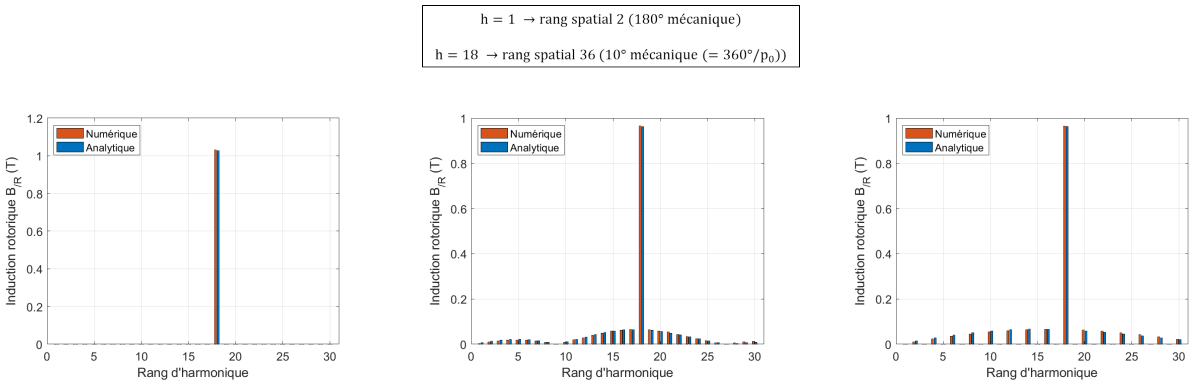
(a) Cas avec 2 gaps amagétiques. (b) Cas avec 4 gaps amagétiques.

FIGURE II.15: Fonction de perméance qui prend en compte l'encochage et la sectorisation amagnétique du stator du moteur pour la propulsion PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

La variation de la fonction de perméance au niveau de l'encochage est moins importante que pour la génératrice du cahier des charges hydrolien (valeur minimum de 0,81 contre 0,54) puisque

dans le cas du moteur les encoches sont fermées avec un coefficient de fermeture de 50%.

La figure II.16 présente les décompositions spectrales des inductions magnétiques rotoriques du propulseur avec et sans sectorisation du stator (PSS). L'analyse spectrale est réalisée sur 180° (le rang d'harmonique correspondant à la période spatiale est alors de 18). Les formes d'ondes sont données en annexe C.1.



(a) Sans sectorisation.

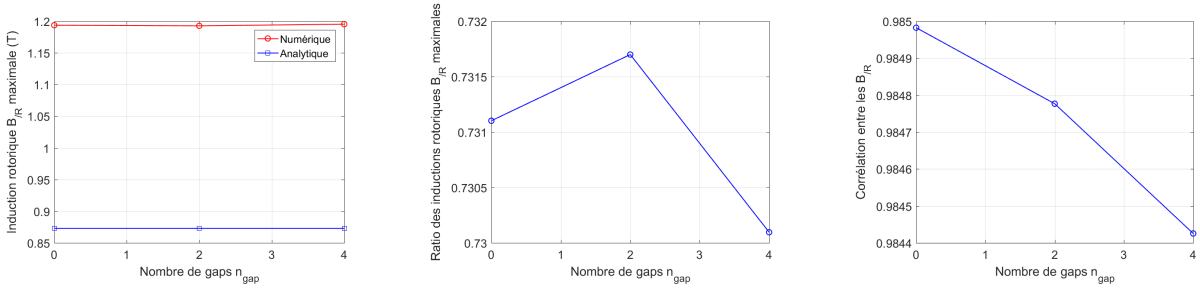
(b) PSS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 2$ gaps.

(c) PSS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 4$ gaps.

FIGURE II.16: Spectres des inductions magnétiques rotoriques du moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

Les fonctions de perméance permettent la aussi une très bonne retranscription de l'induction rotorique dans l'entrefer. Les contenus harmoniques obtenus à partir des méthodes analytiques et numériques correspondent également bien. Il est à noter que, pour un même ratio de sectorisation p_{gap}, l'augmentation du nombre de gaps n_{gap} permet de réduire le nombre de sous-harmoniques, comme le montre les figures II.16b et II.16c. Cela résulte du fait que l'induction rotorique de fondamental d'ordre p_0 est modulée par une fonction de fréquence n_{gap} : des harmoniques d'ordre $k \times p_0 \pm r \times n_{gap}$, avec k et r des nombres entiers, sont donc générés.

Une comparaison plus détaillée est présentée figure II.17, avec notamment les valeurs crêtes et les valeurs de corrélation. En dehors des gaps, des pointes sur les inductions déterminées par éléments finis sont visibles et entraînent une différence entre les valeurs crêtes analytiques et numériques. Ces pointes peuvent être des variations numériques dues à la zone de calcul à proximité d'un domaine de nature différente, et ne signifient pas pour autant que les $B_{/R}$ analytiques ne sont pas correctement estimées.



(a) Valeurs crêtes.

(b) Ratio entre les valeurs crêtes.

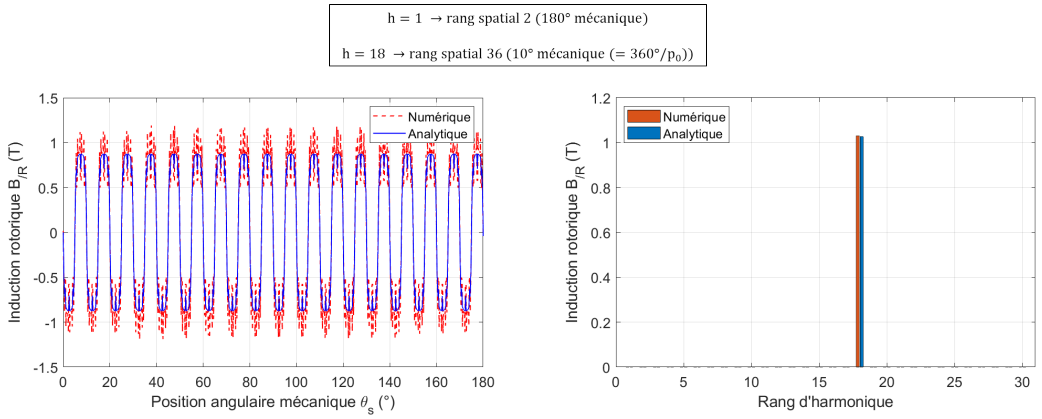
(c) Corrélation.

FIGURE II.17: Comparaison des inductions magnétiques $B_{/R}$ obtenues par méthodes de calculs analytiques et numériques pour le moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

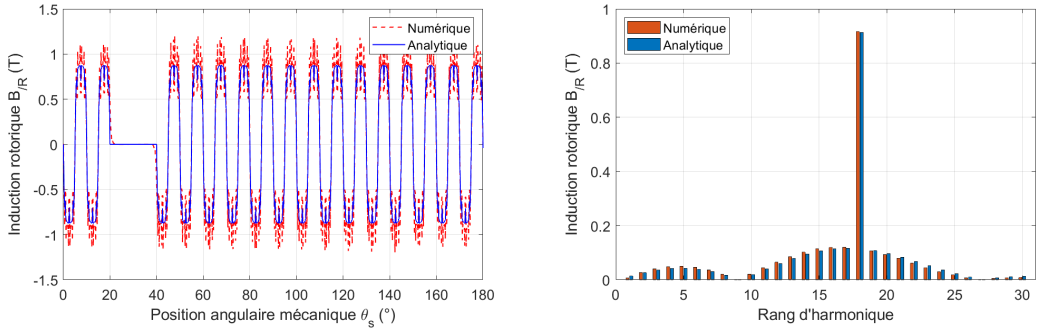
La différence d'amplitude entre les inductions analytiques et numériques est bien visible figure II.17a. Cependant le ratio entre les deux ne varie que très peu (figure II.17b) et la corrélation entre les formes d'ondes est supérieure à 0,98 pour les nombres de gaps étudiés.

ii) Sectorisation du rotor : cas du moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

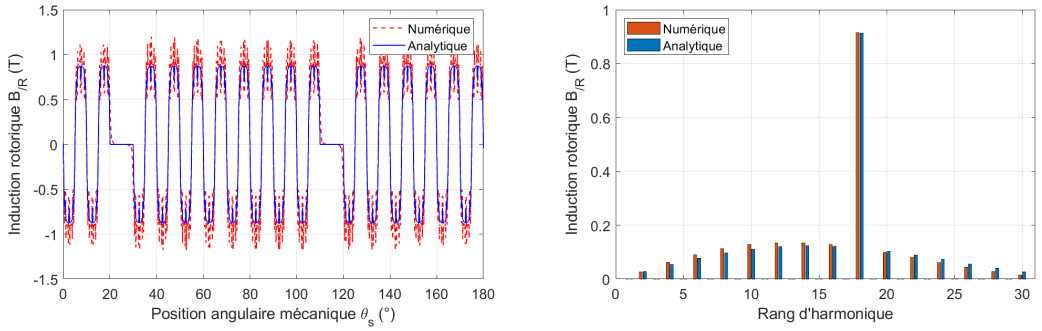
De la même manière que précédemment, une fonction de modulation (variant entre 0 et 1) est utilisée afin de supprimer la contribution des aimants dans les zones sectorisées. Les résultats sont présentés à la figure II.18.



(a) Sans sectorisation.



(b) PRS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 2$ gaps.

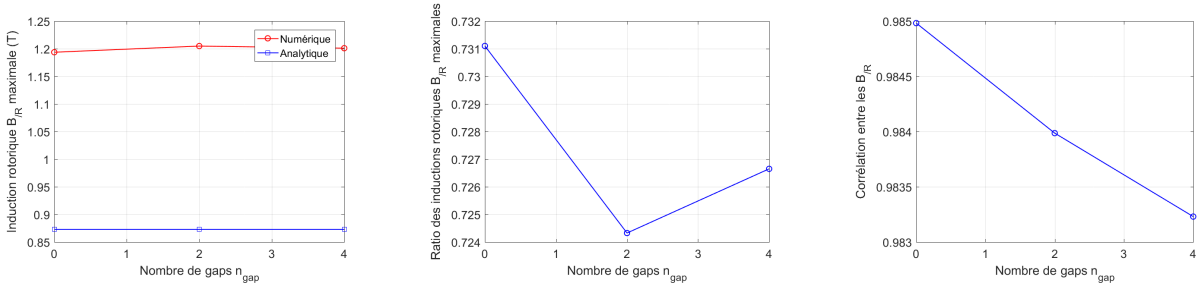


(c) PRS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 4$ gaps.

FIGURE II.18: Inductions magnétiques rotoriques pour le moteur pour la propulsion navale PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

La chute de l'induction au niveau des gaps du rotor est moins brusque que pour le cas étudié précédemment (cahier des charges de la génératrice hydrolienne). Les contenus harmoniques sont bien estimés, notamment avec la raie majoritaire au rang 18 (soit le rang spatial 36 puisque la simulation est faite sur une demi machine) qui correspond au nombre de paires de pôles du moteur de propulsion. Dans le but d'améliorer la corrélation entre les signaux, il pourrait être envisagé d'utiliser, à la place de la fonction de modulation, une fonction de perméance avec une diminution analogue à celle utilisée dans les encoches et les gaps amagnétiques au stator ce qui permettrait de prendre mieux en compte les phénomènes en bout de secteurs.

La validité du modèle est ensuite estimée via la comparaison entre les valeurs crêtes et avec la fonction de corrélation (figure II.19).



(a) Valeurs crêtes. (b) Ratio entre les valeurs crêtes. (c) Corrélation.

FIGURE II.19: Comparaison des inductions magnétiques $B_{/R}$ obtenues par calculs analytiques et numériques pour le moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

Comme pour le moteur PSS, les valeurs crêtes sont un peu différentes mais la variation du ratio n'évolue que sur 1%. Malgré la fonction de modulation qui ne permet pas une estimation parfaite de $B_{/R}$ au niveau des extrémités des gaps, la corrélation est tout de même supérieure à 0,98. Il y a une légère diminution de la valeur de corrélation avec l'augmentation du nombre de gap n_{gap} qui peut s'expliquer par les effets engendrés par la fonction de modulation à l'extrémité des gaps.

Le modèle analytique d'estimation de l'induction créée au rotor par les aimants permanents étant validé, il convient dans un second temps d'évaluer l'induction magnétique créée par les bobinages du stator.

II.4 Calcul du champ d'induit

Comme pour le cas de l'induction créée par les aimants, des méthodes classiques permettant le calcul analytique de l'induction magnétique créée par les bobinages dans l'entrefer (sans considérer les aimants) d'une machine synchrone $B_{/S}$ sont connues [ZH93a ; Pro+03]. Il s'agit dans un premier temps de déterminer l'induction d'entrefer de chacune des m phases de la machine pour un courant unitaire, puis de sommer les m signaux pondérés par les valeurs des courants d'alimentation des phases pour obtenir l'induction créée par l'ensemble des bobinages du stator. On obtient ainsi l'induction créée par les bobinages sans considérer les aimants pour n'importe quelle valeur des courants d'alimentation des phases.

A des fins d'analyse des résultats, des décompositions spectrales des inductions magnétiques sont réalisées sur les domaines de simulations ($1/7^{ème}$ pour la génératrice HSS, $1/6^{ème}$ pour la génératrice HRS et $1/2^{ème}$ pour le moteur de propulsion). La concordance entre les rangs d'harmoniques visibles

sur la présentations des spectres et les rangs spatiaux (sur les 360 ° du signal) est indiquée sur les figures contenant des décompositions harmoniques.

II.4.1 Modèle de calcul analytique classique

Le modèle classique utilisé provient de l'expression du potentiel vecteur $\vec{A}$ qui est la solution déterminée par séparation de variables de l'équation de la magnétostatique. La connaissance de $\vec{A}$ permet alors de déterminer $\vec{B}$ par l'équation (II.7). Ainsi la composante radiale de l'induction statorique créée par la phase i peut être décrite par l'équation (II.8) pour une position angulaire θ_s et à un rayon r dans l'entrefer, avec les coefficients de Fourrier décrits dans l'équation (II.9).

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot}\vec{A} \tag{II.7}$$

$$B^i_{/S}(r,\theta_s) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \left(\widehat{B^i_{/S}}(r,\theta_s)\right)_v \mathrm{e}^{jv\theta_s} \tag{II.8}$$

$$\left(\widehat{B^i_{/S}}(r,\theta_s)\right)_v = \frac{jv}{r}\frac{\mu_0 R_s}{|v|}\frac{\left(\frac{r}{R_r}\right)^{|v|} + \left(\frac{r}{R_r}\right)^{-|v|}}{\left(\frac{R_s}{R_r}\right)^{|v|} - \left(\frac{R_s}{R_r}\right)^{-|v|}}\widehat{k(\theta_s)}_v \tag{II.9}$$

L'induction créée par les bobinages de la phase i de la MSAP dans l'entrefer aux coordonnées (r,θ_s) dépend du nombre d'encoches Q_{s0} et du nombre de conducteurs par encoches n_{cd}. Les paramètres géométriques de la machine, comme la largeur d'ouverture des encoches en radians (ϵ_s) et les différents rayons présentés à la figure II.1, interviennent également.

$\widehat{k(\theta_s)}_v$ correspond aux coefficients de Fourier de la densité de courant surfacique et se détermine en fonction du courant de phase I_i et de la fonction de densité des conducteurs D_i pour la phase i, comme décrit par l'équation (II.10) [Scu20]. Ces notions sont présentées dans l'annexe D.

$$\widehat{k(\theta_s)}_v = \widehat{D}_{iv} I_i = \frac{n_{cd}}{R_s \epsilon_s}\frac{1}{\pi v} sin\left(v\frac{\epsilon_s}{2}\right)\frac{Q_{s0}}{m}\widehat{K^i_{w,v}} I_i \tag{II.10}$$

$\widehat{K^i_{w,v}}$ est le coefficient de bobinage complexe d'ordre v (pour la phase i) : il est défini par transformée de Fourier discrète de la distribution de bobinage de la phase i comme exposé dans [Scu20] et dans l'annexe D.

Dans ce premier modèle, les effets de l'encochage ne sont pas pris en compte, l'entrefer est donc supposé constant, et les conducteurs sont supposés répartis en surface du stator au niveau des ouvertures d'encoches selon l'hypothèse du mur ferromagnétique [ZH93a]. Pour prendre en compte les effets de l'encochage, la fonction de perméance décrite par l'équation (II.5) dans la section II.3.2.1 est utilisée. Il reste maintenant à adapter ce modèle aux cas de sectorisations du stator et du rotor.

II.4.2 Adaptation pour la prise en compte d'une sectorisation au stator

Dans le cas d'une sectorisation du stator, que ce soit par un matériau amagnétique ou ferromagnétique, le bobinage de la machine est modifié. Pour la prise en compte du gap introduit il suffit donc d'utiliser le modèle classique (équations (II.8) et (II.9)) et d'annuler l'induction créée par les bobinage dans les zones sans conducteurs (gaps). Pour cela une nouvelle fonction de perméance qui prend en compte à la fois l'encochage et annule l'induction dans le gap, comme présentée à la figure II.20, est mise en œuvre.

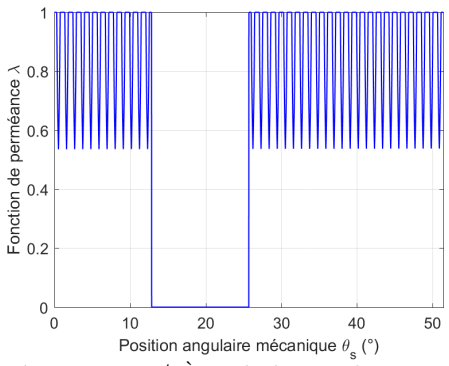


FIGURE II.20: Fonction de perméance sur $1/7^{ème}$ de la machine considérée avec stator sectorisé (140 paires de pôles, 336 encoches, 7 gaps, et 25% de sectorisation).

II.4.3 Adaptation pour la prise en compte d'une sectorisation au rotor

Dans le cas d'une sectorisation du rotor, en fonction du matériau dans le gap les comportements vont être différents. En effet le stator et donc les bobinages restent les mêmes dans les deux cas, mais la différence de perméabilité qu'ils verront au niveau du rotor va influencer la propagation des lignes de champ dans l'entrefer.

De ce fait, pour une sectorisation ferromagnétique, les lignes de champ sont canalisées de la même manière que dans les zones contenant des parties actives. En effet les aimants sont neutralisés pour le calcul de l'induction créée par le stator. Cette sectorisation n'a donc pas d'influence sur l'induction statorique dans l'entrefer et le modèle classique de calcul peut être utilisé.

Pour ce qui est d'un gap amagnétique, les lignes de champ des bobines en face de ces gaps n'ont plus de matériau de grande perméabilité dans lequel se canaliser. Comme la segmentation consiste à supprimer des paires de pôles entières, l'impact de la variation d'entrefer sur le champ d'induit est estimé en considérant la relation (II.9) avec un rayon rotorique R_r tendant vers 0, ce qui revient à considérer l'entrefer très grand sur toute la largeur angulaire du gap (et à négliger les effets de redistribution du champ en bords de gap).

II.4.4 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien

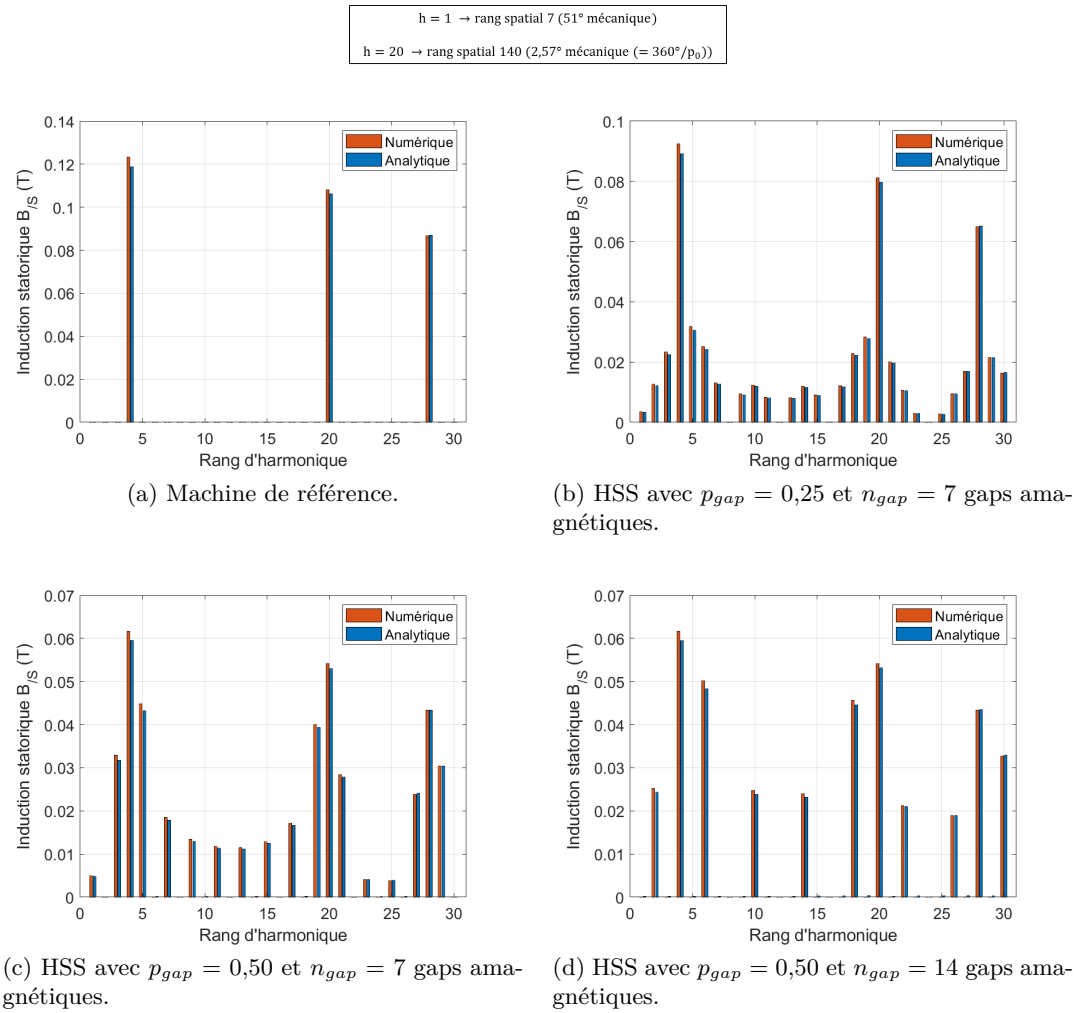
Le modèle d'estimation de l'induction au stator est validé par comparaison avec des calculs par EF2D pour les machines du cahier des charges hydrolien dont les dimensions sont décrites dans le chapitre I aux tableaux I.1, I.2 et I.3.

i) Sectorisation du stator : cas de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$).

Dans le cas d'une sectorisation du stator, que ce soit des gaps amagnétiques ou ferromagnétiques introduits, les résultats d'induction magnétique créée dans l'entrefer par les conducteurs sont proches compte tenu que les gaps contiennent des périodes entières de bobinage (larges gaps). Il est donc considéré que, pour notre cas d'étude, le matériau utilisé n'influe pas sur la distribution du bobinage.

Afin d'estimer les inductions magnétiques créées par les bobinages du stator, les fonctions de perméance utilisées sont de la forme de celle présentée figure II.20. La figure II.21 présente ainsi l'évolution des inductions $B_{/S}$ pour la machine de référence et les machines avec gaps amagnétiques au stator, dans le cas d'une alimentation sinusoïdale avec un courant efficace nominal de $1042A$. Les inductions correspondent à l'instant ou $\theta_r = 0$ (soit $I_2 = 0$ et $I_1 = -I_3 = I_{eff}\sqrt{2}\frac{\sqrt{3}}{2}$).

Seules les décompositions spectrales sont présentées ici mais les formes d'ondes sont disponibles en annexe C.3.



(a) Machine de référence.

(b) HSS avec $p_{gap} = 0{,}25$ et $n_{gap} = 7$ gaps amagnétiques.

(c) HSS avec $p_{gap} = 0{,}50$ et $n_{gap} = 7$ gaps amagnétiques.

(d) HSS avec $p_{gap} = 0{,}50$ et $n_{gap} = 14$ gaps amagnétiques.

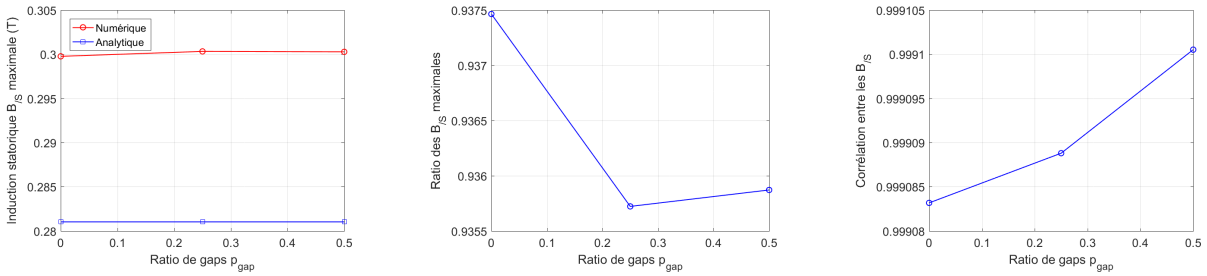
FIGURE II.21: Analyses spectrales des inductions statoriques de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec différents p_{gap}.

L'harmonique 20 correspond au rang spatial 140 (h=20 pour $1/7^{ème}$ de la machine), autrement dit à la polarité de la machine. Sur la figure II.21a le sous-harmonique 4 (soit le rang spatial 28) résulte de la distribution de base 12/5/3 (nombre d'encoches réduit/nombre de paires de pôles réduit/nombre de phases). Autrement dit, c'est l'harmonique qui est lié à la périodicité spatiale du bobinage à $S_{pp} = 2/5$. La distribution de base génère un fondamental à 5 et un sous-harmonique à 1 pour 12 encoches, soit $1/28^{ème}$ de la machine (12 est le nombre réduit d'encoches de la machine et 5 le nombre réduit de paires de pôles). Cela correspond à un sous-harmonique d'ordre 28 pour un fondamental à 140 (ce sont les raies 4 et 20 de la figure II.21). Ces raies se retrouvent quelque soit le ratio de sectorisation p_{gap} et le nombre de gaps n_{gap}.

La sectorisation introduit de nombreux harmoniques et l'augmentation de p_{gap} permet de les réduire, ainsi que leurs amplitudes comme on peut le voir à la figure II.21.

De la même manière que pour $B_{/R}$, la variation du nombre de gaps n'affecte pas la précision de l'évaluation analytique de $B_{/S}$ en référence au calcul par éléments finis, pour les cas considérés.

Pour une meilleure comparaison, la figure II.22 présente ainsi l'évolution des inductions $B_{/S}$ maximales et la fonction de corrélation entre les résultats obtenus par les modèles analytiques et par éléments finis pour différentes valeurs de p_{gap}.



(a) Valeurs crêtes. (b) Ratio entre les valeurs crêtes. (c) Corrélation.

FIGURE II.22: Comparaison des inductions magnétiques $B_{/S}$ issues de calculs analytiques et numériques pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $n_{gap} = 7$ gaps.

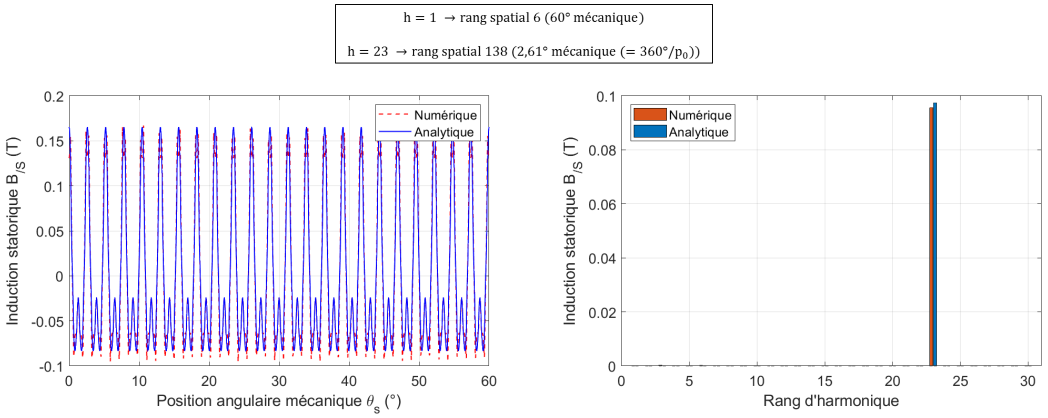
Le modèle analytique permet une bonne estimation des inductions $B_{/S}$ avec une différence avec les résultats obtenus sous Flux^{TM}2D inférieure à 8% pour les valeurs maximales et une corrélation entre les signaux de plus de 0,999. On constate également que le contenu harmonique des signaux est très proche pour les calculs avec les deux méthodes.

ii) Sectorisation du rotor : cas de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$).

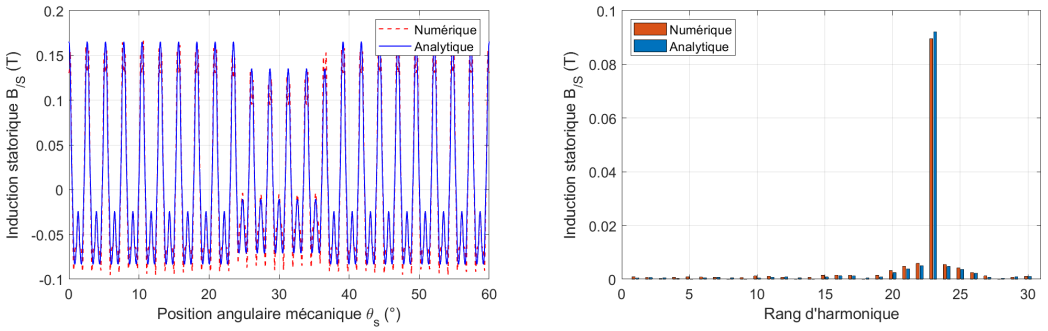
La figure II.23 compare les inductions magnétiques statoriques obtenus avec le modèle analytique et le modèle par élements finis pour différentes proportions de gaps amagnétiques. Les résultats dus aux gaps ferromagnétiques ne sont pas présentés puisque la forme d'onde est la même que la machine de référence. En effet le circuit magnétique du rotor est alors similaire à celui d'une machine non sectorisée et permet de canaliser de la même manière les lignes de champ créées au stator par les bobinages d'une machine dont on aurait neutralisé les aimants. L'instant présenté correspond à une alimentation des phases telle que $I_1 = I_2 = -I_{eff}\sqrt{2}/2$ et $I_3 = I_{eff}\sqrt{2}$ (avec un courant nominal efficace $I_{eff} = 423A$).

L'harmonique de rang 23 correspond à la polarité de la machine (h=23 sur $1/6^{ème}$ de la machine est équivalent au rang spatial 138). Les résultats obtenus par calculs analytiques sont proches des résultats obtenus par calculs numériques. La diminution de l'induction aux niveaux des gaps est bien retranscrite comme le montrent les figures II.23b et II.23c. De plus la sensibilité du champ à la saillance rotorique (engendrée par la sectorisation du rotor) semble négligeable puisque les effets de bords ne sont pas pris en compte dans le modèle analytique.

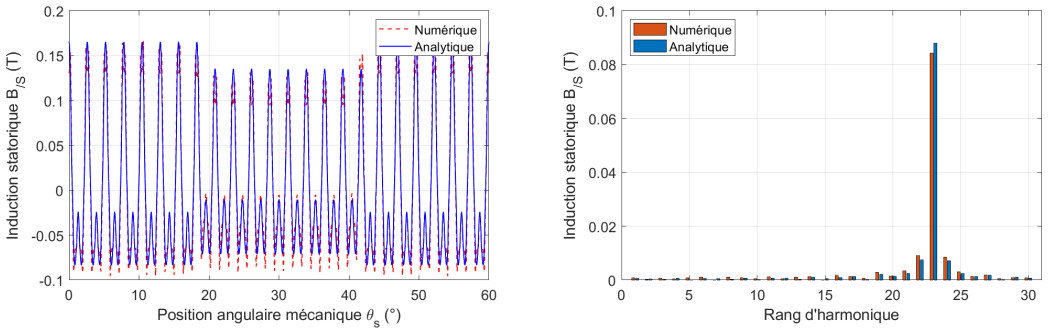
Dans le cas d'une sectorisation du rotor, la méthode analytique présentée précédemment permet de déterminer l'induction $B_{/S}$ avec un écart inférieur à 2% par rapport aux résultats obtenus sous Flux^{TM}2D pour les valeurs maximales (figures II.24a et II.24b). Les deux modèles donnent pour résultats des signaux très proches puisque la corrélation est supérieure à 0,974 pour une sectorisation amagnétique et supérieure à 0,979 pour des gaps dans lesquels la culasse rotorique reste en place (sectorisation ferromagnétique), ainsi que pour le cas non sectorisé, soit le premier point de la figure II.24c.



(a) Machine de référence.

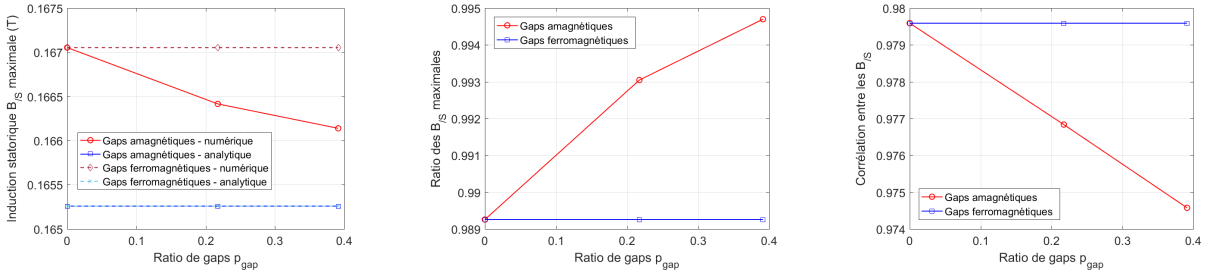


(b) HRS avec $p_{gap} = 0{,}217$ et $n_{gap} = 6$ gaps amagnétiques



(c) HRS avec $p_{gap} = 0{,}391$ et $n_{gap} = 6$ gaps amagnétiques.

FIGURE II.23: Formes d'ondes et analyses spectrales des inductions statoriques de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec différents p_{gap}.



(a) Valeurs crêtes. (b) Ratio entre les valeurs crêtes. (c) Corrélation.

FIGURE II.24: Comparaison des inductions magnétiques $B_{/S}$ obtenues par calculs analytiques et numériques pour la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $n_{gap} = 6$ gaps.

II.4.5 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur

Les dimensions de la machine servant ici de cas test correspondant au cahier des charges propulseur sont données dans le tableau I.4 (chapitre I). Le bobinage est alimenté par un courant sinusoïdal de valeur efficace égale à $59,8A$ (courant nominal). A l'instant considéré on a $\theta_r = 0$, ce qui donne $I_1 = I_2 = -I_{eff}\sqrt{2}/2$ et $I_3 = I_{eff}\sqrt{2}$.

i) Sectorisation du stator : cas du moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

Une comparaison des formes d'ondes et des décompositions spectrales des inductions statoriques obtenues par calculs analytiques et numériques est effectuée. La figure II.25 présente ainsi les évolutions des inductions pour plusieurs nombres de gaps n_{gap}.

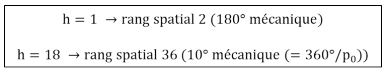
Les formes d'ondes correspondant aux résultats par calculs analytiques et par calculs numériques présentent des différences au niveau de l'amplitude. Cependant les valeurs crêtes des inductions obtenus par EF2D semblent varier d'une période de bobinage à l'autre, même pour la machine sans sectorisation, ce qui ne devrait pas être le cas. Les écarts entre les valeurs crêtes sont donc probablement en partie dus au maillage.

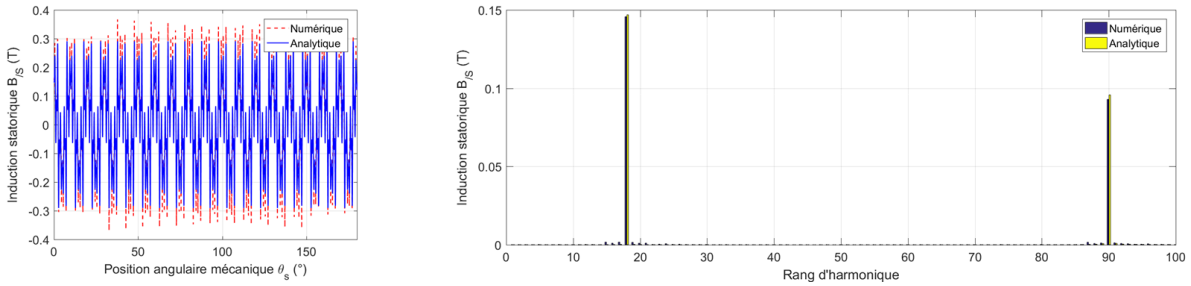
La figure II.26 propose les signaux d'induction $B_{/S}$ sur une plus petite variation de θ_s. La figure met en évidence que l'hypothèse d'une annulation brusque de $B_{/S}$ dans les gaps n'est pas vérifiée.

Le modèle de calcul analytique permet néanmoins d'obtenir une bonne estimation du contenu harmonique de l'induction statorique pour les machines correspondant au cahier des charges propulseur. L'augmentation du nombre de gaps engendre une réduction du nombre d'harmonique avec notamment la suppression des harmoniques impairs.

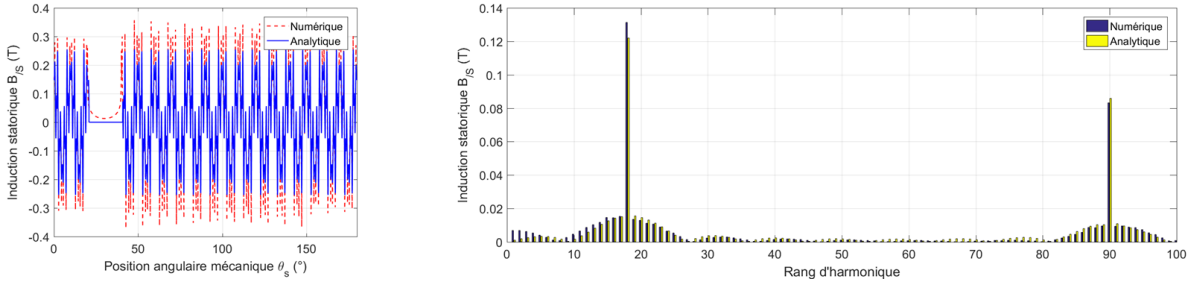
La figure II.27 présente une comparaison plus détaillée des résultats obtenus par le modèle analytique et la méthode numérique par éléments finis en fonction du nombre de gaps.

Les écarts entre les valeurs crêtes calculées par les deux méthodes sont importants (aux environs de 30%) comme le montre la figure II.27b. Cette différence était déjà visible sur les formes d'ondes. En ce qui concerne la corrélation des signaux, elle varie entre 0,954 pour le propulseur sans sectorisation et 0,943 pour le PSS avec 4 gaps. Ces écarts sont dus aux variations d'amplitude et à l'estimation de $B_{/S}$ dans les gaps. La corrélation pourrait probablement être améliorée par une adaptation de la fonction de perméance dans les zones sectorisées.

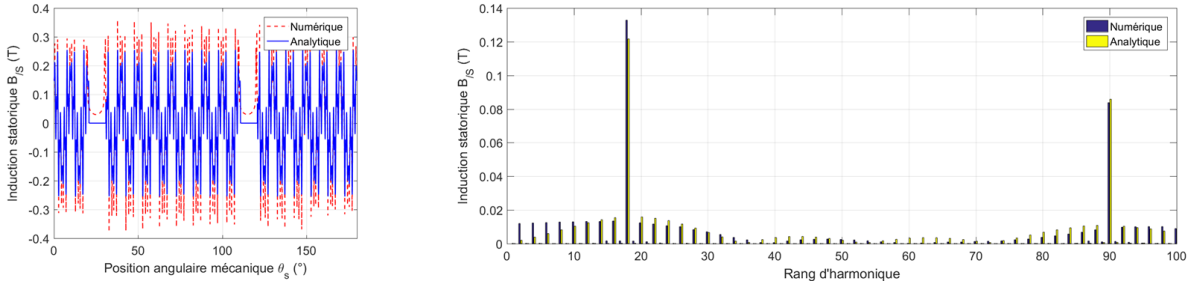




(a) Sans sectorisation.

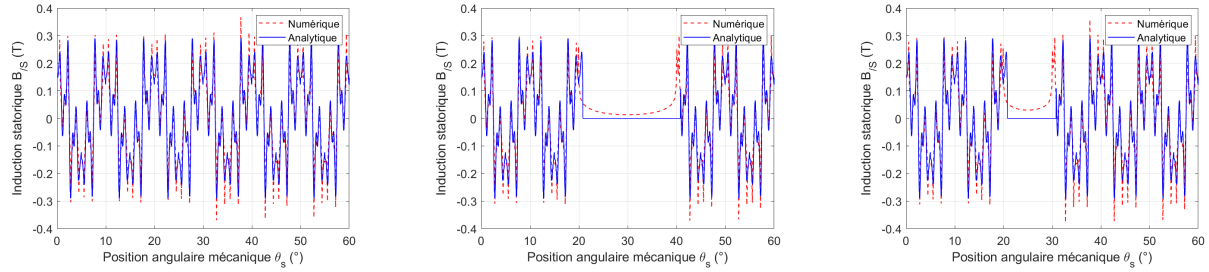


(b) PSS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 2$ gaps.



(c) PSS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 4$ gaps.

FIGURE II.25: Inductions magnétiques statoriques pour le moteur de propulsion PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

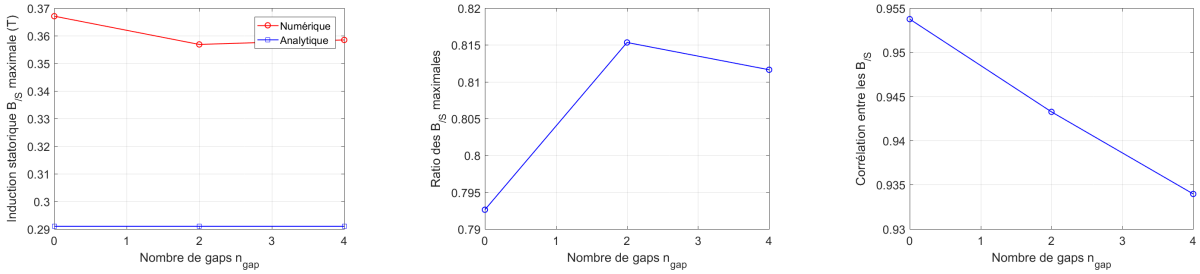


(a) Sans sectorisation.

(b) PSS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 2$ gaps.

(c) PSS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 4$ gaps.

FIGURE II.26: Zoom sur les inductions magnétiques $B_{/S}$ du moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).



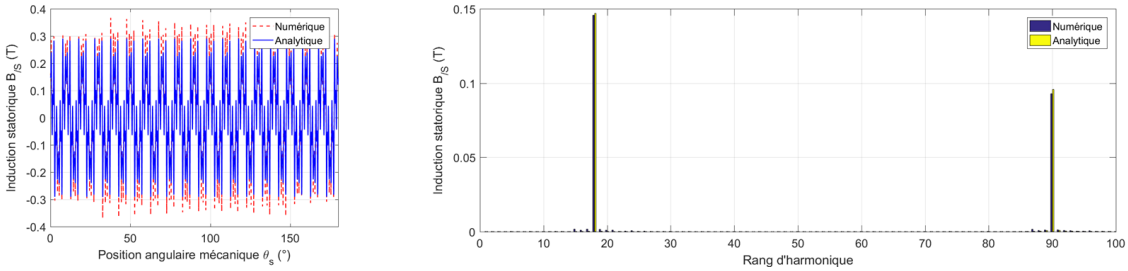
(a) Valeurs crêtes. (b) Ratio entre les valeurs crêtes. (c) Corrélation.

FIGURE II.27: Comparaison des inductions magnétiques $B_{/S}$ issues de calculs analytiques et numériques pour le moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

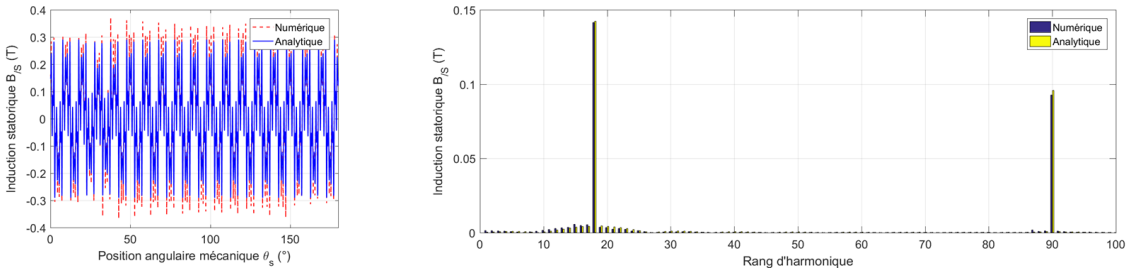
ii) Sectorisation du rotor : cas du moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$)

h = 1 → rang spatial 2 (180° mécanique)

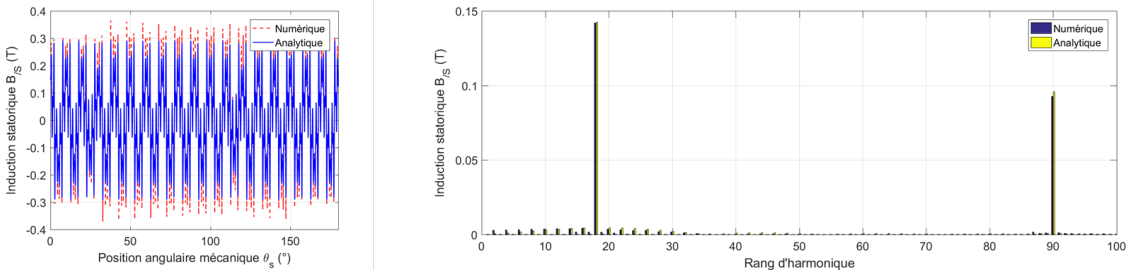
h = 18 → rang spatial 36 (10° mécanique (= 360°/p_0))



(a) Sans sectorisation.



(b) PRS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 2$ gaps.



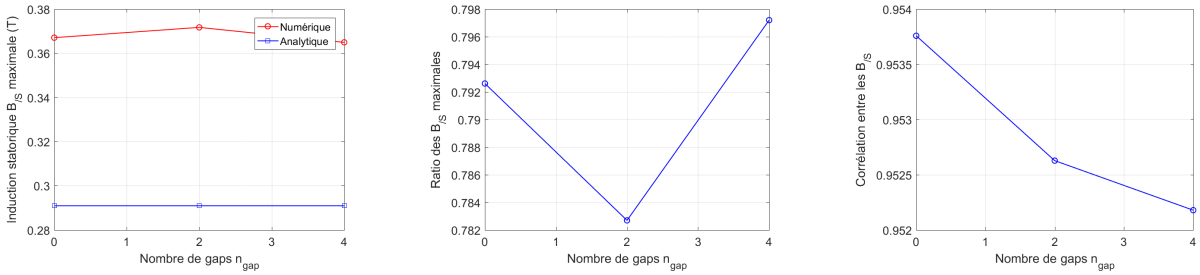
(c) PRS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 4$ gaps.

FIGURE II.28: Inductions magnétiques statoriques pour le moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

La figure II.28 présente l'induction magnétique dans le cas du moteur pour la propulsion PRS.

La sectorisation du rotor ne modifie pas la topologie du bobinage, l'induction statorique n'est donc que peu modifiée comme le montre la figure II.28. La structure géométrique du propulseur fait que l'amplitude dans les gaps varie légèrement par rapport à l'induction en dehors de gaps en comparaison de la génératrice pour hydrolienne.

La figure II.29 propose la comparaison entre les valeurs crêtes obtenues par calculs analytiques et numériques ainsi que la corrélation entre les signaux.



(a) Valeurs crêtes. (b) Ratio entre les valeurs crêtes. (c) Corrélation.

FIGURE II.29: Comparaison des inductions magnétiques $B_{/S}$ issues de calculs analytiques et numériques pour le moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

La corrélation entre les signaux est plus importante (0,95) que dans le cas de la sectorisation du stator puisque l'induction dans les gaps est mieux estimée.

II.5 Résumé intermédiaire des estimations de champs magnétiques

Un résumé des différents résultats présentés pour les cahiers des charges des génératrices pour hydrolienne et des moteurs pour la propulsion navale, est proposé dans les tableaux récapitulatifs II.1 et II.2. Ces résultats concernent l'estimation des champs magnétiques créées par les aimants permanents au rotor et par les bobinages au stator.

Q_s	p	configuration	p_{gap}	n_{gap}	$B_{/R}$ max	$B_{/S}$ max
336	140	SS de référence	0	0	0,93	0,94
336	140	SS-amagnétique	0,25	7	0,92	0,94
336	140	SS-amagnétique	0,5	7	0,92	0,94
336	140	SS-amagnétique	0,5	14	0,93	0,94
336	140	SS-ferromagnétique	0,25	7	0,93	-
336	140	SS-ferromagnétique	0,5	7	0,93	-
414	138	RS de référence	0	0	0,93	0,99
414	138	RS-amagnétique	0,217	6	0,91	0,99
414	138	RS-amagnétique	0,391	6	0,91	0,99

TABLE II.1: Ratios des inductions maximales obtenues par calculs analytiques sur ceux obtenus par la méthode des éléments finis pour les génératrices pour hydroliennes.

Q_s	p	configuration	p_{gap}	n_{gap}	$B_{/R}$ max	$B_{/S}$ max
216	36	SS de référence	0	0	0,73	0,79
216	36	SS-amagnétique	0,11	2	0,73	0,82
216	36	SS-amagnétique	0,11	4	0,73	0,81
216	36	RS-amagnétique	0,11	2	0,72	0,78
216	36	RS-amagnétique	0,11	4	0,73	0,80

TABLE II.2: Ratios des inductions maximales obtenues par calculs analytiques sur ceux obtenus par la méthode des éléments finis pour les moteurs de propulsion navale.

Le ratio entre les inductions maximales obtenus avec les méthodes de calcul numériques et analytiques est supérieur à 0,9 pour toutes les génératrices pour hydroliennes étudiées et entre 0,7 et 0,8 pour les moteurs de propulsion navale. Les modèles analytiques proposés pour l'estimation de l'induction fonctionnent donc bien dans le cas de machine sectorisée (au rotor ou au stator) avec de grands gaps (plusieurs paires de pôles). Les modèles offrent de moins bons résultats pour les plus petits gaps du fait que les effets à l'interface entre les secteurs et les gaps ne sont pas pris en compte.

Ces modèles de calculs analytiques des inductions magnétiques d'une MSAP permettent dans un second temps d'évaluer les pressions magnétiques qui s'exercent sur la structure du stator, ainsi que les déformations engendrées.

II.6 Calcul des pressions magnétiques radiales

Les inductions magnétiques créées au sein de la machine synchrone entraînent des efforts sur sa structure. Il y a ainsi des forces magnétiques qui s'exercent pouvant occasionner des vibrations ainsi que du bruit [Bas13]. La contribution radiale de ces forces magnétiques est également à l'origine de déformations de la structure [Zhu+09b] selon différents modes de vibration. Les déformations peuvent être particulièrement importantes dans le cas de structure annulaires de faible épaisseur radiale (ce qui est le cas des structures étudiées). Il est donc important d'estimer les pressions magnétiques qui s'exercent sur la structure du stator.

II.6.1 Modèle de calcul analytique

Les pressions magnétiques qui s'exercent sur le stator proviennent à la fois de l'induction créée par les aimants permanents du rotor et de l'induction due au stator et ses conducteurs. La composante tangentielle de la force magnétique créée le couple électromagnétique et la composante radiale est à l'origine de vibrations indésirables. Les pressions magnétiques radiales exercées peuvent être calculées avec le tenseur de Maxwell selon l'équation (II.11) [Zhu+09b].

$$P_{mag,r} = \frac{B_{rad}^2 - B_{tan}^2}{2\mu_0} \simeq \frac{B_{rad}^2}{2\mu_0} = \frac{\left(B_{/R} + B_{/S}\right)^2}{2\mu_0} \tag{II.11}$$

La composante tangentielle de l'induction magnétique B_{tan} est négligée ici. La composante radiale de l'induction B_{rad} correspond à la somme des inductions magnétiques dues aux aimants permanents et aux bobinages.

Afin de connaître le mode de vibration dominant, il faut regarder le plus petit ordre de la décomposition spectrale de la force radiale [Zhu+09b]. Ainsi, un mode vibratoire élevé conduira à

un faible bruit [Bas13] et inversement. De ce fait, dans un processus de pré-dimensionnement, il doit être vérifié que le système ne contient pas de modes vibratoires d'ordre bas, ou que les modes présents n'engendrent pas d'importantes déformations de la structure. Les différents rangs d'harmoniques de la pression magnétique radiales résultent de l'interaction entre les inductions rotorique et statorique. Ainsi, avec $h_{r,1}$, $h_{r,2}$, ... les harmoniques de $B_{/R}$ et $h_{s,1}$, $h_{s,2}$, ... les rangs d'harmoniques de $B_{/S}$, les harmoniques h de la pressions magnétiques sont [Zhu+09b] :

$$\begin{array}{ll} h = 2h_{r,i} & (i = 1, 2, 3, ..) \\ h = h_{r,i} \pm h_{r,j} & (i = j = 1, 2, 3, ...) \\ h = 2h_{s,i} & (i = 1, 2, 3, ..) \\ h = h_{s,i} \pm h_{s,j} & (i = j = 1, 2, 3, ...) \\ h = h_{r,i} \pm h_{s,j} & (i = j = 1, 2, 3, ...) \end{array} \tag{II.12}$$

Le plus petit rang observable pour une machine sans sectorisation correspond à $2\,\mathrm{gcd}(Q_{s0}, p_0)$ (gcd : plus grand diviseur commun) [Val+14], ce qui correspond à la périodicité du bobinage. Cependant cette relation n'est plus valable pour des machines segmentées.

Les rangs du spectre harmonique de la pression magnétique radiale sont appelés modes m_v. Pour $m_v \geqslant 2$ il y a m_v points d'attraction maximale entre le stator et le rotor qui provoquent une déformation du stator sur $2m_v$ axes comme le montre la figure II.30.

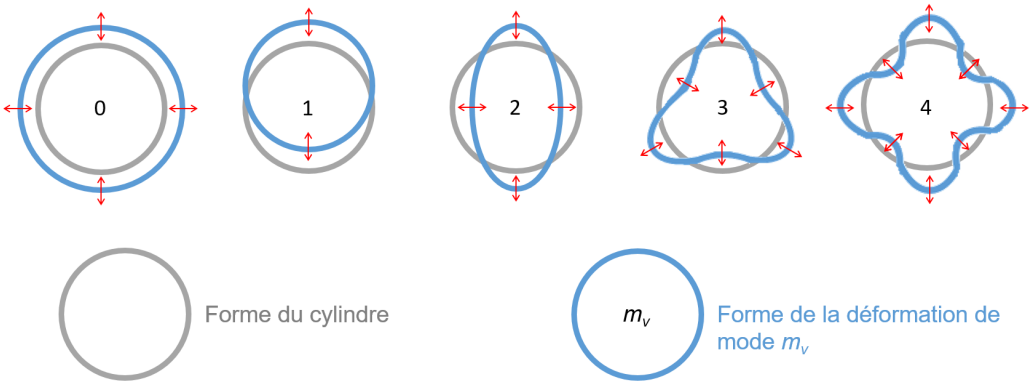


FIGURE II.30: Modes de déformation du stator.

A partir des modes m_v, il est ainsi possible de déterminer au premier ordre l'amplitude de la déformation A_{m_v} causée par ce mode. Pour $m_v \geq 2$ elle est donnée par l'équation (II.13) [CLB11 ; Val+14 ; VLN16]. Cette équation correspond au cas d'un stator classique encoché (sans sectorisation) considéré comme un cylindre évidé homogène. Lorsque la structure du stator est sectorisée par un matériau amagnétique il est supposé que cette équation est toujours valable (on considère que les gaps sont remplis de matériau avec un module d'Young comparable à celui de l'acier). Cette assertion est évidemment discutable, c'est pourquoi, pour une étude plus approfondie, il conviendrait de l'adapter à la sectorisation par une étude mécanique de la structure.

$$A_{m_v} = \frac{12 R_s R_y^3 p_{rm}}{E h_{ys}^3 \left(m_v^2 - 1\right)^2} \tag{II.13}$$

h_{ys} est la hauteur de la culasse du stator, R_y est le rayon moyen de la culasse du stator ($R_y = R_{ext} - (h_{ys}/2)$, p_{rm} l'amplitude du mode m_v (i.e. l'amplitude de la raie de l'harmonique de rang m_v) dans le contenu harmonique de la pression radiale, et E est un coefficient d'élasticité (module de Young). Pour le fer E vaut $2,1.10^{11} N.m^{-2}$ [CLB11].

Pour l'étude sur les machines tests, seules les courbes de pressions magnétiques calculées de manière analytiques sont présentées. Les ordres de grandeurs sont cependant vérifiés par simulations numériques. Le logiciel Flux^{TM}2D ne donnant pas directement les forces radiales, une estimation par calcul semi-numérique est utilisée : on se sert de l'induction en charge obtenue sous Flux^{TM}2D qui est ensuite traitée avec l'équation (II.11). C'est la même méthode qui est utilisée dans [Val+14]. La comparaison des pressions magnétiques obtenues par calculs analytique et numérique pour deux cas est présentée dans l'annexe C.4.

Concernant l'impact de la sectorisation, que ce soit au rotor ou au stator, l'introduction d'un gap créée une différence importante au niveau des pressions magnétiques. Il est donc nécessaire de regarder les modes de vibrations dominants afin d'évaluer si la structure est réalisable. Il est cependant à noter que, avec la rotation des parties actives du rotor, les forces qui s'exercent sur le stator varient ce qui créé d'importants efforts sur sa structure. Un important ratio de sectorisation peut générer un mode de vibration bas et rendre la structure peu viable. Une étude doit donc être menée pour différents ratio p_{gap} et nombre de gaps n_{gap}. La déformation due au mode de rang le plus bas (noté m_v) est évaluée mais nous nous intéressons également à la déformation due au mode qui correspond à la raie de plus haute énergie introduite par la segmentation (noté m_h). Ce mode est évalué si m_h est inférieur au plus petit rang de la machine de référence non sectorisée et si $m_h \neq m_v$.

II.6.2 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien

Pour l'étude de l'impact de la variation du taux de sectorisation p_{gap} sur les pressions magnétiques, les résultats analytiques des machines avec sectorisations (amagnétiques et ferromagnétiques) sont comparés avec les pressions magnétiques de la machine de référence sans sectorisation. La comparaison se fait sur toute la circonférence de la machine sur les formes d'ondes et sur les décompositions spectrales.

i) Sectorisation du stator : cas de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$).

Dans un premier temps la figure II.31 présente la forme des pressions magnétiques selon le calcul analytique pour l'HSS sans sectorisation, et celles avec 25% et 50% de sectorisation (cas amagnétique et ferromagnétique). Les bobinages sont alimentés par des courants sinusoïdaux de valeur efficace égale à $1042A$, et la position du rotor correspond à $\theta_r = 0$, comme sur la structure représentée à la figure II.31). Cela correspond à une alimentation des courants telle que $I_2 = 0$ et $I_1 = -I_3 = I_{eff}\sqrt{2}\frac{\sqrt{3}}{2}$.

Comme attendu, la sectorisation du stator mène à une variation des pressions magnétiques sur la paroi du stator. Dans le cas où des gaps amagnétiques sont introduits, les pressions magnétiques radiales aux niveaux des gaps sont nulles. En effet malgré le flux magnétique rotorique présent il n'y a plus de structure ferromagnétique pour canaliser les lignes de champ au stator, et donc aucune pression ne peut s'exercer par principe d'action réaction. En revanche si le matériau utilisé pour les gaps est ferromagnétique, la sectorisation du stator n'entraînera pas de grandes différences de pressions magnétiques entre les parties actives du stator et les gaps car le champ principal de la machine est dû aux aimants (il y a un rapport 2 entre les amplitudes de $B_{/S}$ et $B_{/R}$ pour cette structure). Le rapport entre les pressions maximales au niveau d'un secteur et au niveau d'un gap ferromagnétique est de 2 et l'amplitude de la pression radiale au niveau des gaps ferromagnétiques se retrouve aussi dans le cas d'une machine non sectorisée.

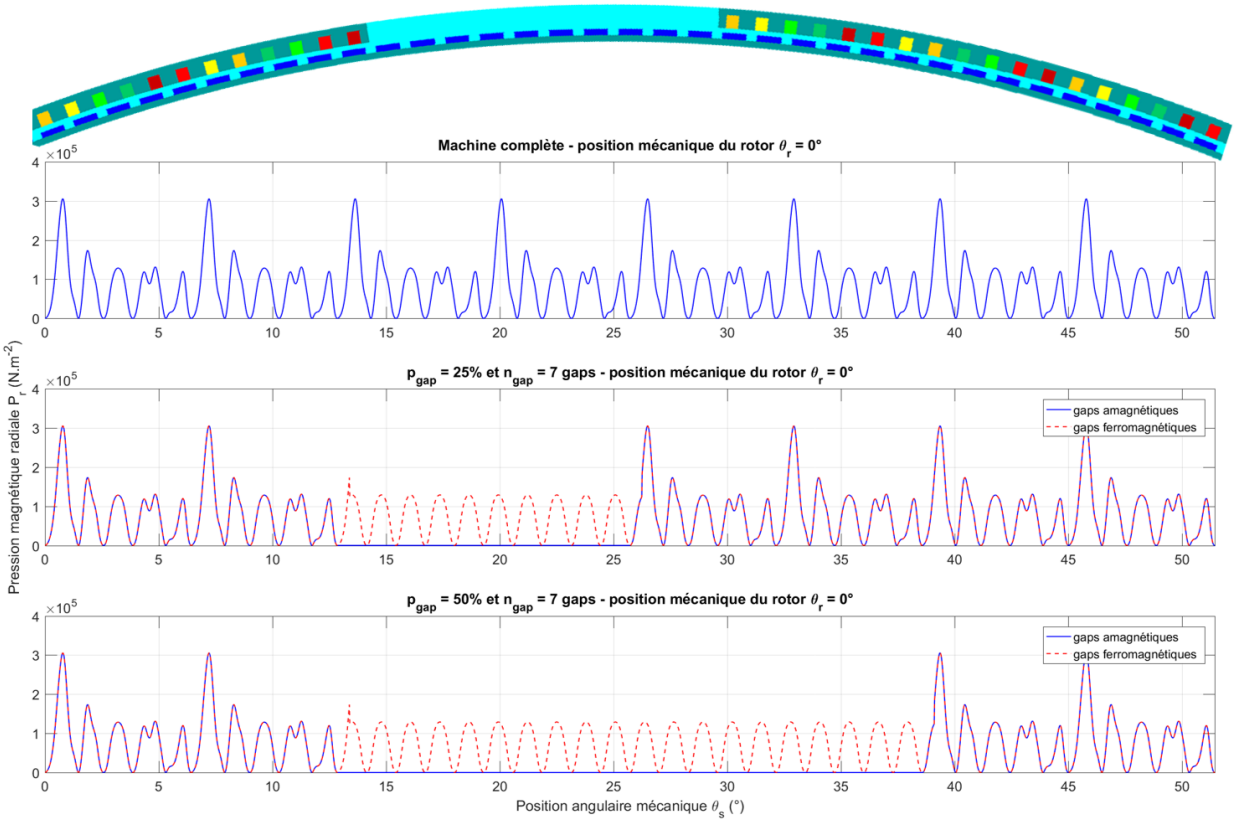
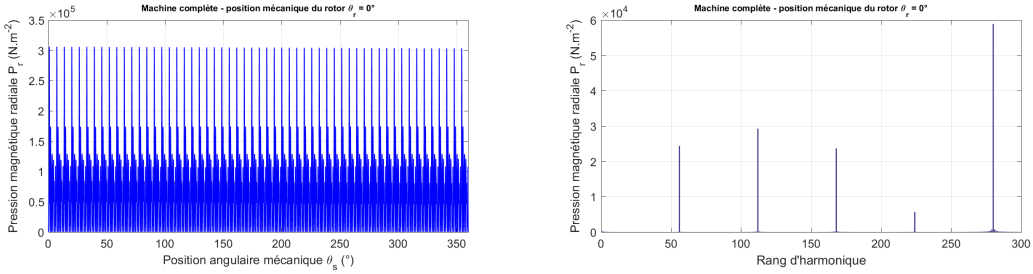


FIGURE II.31: Pressions magnétiques radiales exercées sur l'interface entrefer / stator des génératrices HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) sans sectorisation (en haut) et avec 25% (au milieu) et 50% (en bas) de sectorisation au stator, tracées sur $1/7^{ème}$ de la machine.

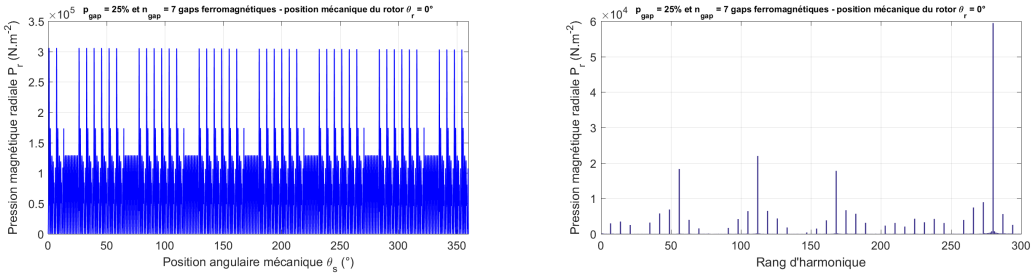
Les pressions magnétiques sont maintenant comparées sur toute la circonférence de la machine et une analyse spectrale est effectuée. Elles sont présentées aux figures II.32 dans le cas de gaps ferromagnétiques et II.33 dans le cas de sectorisations amagnétiques. Ces figures mettent en évidence les faibles variations dues à une sectorisation ferromagnétique.

La machine étudiée ici comporte 140 paires de pôles. Une raie à l'harmonique 280 est donc présente sur les décompositions spectrales. En dessous ce sont des sous-harmoniques obtenus par l'interaction entre les pôles et les ouvertures que contient le stator (ouvertures d'encoches et gaps pour les machines sectorisées) et le bobinage. Les sous-harmoniques 56, 112, 168 et 224 de la machine sans sectorisation résultent ainsi de l'interaction entre les 280 pôles et le bobinage à $S_{pp} = 2/5$ avec l'équation (II.12) (figure II.32a). Le plus petit rang observable pour la machine de référence est $h = 56$ ce qui correspond à $2\,\mathrm{gcd}(336, 140)$. Le mode de vibration le plus bas est alors a priori trop haut pour engendrer de considérables vibrations [Val+14].

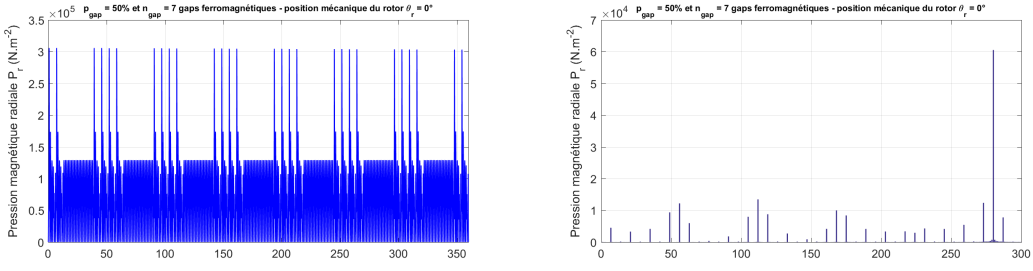
Les autres sous-harmoniques qui apparaissent lorsque le stator est sectorisé sont dus à l'interaction des pôles avec les gaps. Il est à noter que dans le cas de la sectorisation par un matériau ferromagnétique, ces sous-harmoniques ont une plus faible amplitude que dans le cas d'une sectorisation amagnétique. De plus l'utilisation d'un matériau ferromagnétique permet de réduire le nombre de sous-harmoniques interagissants pour développer une pression magnétique radiale. Cela se traduit par un spectre harmonique de l'induction rotorique qui contient moins de raies.



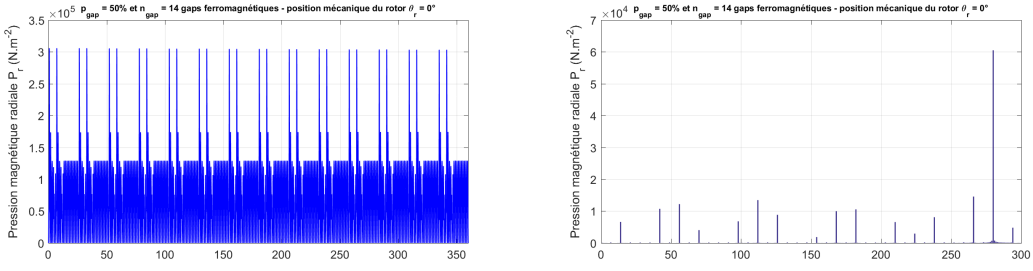
(a) Machine de référence.



(b) $p_{gap} = 0{,}25$ et $n_{gap} = 7$ gaps ferromagnétiques.

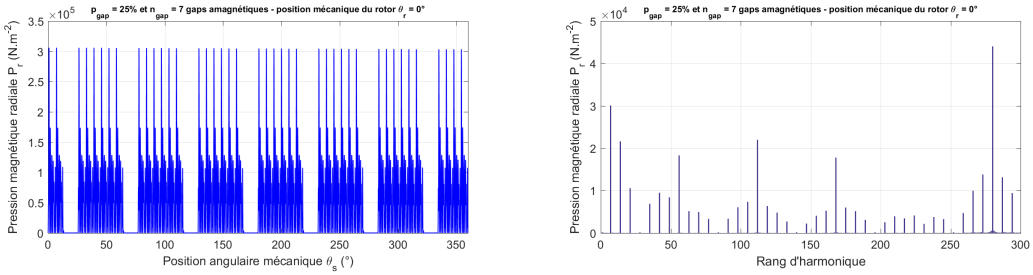


(c) $p_{gap} = 0{,}50$ et $n_{gap} = 7$ gaps ferromagnétiques.

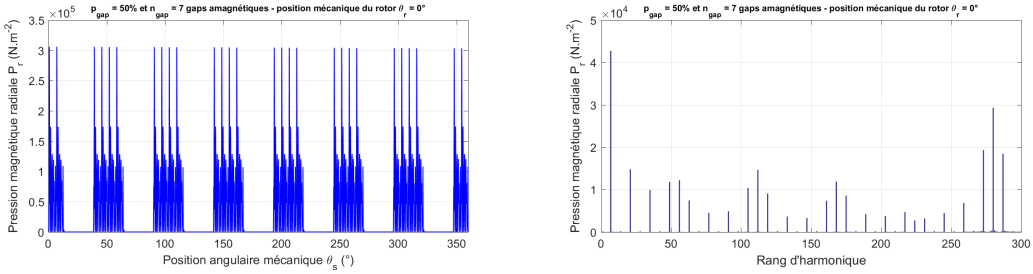


(d) $p_{gap} = 0{,}50$ et $n_{gap} = 14$ gaps ferromagnétiques.

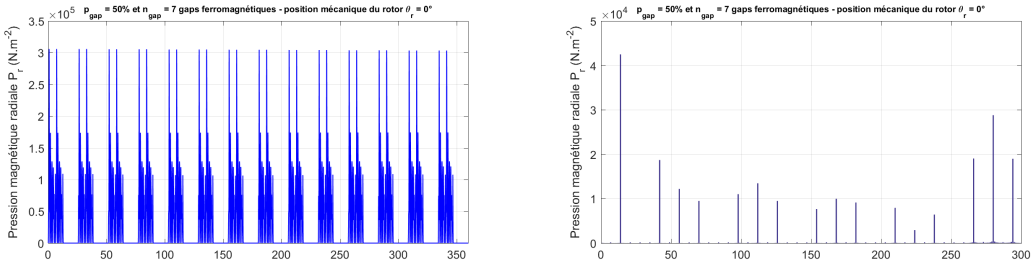
FIGURE II.32: Pressions magnétiques radiales exercées sur l'interface entrefer / stator de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$).



(a) $p_{gap} = 0{,}25$ et $n_{gap} = 7$ gaps amagnétiques.



(b) $p_{gap} = 0{,}50$ et $n_{gap} = 7$ gaps amagnétiques.



(c) $p_{gap} = 0{,}50$ et $n_{gap} = 14$ gaps amagnétiques.

FIGURE II.33: Pressions magnétiques radiales exercées sur l'interface entrefer / stator de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$).

Dans les deux cas le plus petit rang d'harmonique observable ici correspond au nombre de gaps introduits, soit 7 pour l'HSS avec 7 gaps et le rang 14 pour l'HSS avec 14 gaps. Il peut ainsi être déduit que l'augmentation du nombre de gaps au stator permet d'augmenter le plus petit ordre des harmoniques de la pression radiale et ainsi de réduire le bruit et les vibrations par répartition des efforts. Les figures II.32c et II.32d qui correspondent cette fois au cas d'une sectorisation ferromagnétique permettent d'arriver aux même conclusions. Regardons ce qu'il se passe au niveau de l'amplitude de la déformation. Pour cela l'équation (II.13) est utilisée. Les résultats pour l'hydrolienne à $S_{pp} = 2/5$ sont présentés dans le tableau II.3. Seules les déformations dues aux modes de plus petits rangs sont présentées. Dans le cas des sectorisations ferromagnétiques, ces rangs ne sont pas ceux de plus haute énergie puisque c'est le rang d'harmonique 273 qui a l'amplitude la plus élevée (en dehors des rangs présents pour la machine de référence). Ce mode est donc jugé trop grand pour créer une déformation significative car il est supérieur au plus petit mode de la machine non sectorisée de référence (il est rappelé que l'amplitude de déformation varie en $1/mode^4$).

Proportion de gap	Nombre de gap	Matériau des gaps	Plus petit mode de vibration m_v	p_{rm} $(N.m^{-2})$	A_{m_v} (mm)	A_{m_v} $(/h_g)$
0	0	-	56	$2,437.10^4$	9.10^{-3}	5.10^{-4}
0,25	7	amagnétique	7	$2,437.10^4$	48,8	2,4
0,25	7	ferromagnétique	7	$2,952.10^4$	4,8	0,2
0,50	7	amagnétique	7	$4,272.10^4$	69,3	3,5
0,50	7	ferromagnétique	7	$4,516.10^3$	7,3	0,4
0,50	14	amagnétique	14	$4,249.10^4$	4,2	0,2
0,50	14	ferromagnétique	14	$6,620.10^3$	0,65	0,03

TABLE II.3: Évolution de l'amplitude de la déformation statique due au plus petit mode de la pression magnétique radiale de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $h_g = 20$ mm.

Le tableau II.3 permet de mettre en évidence qu'une sectorisation amagnétique du stator engendre d'importantes déformations sur la structure (ici la déformation est de plusieurs dizaines de millimètres pour 7 gaps avec $p_{gap} = 0{,}25$ et $p_{gap} = 0{,}5$). Ces déformations correspondent à plusieurs fois la largeur de l'entrefer (dernière colonne du tableau II.3) ce qui semble compromettre la réalisation de ces structures à gaps amagnétiques. En revanche, comme l'amplitude évolue en $1/m_v^4$, l'augmentation du nombre de gaps permet de réduire considérablement la déformation (d'un facteur 15 ici), ce qui permet d'obtenir une déformation équivalente à 0,2 fois la largeur de l'entrefer (dernière colonne). L'utilisation d'un matériau ferromagnétique permet de limiter l'amplitude de la déformation mais elle est tout de même de quelques millimètres pour n_{gap} égal à 7 gaps. De la même manière, lorsque le nombre de gaps passe à 14, l'amplitude de la déformation statique est diminuée d'un facteur 10, ce qui permet d'avoir une déformation équivalente à 0,03 fois l'entrefer mécanique (dernière colonne). Cette configuration est ainsi la plus viable pour ce cahier des charges.

Il est cependant à noter que ces valeurs de déformation calculées ne sont pas à prendre à la lettre mais sont indicatives. En effet les structures étudiées sont constituées d'un anneau de très grand diamètre, de très faible épaisseur au niveau du stator comme du rotor. Cela signifie qu'il est nécessaire d'adjoindre à cet anneau une structure mécanique afin de maintenir sa forme (et c'est d'autant plus vrai pour des structures non homogènes comme les structures segmentées). Cette structure chargée de maintenir la rigidité de l'ensemble devra être dimensionnée pour limiter la variation d'entrefer à des valeurs compatibles avec le fonctionnement de la machine. Les déformations calculées sont donc des indications pour le dimensionnement de cette structure mécanique de maintien.

ii) Sectorisation du rotor : cas de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$).

Les bobinages de la génératrice utilisée pour l'étude de la segmentation du rotor sont alimentés par des courants sinusoïdaux de valeur efficace égale à $423A$, et la position du rotor correspond à $\theta_r = 0$, comme sur la structure représentée à la figure II.34). On a ainsi $I_1 = I_2 = -I_{eff}\sqrt{2}/2$ et $I_3 = I_{eff}\sqrt{2}$. La figure II.34 présente dans un premier temps l'évolution des pressions magnétiques qui s'exercent sur le stator de l'HRS. Cette figure permet de comparer les ordres de grandeurs de la machine sans sectorisation avec celles dont le rotor est sectorisé de 21,7% et de 39,1% avec 6 gaps. Les cas de sectorisation amagnétique et ferromagnétique sont présentés.

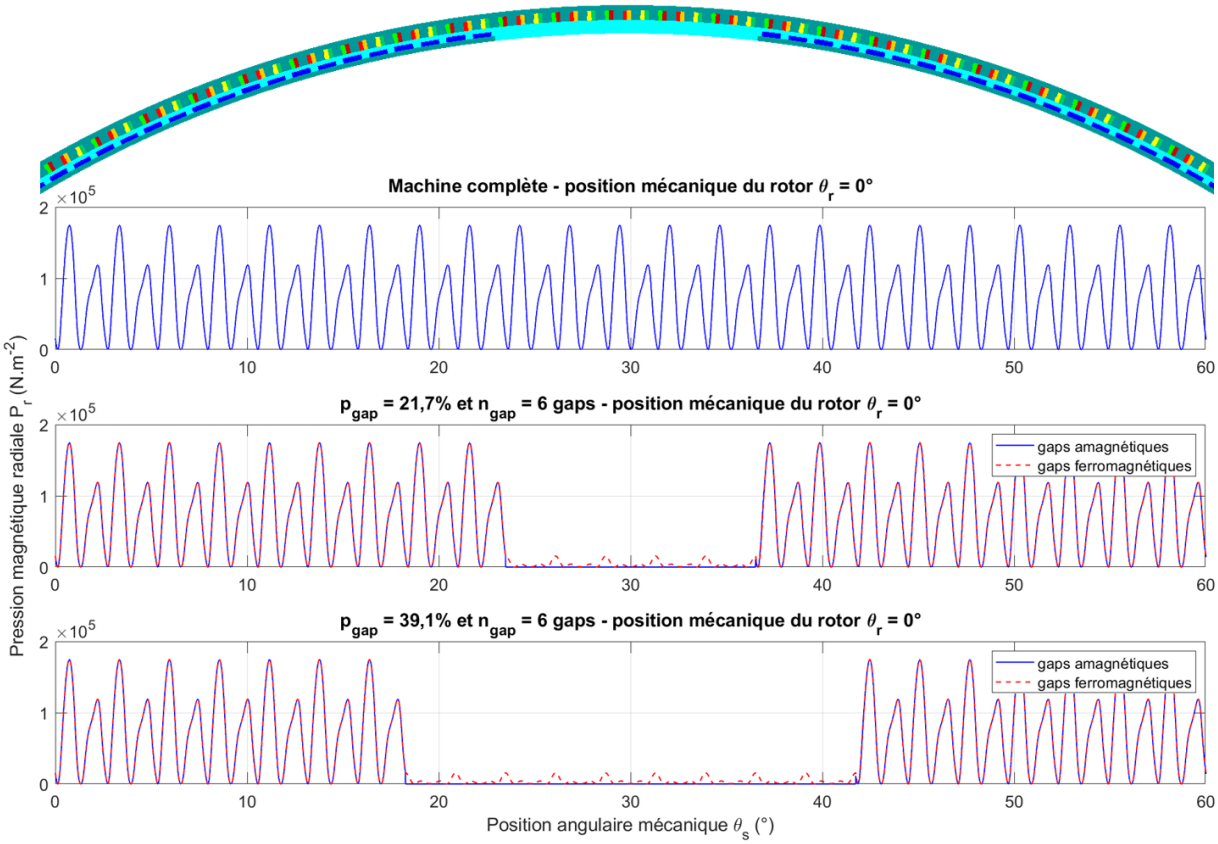
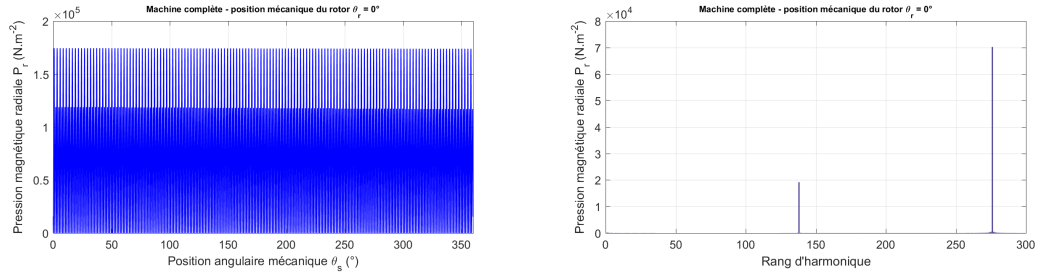


FIGURE II.34: Pressions magnétiques radiales exercées sur l'interface entrefer / stator de l'HRS tracées sur $1/6^{ème}$ de la machine.

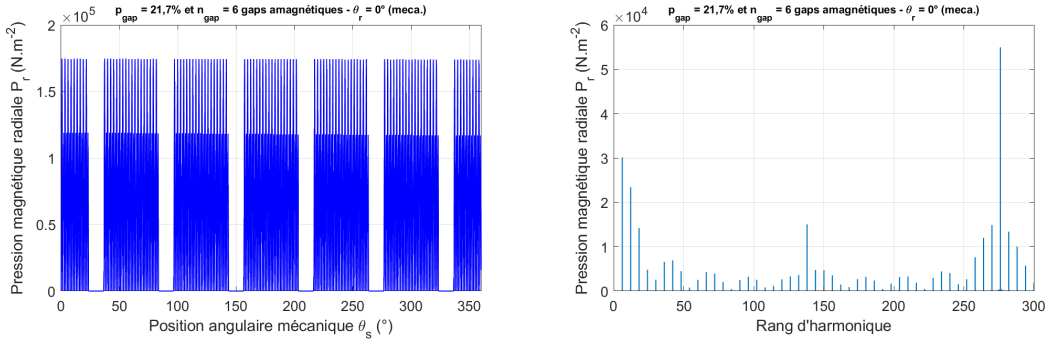
Dans les deux cas il est à noter que la chute des pressions magnétiques au niveau des gaps est très importante. Cela vient du fait que les parties sectorisées ne contiennent pas de source magnétique (suppression des aimants) et que l'induction magnétique créée par le rotor est plus importante que celle créée par le stator (il y a un rapport d'environ 4 pour cette géométrie). Avant de procéder à des analyses spectrales et de déterminer le mode de vibration dominant, il peut d'ores et déjà être affirmé qu'avec la rotation du rotor, le stator va voir d'importantes variations de pression ce qui pourrait engendrer des contraintes mécanique sévères.

L'utilisation d'un matériau amagnétique pour sectoriser le rotor mène à une pression magnétique radiale nulle au niveau des gaps. Comme dans le cas de la sectorisation amagnétique du stator, malgré la présence du flux magnétique des bobinages du stator, il n'y a plus de structure ferromagnétique pour canaliser les lignes de champ au rotor, et donc aucune pression ne peut s'exercer (principe d'action réaction).

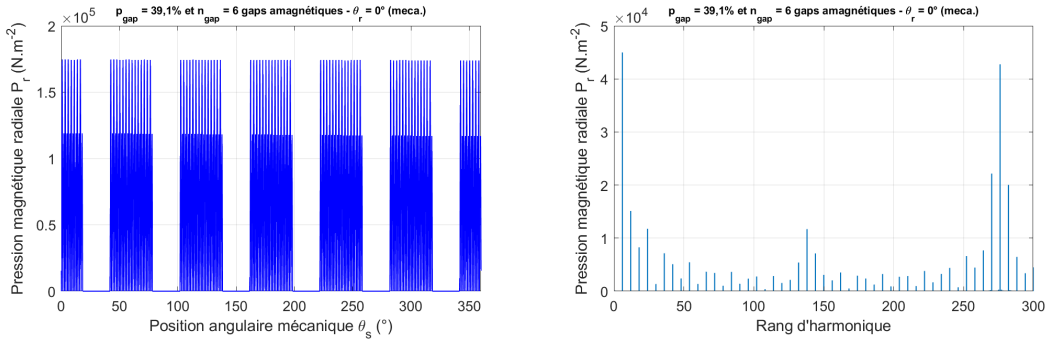
La figure II.35 permet de comparer les décompositions spectrales sur toute la circonférence de la machine. Seuls les gaps amagnétiques sont présentés. Le contenu harmonique obtenu dans le cas d'une sectorisation par un matériau ferromagnétique sera proche de celui obtenu dans le cas de gaps amagnétiques. Les courbes comparées de la figure II.34 sont alors très proches. Cela est dû au fait que l'amplitude des pression magnétiques exercées au niveau des gaps ferromagnétiques est faible car les forces radiales résultent alors uniquement de l'interaction entre les courants et la culasse rotorique.



(a) Machine de référence.



(b) $p_{gap} = 0{,}217$ et $n_{gap} = 6$ gaps amagnétiques.

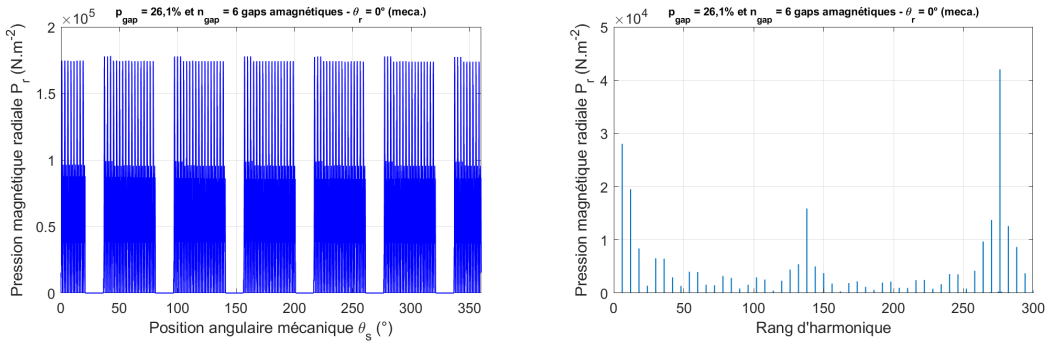


(c) $p_{gap} = 0{,}391$ et $n_{gap} = 6$ gaps amagnétiques.

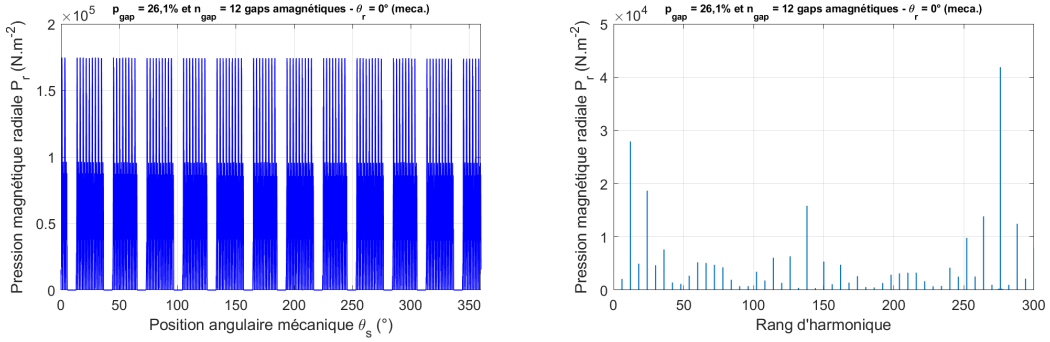
FIGURE II.35: Pressions magnétiques radiales exercées sur l'interface entrefer / stator de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$).

La génératrice pour l'hydrolienne Rim-driven étudiée pour la sectorisation du rotor possède 138 paires de pôles et un bobinage à $S_{pp} = 1/2$ encoche par pôle et par phase. Il s'agit donc d'un bobinage qui génère des harmoniques de rangs 138 et 276 (qui correspondent à p_0 et $2p_0$). Les décompositions spectrales sur toute la circonférence de la machine présentées à la figure II.35 présentent donc toutes des harmoniques de rang 276 ($2p_0$). Un harmonique de rang 138 apparaît également et correspond à l'interaction entre les harmoniques de rangs 138 et 276 des inductions rotorique et statorique. Comme dans le cas de la génératrice HSS le plus petit mode résultant de la segmentation correspond au nombre de gaps introduits au rotor de la machine, soit ici 6.

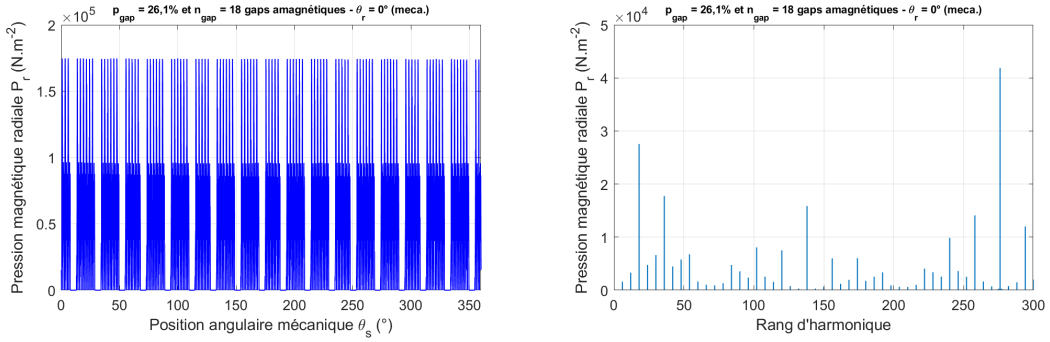
La figure II.36 présente les pressions magnétiques sur les 360° du stator de la génératrice HRS avec gaps amagnétiques pour différents nombres de gaps n_{gap}. L'étude avec des gaps ferromagnétiques n'est pas montrée puisque le contenu harmonique est très semblable au cas amagnétique (il y a juste de légères variations d'amplitude au niveau des raies).



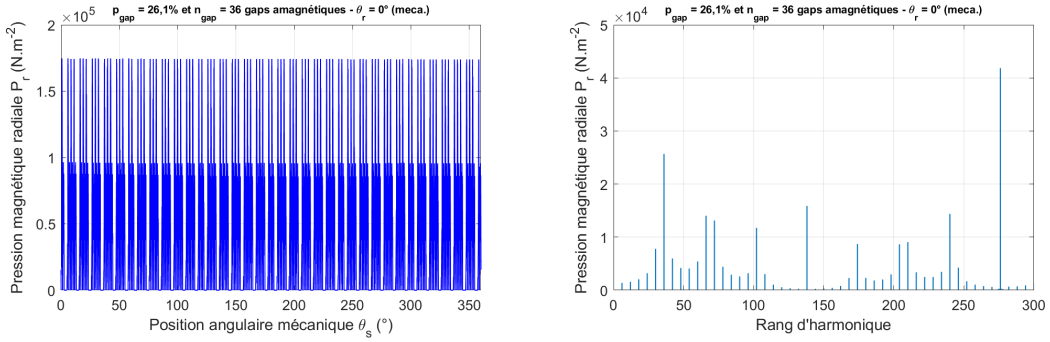
(a) $n_{gap} = 6$ gaps amagnétiques.



(b) $n_{gap} = 12$ gaps amagnétiques.



(c) $n_{gap} = 18$ gaps amagnétiques.



(d) $n_{gap} = 36$ gaps amagnétiques.

FIGURE II.36: Pressions magnétiques radiales exercées sur l'interface entrefer / stator de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec p_{gap}=26,1%.

Que ce soit par un matériau amagnétique ou ferromagnétique, la sectorisation du rotor engendre de nombreux modes d'ordres bas (inférieurs à la polarité) sur la pression magnétique radiale. Avec l'augmentation du nombre de gaps, et contrairement au cas de la sectorisation du stator, le plus petit mode du spectre de la pression radiale reste le rang 6.

L'équation (II.13) est utilisée afin de déterminer les amplitudes des déformations engendrées par le plus petit mode de vibration (noté m_v) ainsi que par le rang de plus haute énergie (noté m_h et qui correspond au nombre de gaps introduits). Les résultats pour la génératrice pour hydrolienne à $S_{pp} = 1/2$ sont présentés dans le tableau II.4. p_{rm_v} et p_{rm_h} correspondent aux amplitudes des raies respectivement de rang m_v et m_h. A_{m_v} et A_{m_h} sont les amplitudes des déformations engendrées respectivement des modes m_v et m_h et calculées avec l'équation (II.13).

Proportion de gap	Nombre de gap	Matériau des gaps	Mode m_v	p_{rm_v} $(N.m^{-2})$	A_{m_v} (mm)	A_{m_v} $(/h_g)$	Mode m_h	p_{rm_h} $(N.m^{-2})$	A_{m_h} (mm)	A_{m_h} $(/h_g)$
0	0	-	138	$1,916.10^4$	$2,3.10^{-4}$	1.10^{-5}	-	-	-	-
0,217	6	amagn.	6	$3,011.10^4$	106	5,3	-	-	-	-
0,217	6	ferromagn.	6	$2,854.10^4$	101	5	-	-	-	-
0,391	6	amagn.	6	$4,499.10^4$	159	7,9	-	-	-	-
0,391	6	ferromagn.	6	$4,261.10^4$	151	7,5	-	-	-	-
0,261	6	amagn.	6	$2,802.10^4$	99	4,9	-	-	-	-
0,261	12	amagn.	6	$2,097.10^3$	7,4	0,37	12	$2,791.10^4$	5,9	0,29
0,261	18	amagn.	6	$1,592.10^3$	5,6	0,28	18	$2,755.10^4$	1,1	0,06
0,261	36	amagn.	6	$1,371.10^3$	4,8	0,24	36	$2,567.10^4$	0,07	0,003
0,261	6	ferromagn.	6	$2,639.10^4$	93	4,7	-	-	-	-
0,261	12	ferromagn.	6	$1,964.10^3$	6,9	0,35	12	$2,620.10^4$	5,5	0,28
0,261	18	ferromagn.	6	$1,495.10^3$	5,3	0,26	18	$2,590.10^4$	1,1	0,05
0,261	36	ferromagn.	6	$1,290.10^3$	4,6	0,23	36	$2,429.10^4$	0,06	0,003

TABLE II.4: Évolution de l'amplitude de la déformation statique due au plus petit mode de la pression magnétique radiale de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $h_g = 20$ mm (m_h est le mode de plus haute énergie et m_v le mode de plus petit rang).

Il apparait qu'une sectorisation amagnétique ou ferromagnétique du rotor avec peu de gaps (au moins jusqu'à $n_{gap} = 6$ gaps) entraîne d'importantes amplitudes de déformation (équivalentes à plusieurs fois la longueur de l'entrefer). L'augmentation du nombre de gaps peut néanmoins beaucoup atténuer cette déformation. Pour ce cahier des charges, les amplitudes de déformations dues au mode de rang le plus bas (m_v) sont au minimum de l'ordre du quart de l'entrefer mécanique. La valeur du rang de plus haute énergie augmente avec le nombre de gaps ce qui mène à une diminution de l'amplitude de déformation due au mode m_h avec n_{gap}.

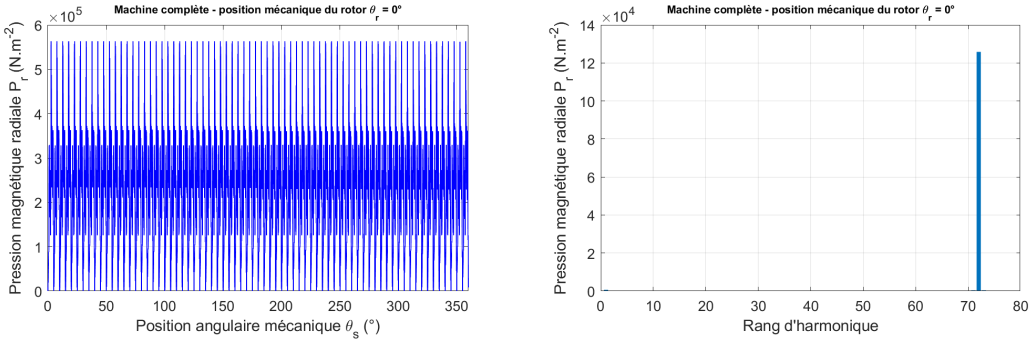
On peut donc conclure qu'il semble nécessaire pour ce cahier des charges de multiplier le nombre de gaps uniformément répartis pour avoir un comportement mécanique acceptable. Cependant il est à noter que dans la pratique les structures segmentées seraient probablement non homogène et que l'hétérogénéité de ces structures pourrait être utilisée pour réduire les phénomènes vibratoires (par exemple par l'introduction de matériaux spécifiques permettant un certain amortissement au niveau des gaps statoriques). Il faudrait également nécessairement prendre en compte les structures de maintien des différentes parties entre elles qui pourraient être dimensionnées pour minimiser les amplitudes de déformation comme indiqué dans l'analyse du cas précédent.

II.6.3 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur

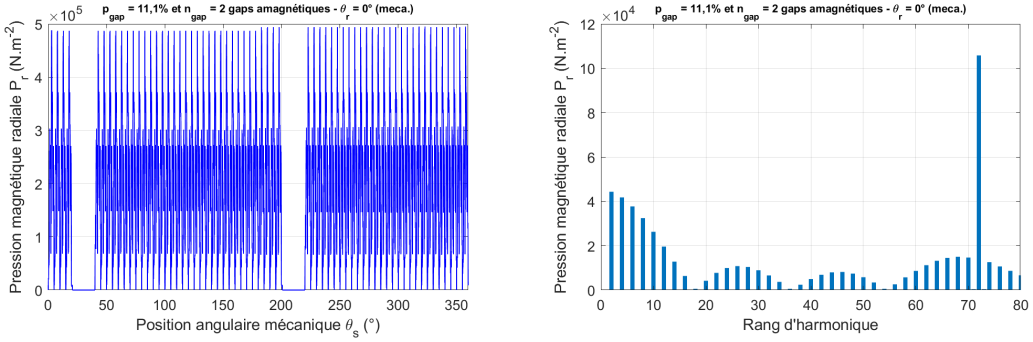
Comme précédemment, les pressions magnétiques sont étudiées de manière analytique sur toute la circonférence des machines de type PSS et PRS. Les formes d'ondes et contenus harmoniques sont analysés. Le moteur du propulseur possède un bobinage alimentés par des courants sinusoïdaux de valeur efficace égale à $59,8A$, et la position du rotor correspond à $\theta_r = 0$ (soit $I_1 = I_2 = -I_{eff}\sqrt{2}/2$ et $I_3 = I_{eff}\sqrt{2}$).

i) Sectorisation du stator : cas du moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

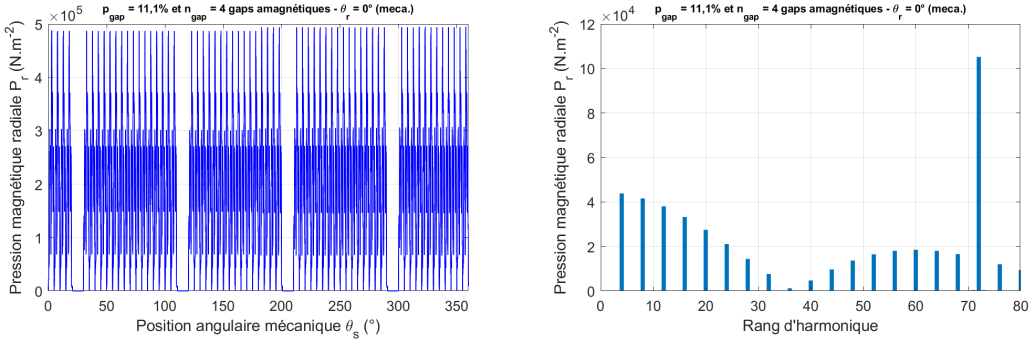
Dans le cas du propulseur avec gaps amagnétiques au stator, les résultats obtenus par calculs analytiques sont présentés à la figure II.37.



(a) Machine de référence.



(b) PSS avec $p_{gap} = 0{,}111$ et 2 gaps amagnétiques.



(c) PSS avec $p_{gap} = 0{,}111$ et 4 gaps amagnétiques.

FIGURE II.37: Pressions magnétiques radiales exercées sur l'interface entrefer / stator du moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

L'unique rang d'harmonique représenté sur la décomposition spectrale de la machine de référence est 72, ce qui correspond au nombre de pôles de la machine. Cette raie est donc visible également dans le contenu harmonique des machines sectorisées. Le plus petit ordre de la machine de référence correspond bien à $2\,\mathrm{gcd}(Q_{s0}, p_0)$ car le nombre d'encoche par pôle et par phase (S_{pp}) est de 1. La sectorisation du stator fait apparaître de nombreux sous-harmoniques avec notamment un plus petit rang correspondant au nombre de gaps de la machine. L'augmentation du nombre de gaps permet donc d'augmenter l'ordre du premier mode de déformation. L'augmentation du nombre de gaps n_{gap} réduit également le nombre de sous-harmoniques puisque tous les rangs sont des multiples du nombre de gaps.

Le tableau II.5 présente les amplitudes de la déformation statique engendrées par les plus petits modes de vibrations.

Proportion de gap	Nombre de gap	Matériau des gaps	Plus petit mode de vibration m_v	p_{rm} $(N.m{-}2)$	A_{m_v} (mm)	A_{m_v} $(/h_g)$
0	0	-	72	$1,258.10^5$	$1,2.10^{-6}$	$2,4.10^{-7}$
0,11	2	amagnétique	2	$4,438.10^4$	1,3	0,25
0,11	4	amagnétique	4	$4,394.10^4$	0,05	0,01

TABLE II.5: Évolution de l'amplitude de la déformation statique due au plus petit mode de la pression magnétique radiale du moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) avec $h_g = 5$ mm.

Avec un faible taux de sectorisation du stator, les amplitudes des déformations que subit le stator du moteur du propulseur sont moins élevées que pour le cahier des charges hydrolien car la structure a une épaisseur radiale plus grande et un rayon plus faible et est donc naturellement beaucoup plus rigide. En introduisant 4 gaps amagnétiques au lieu de 2 gaps, il est possible de réduire l'amplitude des déformations d'un facteur 25. Dans l'équation (II.13) seule la valeur du plus petit mode m_v change entre le PSS à 2 et 4 gaps. C'est cette différence qui mène à un rapport 25 entre les amplitudes de déformation. Ainsi, pour le PSS avec 4 gaps amagnétiques au stator, la déformation due au plus petit mode à une amplitude équivalente à un centième de l'entrefer mécanique.

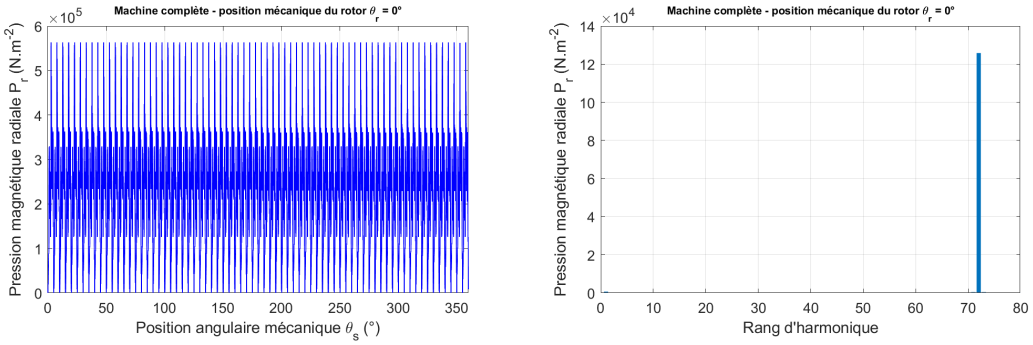
ii) Sectorisation du rotor : cas du moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

De la même manière, la figure II.38 présente les résultats dans le cas de la sectorisation du rotor.

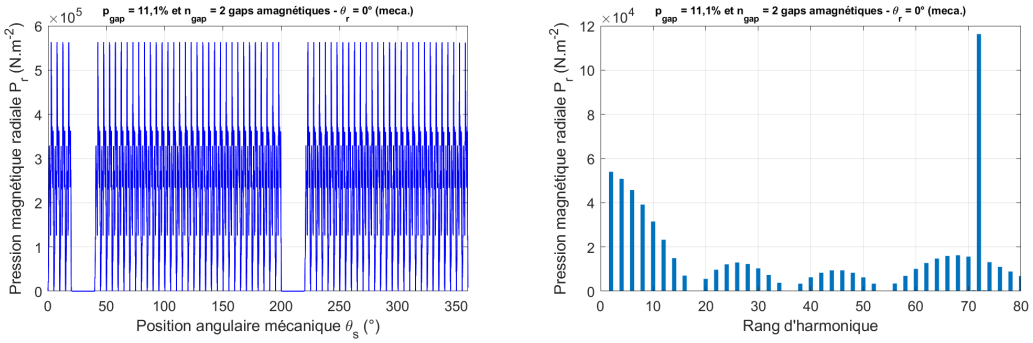
Encore une fois le rang d'harmonique correspondant au nombre de pôles de la machine est bien visible. Les sous-harmoniques qui apparaissent dans le cas d'une sectorisation du rotor sont les mêmes que dans le cas de la sectorisation du stator (étude sur le PSS), les amplitudes sont cependant un peu supérieures.

Les amplitudes des déformations statiques dues aux plus petits modes de vibrations sont listées dans le tableau II.6.

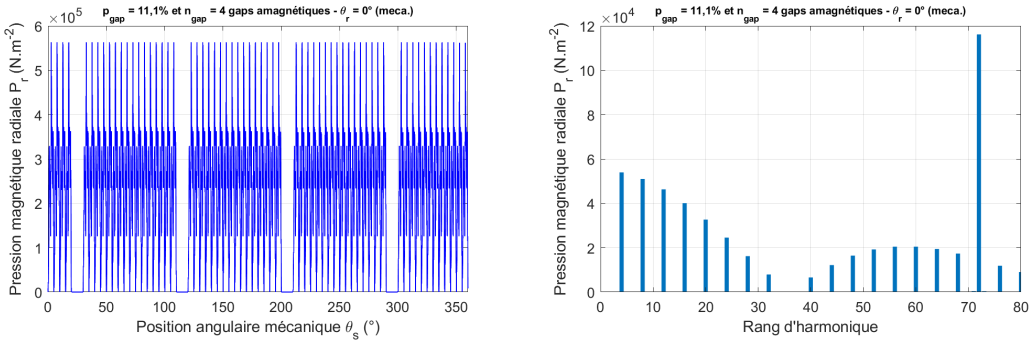
Contrairement à l'étude sur l'hydrolienne, dans le cas du propulseur, les amplitudes de déformations sont beaucoup moins importantes et sont du même ordre de grandeur que pour la sectorisation du stator. Avec de faibles ratios de gaps il est donc envisageable, structurellement parlant, de segmenter le rotor avec un grand nombre de gaps. Les gaps introduits doivent donc être de faible largeur.



(a) Machine de référence.



(b) PRS avec $p_{gap} = 0{,}111$ et 2 gaps amagnétiques.



(c) PRS avec $p_{gap} = 0{,}111$ et 4 gaps amagnétiques.

FIGURE II.38: Pressions magnétiques radiales exercées sur l'interface entrefer / stator du moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

Proportion de gap	Nombre de gap	Matériau des gaps	Plus petit mode de vibration m_v	p_{rm} $(N.m{-}2)$	A_{m_v} (mm)	A_{m_v} (h_g)
0	0	-	72	$1,258.10^5$	$1,2.10^{-6}$	$2,4.10^{-7}$
0,11	2	amagnétique	2	$5,221.10^4$	1,5	0,3
0,11	4	amagnétique	4	$5,213.10^4$	0,06	0,01

TABLE II.6: Évolution de l'amplitude de la déformation statique due au plus petit mode de la pression magnétique radiale du moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) avec $h_g = 5$ mm.

II.7 Conclusion

Le ratio entre les inductions maximales obtenus avec les méthodes de calcul numériques et analytiques est supérieur à 0,9 pour toutes les génératrices pour hydroliennes étudiées et entre 0,7 et 0,8 pour les moteurs de propulsion navale. Les modèles analytiques d'estimation de l'induction fonctionnent donc bien dans le cas de machines sectorisées (au rotor ou au stator) avec de grands gaps (plusieurs paires de pôles). Les modèles offrent de moins bons résultats pour les plus petits gaps du fait que les effets à l'interface entre les secteurs et les gaps ne sont pas pris en compte.

Les modèles analytiques développés pour le calcul des inductions magnétiques sont validés et leur utilisation directe a permis d'identifier et d'évaluer les potentiels problèmes vibratoires pouvant être induits par la sectorisation et liés aux pressions radiales exercées sur la structure du stator. L'étude des forces radiales effectuée dans ce chapitre met ainsi en évidence que l'introduction de gaps va induire des modes de déformation importants pour les différents types de sectorisation. Et on a pu voir que le rang des modes de déformation est directement lié au nombre de gaps introduits dans la structure. Les outils et méthodes proposés permettront ainsi une discrimination des structures possibles et le choix des supports mécaniques de maintien chargés de limiter ces déformations.

Afin d'améliorer les modèles présentés, il serait intéressant de mieux prendre en compte les effets à l'interface entre les secteurs et les gaps.

Les inductions créées par les deux sources de champs d'une MSAP (i.e. les bobinages au stator et les aimants permanents au rotor) sont à la base des performances de la machine. Les modèles analytiques développés dans ce chapitre servent donc, dans un second temps, à l'élaboration de modèles de calculs analytiques des performances électromagnétiques globales qui seront décrits dans le chapitre suivant.

Chapitre III

Modélisation électromagnétique à partir des inductions

Sommaire

III.1 Introduction 94
III.2 Méthodologie 94
III.3 Calcul des forces électromotrices 95
III.3.1 Modèle de calcul pour une machine non sectorisée 95
III.3.2 Prise en compte d'une sectorisation au stator 95
III.3.3 Prise en compte d'une sectorisation au rotor 96
III.3.4 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien 96
III.3.5 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur 99
III.3.6 Étude des FEM estimées par la méthode des éléments finis 101
III.4 Couple électromagnétique 103
III.4.1 Modèle de calcul analytique 103
III.4.2 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien 104
III.4.3 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur 106
III.5 Calcul des inductances 108
III.5.1 Calcul des inductances d'entrefer 109
III.5.2 Inductances de fuites d'encoches 111
III.5.3 Inductances de fuites de têtes de bobines 112
III.5.4 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien 113
III.5.5 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur : cas des moteurs PSS et PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) 117
III.6 Calcul du couple à vide 118
III.6.1 Modèle de calcul analytique pour des machines non sectorisées 118
III.6.2 Prise en compte d'une sectorisation au stator 118
III.6.3 Prise en compte d'une sectorisation au rotor 123
III.6.4 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien 123
III.6.5 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur 129
III.7 Calcul du couple total 131
III.7.1 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien 132

III.7.2 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur 135
III.8 Synthèse des résultats sur le calcul des FEM et des couples 138
III.9 Conclusion 139

III.1 Introduction

Dans les phases de dimensionnement d'une machine électrique il est important d'évaluer ses performances électromagnétiques globales pour différents choix de structures et jeux de dimensions. Toutes ces performances EM sont liées aux inductions magnétiques créées au rotor par les aimants permanents et au stator par les bobinages. Il est ainsi nécessaire dans un premier temps de savoir estimer les inductions créées par ces deux sources de champ magnétique pour évaluer dans un second temps les grandeurs électromagnétiques telles que les forces électromotrices, les inductances, et le couple à vide.

Les modèles d'inductions ayant été présentés et validés au chapitre précédent, ce chapitre propose le développement d'outils analytiques destinés à l'estimation des performances électromagnétiques de machines synchrones à aimants permanents à structures sectorisées, découlant des modèles présentés précédemment. Ces modèles permettent d'avoir une idée des performances de machines avec stator ou rotor sectorisé en un temps plus court qu'avec une simulation numérique par éléments finis. Ces outils peuvent par exemple permettre la mise en œuvre de procédés de dimensionnement systématique comme de l'optimisation pour de futurs travaux.

Les modèles EM sont validés par comparaison avec des simulations numériques sur les mêmes cahiers des charges que dans le chapitre précédent : une génératrice pour hydrolienne à stator sectorisé (HSS) à $S_{pp} = 2/5$, une génératrice pour hydrolienne à rotor sectorisé (HRS) à $S_{pp} = 1/2$, et un moteur de propulsion navale à $S_{pp} = 1$ avec stator (PSS) puis rotor sectorisé (PRS) (les caractéristiques des machines sont présentées au chapitre I). Des études sur la variation des paramètres de sectorisation p_{gap}, le taux de sectorisation, et n_{gap}, le nombre de gaps, sont également menées.

Il est important de noter que des déséquilibres sont à prévoir au niveau de la distribution des flux dans les bobinages, selon leurs positions par rapport aux gaps, pour les structures à stator segmenté.

III.2 Méthodologie

Après description des différents modèles EM, une variation des paramètres de sectorisation p_{gap} et n_{gap} est menée afin d'évaluer la validité des modèles analytiques et de voir l'influence de la sectorisation sur les performances électromagnétiques.

À des fins de validation, les forces électromotrices (FEM), les couples (à vide, électromagnétiques et globaux) et les inductances sont déterminés à partir de la résolution numérique des équations du champ magnétique par la méthode des éléments finis (EF) sous Flux^{TM}2D et comparés avec les modèles analytiques présentés.

Les résultats sont comparés selon les critères suivants : la corrélation $C(x, y)$ entre les signaux obtenus par calculs analytiques et numériques (équation (II.1)), les valeurs de crête et moyenne. Les niveaux d'ondulation du couple (notés torque ripple level : TRL) constituent également des points de comparaison entre les modèles analytiques et numériques pour les grandeurs électromagnétiques considérées. Le TRL est donné par l'équation (III.1).

$$TRL = \frac{max(C) - min(C)}{moyenne(C)} \tag{III.1}$$

III.3 Calcul des forces électromotrices

III.3.1 Modèle de calcul pour une machine non sectorisée

Il existe deux méthodes équivalentes pour estimer la force électromotrice (FEM) E_i de la phase i. Ces deux principales méthodes utilisent soit le potentiel vecteur $\vec{A}$ et la fonction densité de courant $d_{ci}(\theta_s)$, soit l'induction $\vec{B}$ et la fonction de bobinage $W_i(\theta_s)$ [Scu06 ; Cha10]. Les équations (III.2) et (III.3) proposent l'expression des flux à vide à partir de ces méthodes.

$$\phi^i_{/R-0}(\theta_r) = \int_{\theta_s=0}^{2\pi} R_s \cdot L_z \cdot d_{ci}(\theta) \cdot A(\theta_s, \theta_r)\, d\theta_s \tag{III.2}$$

$$\phi^i_{/R-0}(\theta_r) = \int_{\theta_s=0}^{2\pi} R_s \cdot L_z \cdot W_i(\theta) \cdot B_{/R}(\theta_s, \theta_r)\, d\theta_s \tag{III.3}$$

Le flux à vide $\phi^i_{/R-0}$ s'obtient à partir de la position du rotor $\theta_r = \Omega t$, où Ω est la vitesse de la machine et $W_i(\theta)$ la fonction de bobinage de la phase i. Il dépend également de la longueur des parties actives L_z.

Ces deux expressions sont liées par les équations (III.4) et (III.5), et aussi par l'expression qui lie l'induction au potentiel vecteur ($\vec{B} = \overrightarrow{rot}\vec{A}$). Les deux modèles sont équivalents.

$$W_i(\theta_r) = N_i - \langle N_i \rangle \tag{III.4}$$

$$N_i = \int_0^{2\pi} d_{ci} d\theta_s \tag{III.5}$$

Comme l'induction magnétique créée par le rotor est calculée par le modèle analytique présenté au chapitre précédent, la méthode retenue utilise directement $B_{/R}$. On calcule tout d'abord le flux à vide de la machine complète ($\phi^i_{/R,0}$) présenté par l'équation (III.3) puis on dérive le flux pour obtenir la FEM de la phase correspondante (équation (III.6)) [Dro+07]. À partir de la connaissance de la série de Fourrier de l'induction (voir chapitre II)), on effectue la dérivée harmonique par harmonique ce qui permet d'éliminer les bruits liés à une dérivée numérique de la forme d'onde de l'induction.

$$E_i(\theta_r) = \Omega \cdot \frac{d\phi^i_{/R}(\theta_r)}{d\theta_r} \tag{III.6}$$

III.3.2 Prise en compte d'une sectorisation au stator

Il est important de noter que le modèle qui suit n'est pas adapté aux petits gaps. En effet il a été mis en évidence un phénomène de lignes traversantes (voir chapitre I section I.3.1 [FSC18] et annexe A) qui n'est pas pris en compte ici.

La suppression de certaines bobines impacte les forces électromotrices. Ainsi le modèle classique d'estimation des FEM doit être adapté. L'induction $B_{/R,smooth}$ peut être utilisée avec la fonction de perméance étendue présentée à la partie II.4.2 qui permet d'enlever la contribution des bobines ôtées pour la sectorisation, que ce soit pour une sectorisation par un matériau amagnétique ou ferromagnétique. L'induction $B_{/R}$ déterminée est introduite dans l'équation (III.3).

Cela revient à faire le calcul pour la machine complète (sans sectorisation) et à multiplier par la proportion de parties actives au stator $(1 - p_{gap})$ afin de supprimer la contribution des bobines qui ont été éliminées lors de la sectorisation. Cette méthode concerne les sectorisations supprimant plusieurs fois Q' encoches, où Q' est le nombre réduit d'encoches correspondant à une période de bobinage (équation (I.4)).

L'équation (III.3) devient alors :

$$\phi^i_{/R}(\theta_r) = R_s \cdot L_z(1 - p_{gap}) \int_{\theta_s=0}^{2\pi} W_i(\theta_s) \cdot B_{/R}(\theta_s, \theta_r) d\theta_s \tag{III.7}$$

III.3.3 Prise en compte d'une sectorisation au rotor

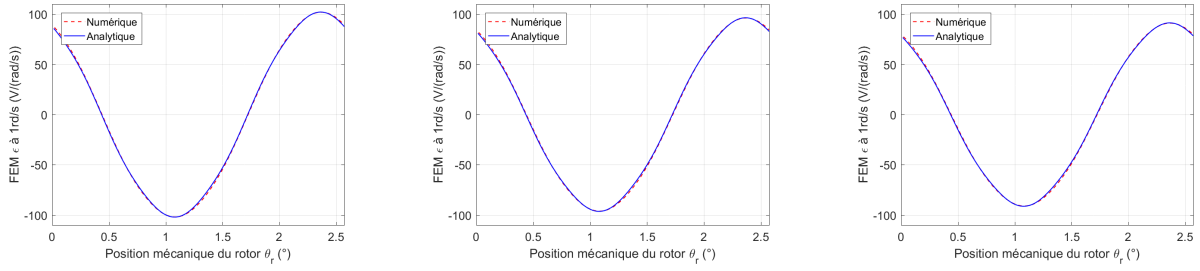
Dans le cas d'une sectorisation du rotor, le bobinage du stator n'est pas affecté. Cependant, seules les bobines en face d'aimants contribuent aux forces électromotrices. La sectorisation du rotor change alors la disposition des aimants et affecte ainsi les forces électromotrices. Le type de sectorisation modifie la distribution des fuites d'un aimant à l'autre mais, les effets de bord sur les côtés des secteurs n'étant pas considérés ici, le modèle dans le cas d'une sectorisation du rotor correspond au modèle classique (III.6) modulé par la proportion de partie active du rotor $(1-p_{gap})$. Cela permet de prendre en compte la sectorisation du rotor par suppression d'aimants permanents. De cette manière, l'équation (III.7) peut également être utilisée.

Il est à noter que l'utilisation de la formulation classique (équation III.3) en considérant l'induction rotorique modulée (comme présentée à la section II.3.2.3 du chapitre II) permet d'aboutir aux mêmes résultats.

III.3.4 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien

i) Sectorisation du stator : cas de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$).

Dans le cas de gaps introduits dans le stator de la génératrice pour hydrolienne, l'utilisation de matériaux amagnétiques ou ferromagnétiques dans les gaps mène, dans les deux cas, aux mêmes évaluations pour les forces électromotrices. La figure III.1 présente l'évolution des formes d'ondes des FEM d'une phase obtenues par calculs analytiques et sous Flux^{TM}2D .



(a) Machine de référence.

(b) HSS avec $p_{gap} = 0{,}25$ et 7 gaps amagnétiques.

(c) HSS avec $p_{gap} = 0{,}50$ et 7 gaps amagnétiques.

FIGURE III.1: Comparaison des forces électromotrices à 1rd/s pour l'HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec différents p_{gap}.

Les courbes présentant les résultats obtenus par calculs analytiques semblent très bien coïncider avec les courbes obtenues sous Flux^{TM}2D . Pour une même valeur de ratio de segmentation p_{gap},

la variation du nombre de gaps n_{gap} n'influe pas sur l'amplitude de la FEM. En effet, la figure III.2 montre la force électromotrice d'une phase pour une machine avec 50% de segmentation du stator réparti sur 7 et 14 gaps, et les deux courbes sont quasiment confondues.

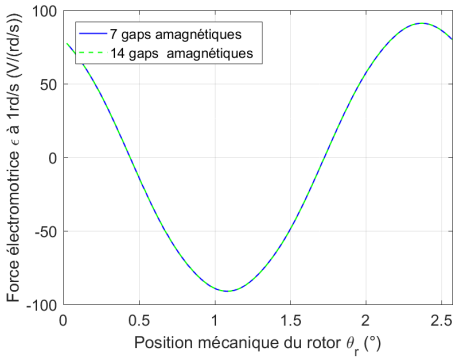
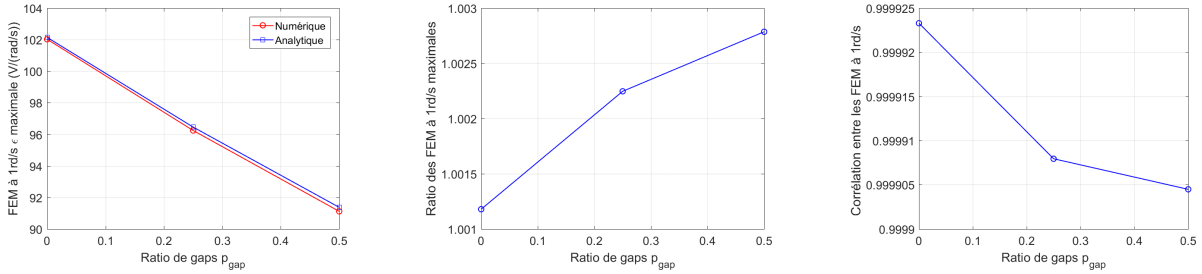


FIGURE III.2: Comparaison des forces électromotrices à 1 rd/s de l'HSS avec $p_{gap} = 0{,}50$ et différents nombres de gaps.

Afin de préciser la validité du modèle analytique, la figure III.3 compare les amplitudes et la corrélation entre les FEM obtenues par calculs analytiques et par méthodes des EF2D pour différentes valeurs de ratio de sectorisation.



(a) Valeurs crêtes. (b) Ratio entre les valeurs crêtes. (c) Corrélation.

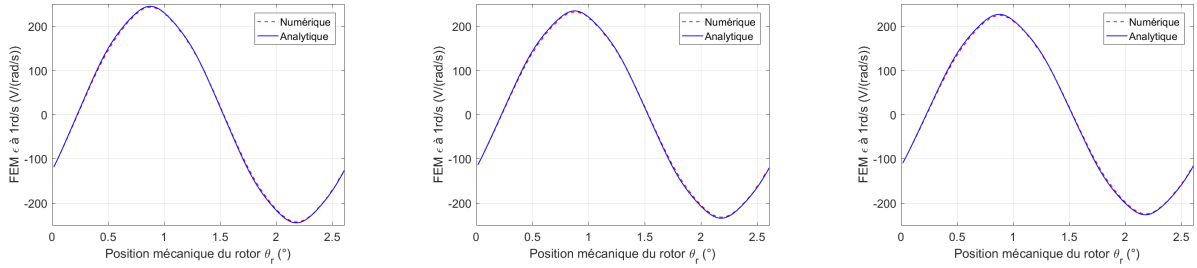
FIGURE III.3: Comparaison des FEM analytiques et numériques pour l'HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $n_{gap} = 7$ gaps.

Les modèles analytiques donnent une estimation très précise des forces électromotrices, si on prend les résultats obtenus par la méthode des éléments finis comme référence. Ainsi, l'estimation par calcul analytique des valeurs crêtes des FEM est surestimée d'environ 1% (figure III.3b). L'augmentation de la proportion de gaps conduit à une diminution des valeurs maximales (figure III.3a). Cela s'explique par le fait que les fuites 3D sont prises en compte, et de ce fait l'augmentation de la longueur axiale ne compense pas totalement la sectorisation.

ii) Sectorisation du rotor : cas de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$).

La figure III.4 présente les formes d'onde des FEM issues des modèles de calculs analytiques et numériques pour une phase. La figure III.5 permet une comparaison des valeurs crêtes obtenues par calculs analytiques et numériques et présente la valeur de la corrélation.

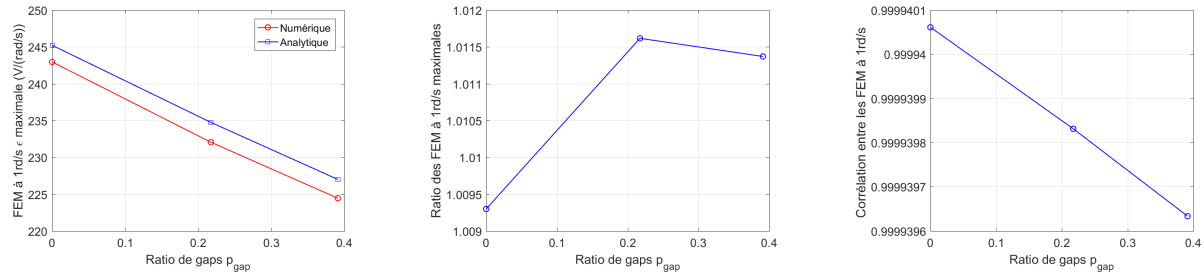
L'évolution des FEM reste la même que pour la sectorisation du stator en fonction de la proportion de segmentation p_{gap} : l'augmentation de la proportion de gaps conduit à une diminution des valeurs maximales comme on peut le voir sur les figures III.4 et III.5a.



(a) Machine de référence. (b) HRS avec $p_{gap} = 0{,}217$ et 6 gaps amagnétiques. (c) HRS avec $p_{gap} = 0{,}391$ et 6 gaps amagnétiques.

FIGURE III.4: Comparaison des forces électromotrices à 1rd/s pour l'HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec différents p_{gap}.

Comme le montrent les figures III.4 et III.5, le modèle analytique mène à de très bonnes estimations de la FEM, en fonction de p_{gap}.



(a) Valeurs crêtes. (b) Ratio entre les valeurs crêtes. (c) Corrélation.

FIGURE III.5: Comparaison entre les FEM analytique et numérique pour l'HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $n_{gap} = 6$ gaps.

La différence entre les résultats obtenus par les méthodes de calculs analytique et numérique est aux alentours de 1% pour les FEM avec variation du taux de sectorisation p_{gap} (figure III.5b). Toutes les simulations mènent à de bons résultats en termes de corrélation de formes d'ondes (figure III.5c). Ces bonnes estimations permettent de valider l'hypothèse de ne pas considérer les effets de bord au niveau des extrémités de gaps.

La figure III.6 présente les forces électromotrices à 1 radian par seconde obtenues par simulations numériques, pour le cas du rotor sectorisé avec $p_{gap} = 0{,}261$ et différentes valeurs de n_{gap}. La figure III.7 répertorie les valeurs crêtes des FEM issues des calculs analytiques et numériques, ainsi que la valeur de la corrélation obtenue entre les résultats des deux modèles.

Le nombre de gaps n_{gap} n'impacte que très peu les forces électromotrices. Les différences d'amplitudes sont à peine perceptibles sur la figure III.6, mais une étude plus détaillée présentée à figure III.7 met en évidence une très légère diminution des valeurs crêtes numériques (moins de 0,5%).

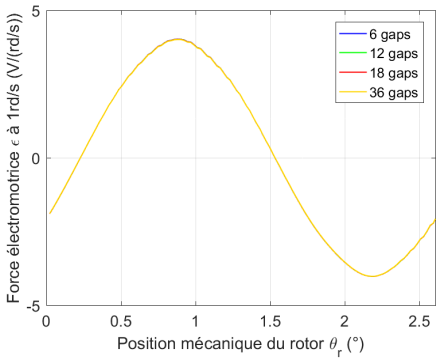
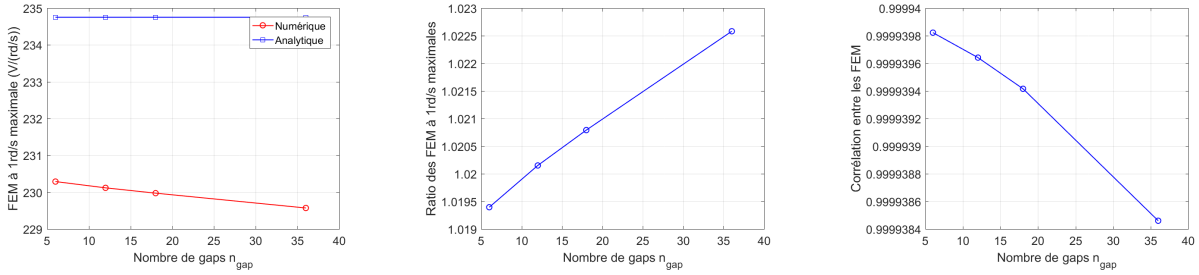


FIGURE III.6: Comparaison des forces électromotrices calculées numériquement à 1 rd/s de l'HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $p_{gap} = 0{,}261$ et différents nombres de gaps.



(a) Valeurs crêtes.

(b) Ratio entre les valeurs crêtes analytiques et numériques.

(c) Corrélation.

FIGURE III.7: Comparaison entre les FEM analytique et numérique pour l'HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $p_{gap} = 0{,}261$ et en fonction de n_{gap}.

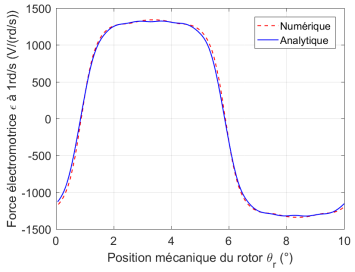
Il peut être conclu que le modèle analytique d'estimation des forces électromotrices est viable pour ce cahier des charges, malgré la non prise en compte du nombre de gaps dans le modèle.

III.3.5 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur

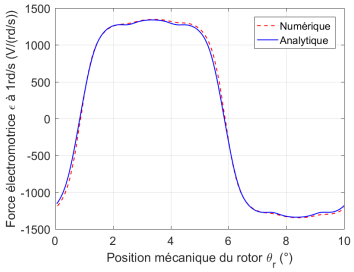
i) Sectorisation du stator : cas du moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$)

Les figures III.8 et III.9 présentent les résultats obtenus pour le calcul des forces électromotrices avec respectivement les formes d'ondes et l'analyse plus détaillée avec les valeurs crêtes et la corrélation pour une phase.

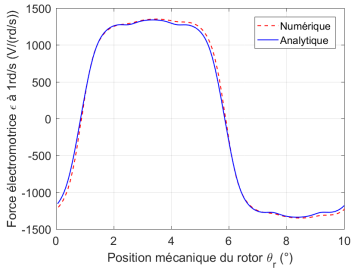
Contrairement au cahier des charges hydrolien, la sectorisation du stator mène ici à une légère augmentation de l'amplitude de la FEM (comparaison des figures III.8a et III.8b). De même, pour un même ratio de sectorisation p_{gap}, l'augmentation du nombre de gaps engendre une hausse de la valeur crête de la FEM (comparaison des figures III.8b et III.8c). Il est important de noter ici que les courbes présentées concernent la phase 1 de la machine. Les autres phases voient également un accroissement de la valeur crête du flux avec le nombre de gaps n_{gap}. Cependant l'amplitude du flux de la phase 3 calculée par éléments finis 2D, est plus importante que celle calculée pour les deux autres phases.



(a) Sans sectorisation.

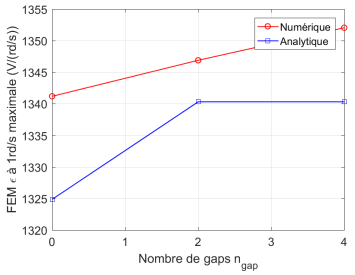


(b) PSS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 2$ gaps.

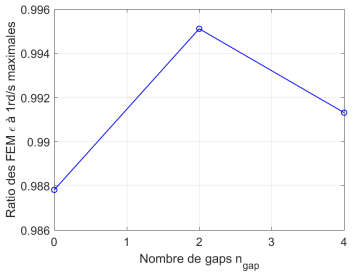


(c) PSS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 4$ gaps.

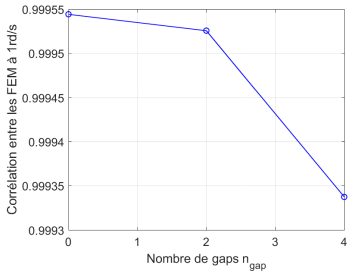
FIGURE III.8: Forces électromotrices à 1 rd/s du moteur de propulsion PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).



(a) Valeurs crêtes.



(b) Ratio entre les valeurs crêtes.



(c) Corrélation.

FIGURE III.9: Comparaison des FEM obtenues par calcul analytiques et numériques pour le moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

Cette augmentation d'amplitude est liée à un phénomène de reconcentration du flux dû à la segmentation du stator. En effet si la structure du stator est modifiée, on peut s'attendre à une redistribution du flux créé par les pôles dans le fer de part et d'autre du gap. Les bobinages, selon leurs positions par rapport au gap, ne voient alors pas exactement le même flux (effets d'extrémités), entraînant un déséquilibre. Ce phénomène apparaît dès lors que le stator est sectorisé et s'intensifie avec la diminution de la largeur des gaps introduits (notamment si le gap est de l'ordre du pas polaire).

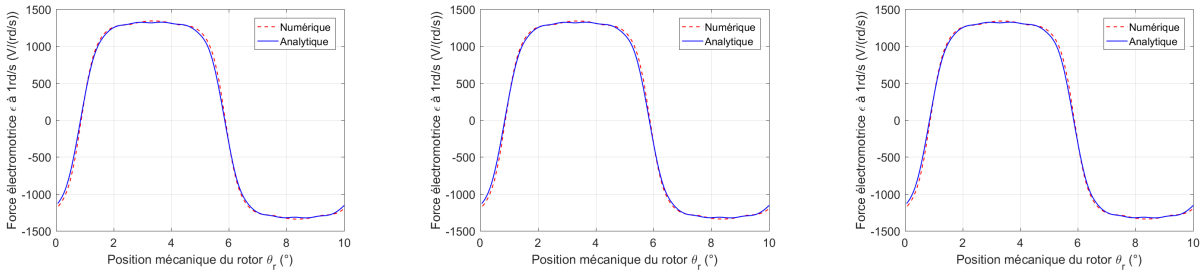
Pour le propulseur avec 4 gaps, chaque gap a une largeur équivalente à deux pas polaires donc le gap tangentiel n'est pas suffisamment petit pour que la modification de la distribution des lignes de champ soit perceptible dans la force électromotrice (faibles variations des formes d'ondes). En revanche on peut imaginer qu'il est assez petit pour y avoir de petites variations au niveau des harmoniques. Ce phenomène est également présent pour la génératrice HSS mais, les gaps étant plus larges, les variations sont moins perceptibles. Le déséquilibre de FEM entre les trois phases observé sous Flux^{TM}2D est étudié dans la partie suivant (section III.3.6).

Malgré une bonne estimation des inductions rotoriques, notamment dans les gaps, le modèle analytique ne permet pas de retranscrire l'augmentation de l'amplitude des FEM avec le nombre de gaps. Il y a bien une augmentation mais l'amplitude obtenue par le modèle analytique reste la même que ce soit pour une machine à 2 ou 4 gaps (figure III.9a). Cette différence est due aux effets d'extrémités aux bords des gaps qui ne sont pas considérés dans le modèle analytique. La variation

des valeurs crêtes numériques reste cependant faible (moins de 1%) et les valeurs analytiques sont estimées avec moins de 2% d'erreur (figure III.9b). De plus la corrélation est supérieure à 0,999 (figure III.9c) et les ondulations aux sommets de la FEM sont également apparentes avec les deux modèles.

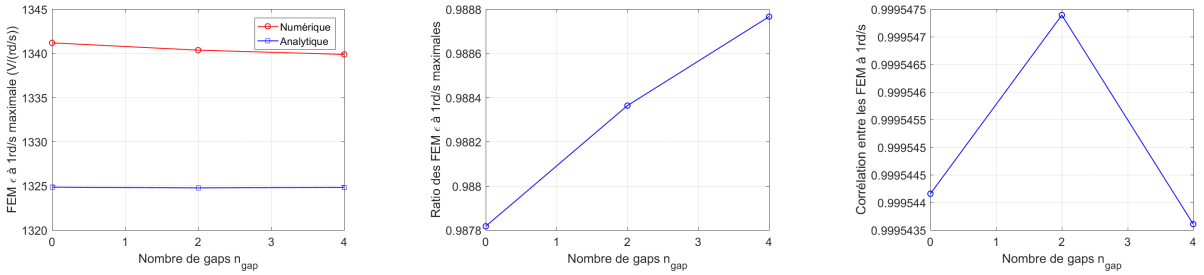
ii) Sectorisation du rotor

Les résultats de FEM concernant la sectorisation du rotor sont présentés aux figures III.10 et III.11.



(a) Sans sectorisation. (b) PRS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 2$ gaps (c) PRS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 4$ gaps.

FIGURE III.10: Forces électromotrices à 1 rd/s du moteur de propulsion PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).



(a) Valeurs crêtes. (b) Ratio entre les valeurs crêtes. (c) Corrélation.

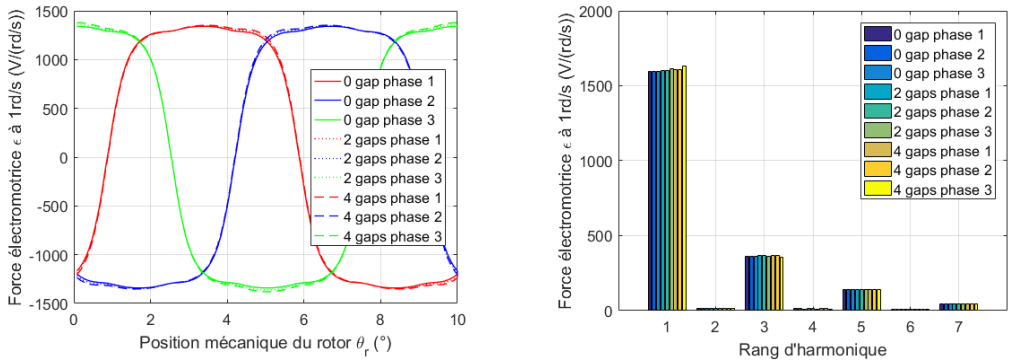
FIGURE III.11: Comparaison des FEM analytiques et numériques pour le moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

Concernant les forces électromotrices, la sectorisation du rotor entraîne une légère diminution de la valeur crête obtenue par calcul numérique (variation inférieure à 0,1%) tandis que l'amplitude obtenue avec le modèle analytique ne présente pas de variation (l'influence des extrémités des gaps n'étant pas prise en compte). L'estimation reste cependant très bonne avec moins de 2% de différence entre les résultats des calculs analytique et numérique. Dans le cas d'une sectorisation du rotor, les flux dans les trois phases du stator sont équilibrées et présentent les mêmes variations. En effet les phases voient le rotor exactement de la même manière, avec un décalage angulaire de $2\pi/3p_0$.

III.3.6 Étude des FEM estimées par la méthode des éléments finis

Dans le but de comprendre le phénomène qui mène à un déséquilibre des FEM obtenues par calculs numériques du moteur de propulsion navale dont le stator est segmenté, la figure III.12

présente une comparaison des signaux et décompositions spectrales de ces signaux pour les trois phases.



(a) Formes d'ondes. (b) Analyses spectrales.

FIGURE III.12: Forces électromotrices numériques à 1rd/s pour le moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) avec $p_{gap} = 4/36$.

La figure III.12a met en évidence un léger déséquilibre de forces électromotrices entre les trois phases du système. Ainsi le signal de la FEM de la phase 3 est anti-périodique, ce qui n'est pas le cas pour les phases 1 et 2. Ce déséquilibre est également visible sur le spectre des FEM (figure III.12b) et augmente avec le nombre de gaps dans le cas là. Cette disparité est due à la position de chacune des phases dans le système. En effet les phases 1 et 2 sont les phases latérales dans le secteur (i.e. ou les conducteurs sont disposés dans des encoches proches des gaps) et elles canalisent moins les lignes de flux que la phase du milieu, autrement dit la phase 3, du fait de phénomènes de bord. Les FEM des phases dépendent donc de la position des conducteurs de la phase dans le secteur et de l'influence des effets de bords qui ne sont pas identiques en fonction de la position des encoches. Elles présentent en plus un phénomène de reconcentration du flux qui mène à un augmentation de la valeur crête.

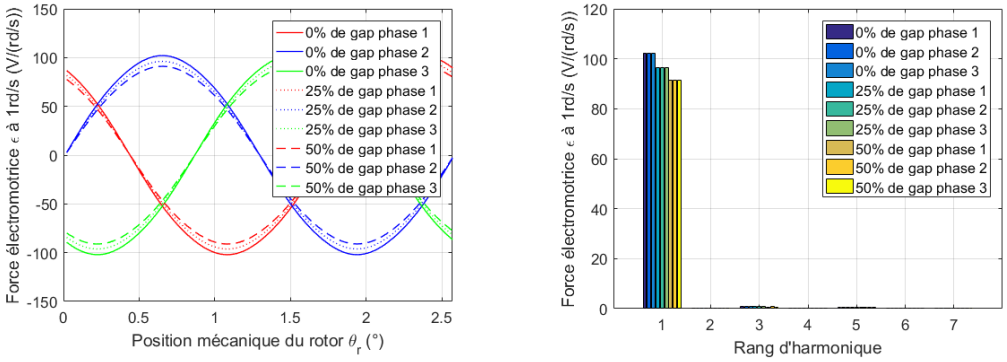
Le déséquilibre du fondamental E_1 des trois phases est quantifié par l'équation (III.8).

$$\Delta = \frac{E_{1,max} - E_{1,min}}{E_{1,moyen}} \tag{III.8}$$

Le taux de variation est de 0,3% pour la machine PSS avec deux gaps et est de 0,56% pour le moteur PSS à 4 gaps, par rapport à la moyenne du fondamental. Le déséquilibre est donc négligeable, même pour la structure dont les gaps sont équivalents à une paire de pôles (soit la plus petite largeur de gap possible d'après nos hypothèses de sectorisation).

Il est également important de noter que, en pratique, le moteur de propulsion et la génératrice pour hydrolienne sont couplés à un convertisseur à MLI, ce qui permettrait de compenser le déséquilibre en agissant sur la commande.

Au vu des conditions pour que le déséquilibre existe, il semble logique qu'il apparaisse également pour le cahier des charges correspondant à la génératrice pour hydrolienne. La figure III.13 présente donc les FEM numériques de l'HSS. Dans cette configuration les encoches contenant les conducteurs des phases 1 et 3 sont situées à proximité des gaps) et ceux de la phase 2 sont situés dans des encoches au centre des secteurs.



(a) Formes d'ondes.

(b) Analyses spectrales.

FIGURE III.13: Forces électromotrices numériques à 1rd/s pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$).

Dans le cas de la génératrice pour l'hydrolienne, le déséquilibre des phases est nettement moins visible. Cela est dû à la reconcentration du flux qui a une importance relative plus faible pour cette géométrie. Il est cependant bien présent et l'amplitude du fondamental des phases 1 et 3 diffère de celle de la phase 2. Le taux de variation est de 0,03% pour la machine HSS avec une ratio de segmentation $p_{gap} = 0{,}25$ et est de 0,04% pour la génératrice HSS à $p_{gap} = 0{,}5$, toujours par rapport à la moyenne du fondamental (équation (III.8)). Le déséquilibre est donc négligeable pour cette structure. La distribution du bobinage (choix d'un bobinage fractionnaire ou entier) va également jouer sur l'équilibre des forces électromotrices.

III.4 Couple électromagnétique

III.4.1 Modèle de calcul analytique

L'estimation du couple électromagnétique C_{em} nécessite de connaître les forces électromotrices des m phases de la machine ainsi que les courants circulants dans ces phases I_i, comme le montre l'équation (III.9).

$$C_{em}(\theta_r) = \sum_{i=1}^{m} \frac{E_i(\theta_r) I_i(\theta_r)}{\Omega} \tag{III.9}$$

La prise en compte de la sectorisation est donc ici introduite directement par les forces électromotrices E_i.

Dans la suite les FEM numériques sont déséquilibrées (voir la section précédente) et les courants sont considérés comme triphasés équilibrés. La phase centrale, dont la FEM est anti-périodique, est alors prise comme référence. Cependant il pourrait être envisagé, pour de futurs travaux, de choisir un système de courant sinusoïdaux déséquilibrés qui permettrait de compenser le déséquilibre des forces électromotrices en agissant sur la commande.

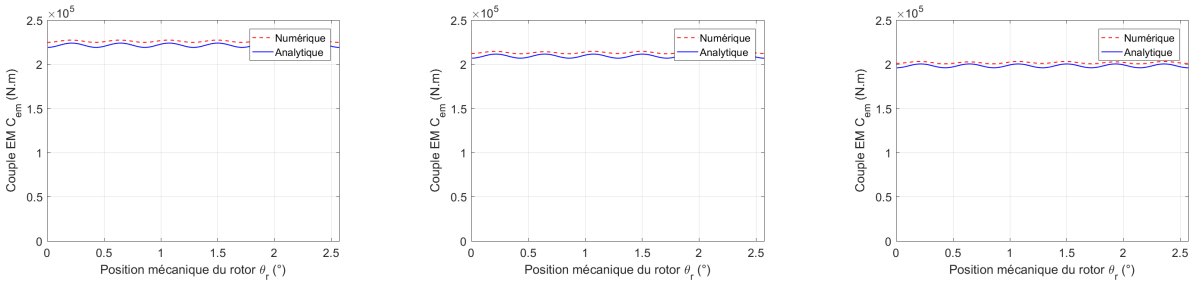
Le logiciel de calcul par éléments finis (Flux^{TM}2D) ne permet pas d'obtenir directement le couple électromagnétique. Il faut modéliser la machine en rotation en prenant en compte son alimentation par des courants équilibrés sinusoïdaux synchrones en fonction du temps. Pour cela, une simulation à vide permet de déterminer les forces électromotrices agissant sur le stator, puis en considérant une

alimentation du stator sous courants sinusoïdaux, il est possible de remonter au couple EM. Une autre méthode consiste à soustraire le couple à vide (couple à courants nuls appelé parfois couple de détente) au couple total obtenu par calculs numériques. Les résultats provenant de la méthode des éléments finis présentés dans la suite pour la validation sont obtenus à partir de la seconde méthode.

III.4.2 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien

i) Sectorisation du stator : cas de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$).

La figure III.14 présente l'évolution des couples électromagnétiques estimés par calculs analytique et numérique pour différents taux de segmentation p_{gap}. Pour ce faire la machine est alimentée par des courants triphasés nominaux (courants sinusoïdaux de valeur efficace égale à $1042A$). Ces courbes sont estimées pour une sectorisation amagnétique du stator mais conviennent également à une sectorisation ferromagnétique. En effet l'utilisation de matériaux amagnétiques ou ferromagnétiques dans les gaps mène, dans les deux cas, aux mêmes forces électromotrices, et donc au même couple électromagnétique.



(a) Machine de référence. (b) HSS avec $p_{gap} = 0{,}25$ et 7 gaps amagnétiques. (c) HSS avec $p_{gap} = 0{,}50$ et 7 gaps amagnétiques.

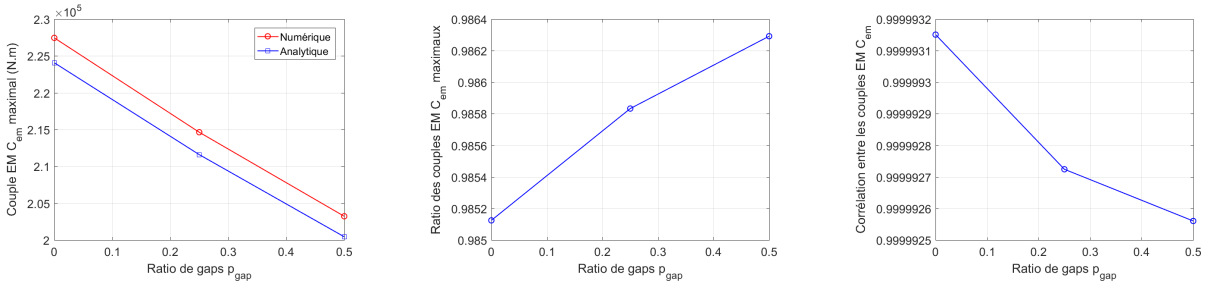
FIGURE III.14: Comparaison des couples EM pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec différents p_{gap}.

La figure III.15c présente la corrélation entre les couples électromagnétiques calculés par la méthode des éléments finis et par le modèle analytique. La figure III.15a présente la comparaison des valeurs crêtes du couple EM calculé par les deux méthodes. La figure III.15b montre le ratio entre les valeurs crêtes obtenues avec les deux modèles de calculs.

Le modèle analytique donne une estimation très correcte du couple électromagnétique, comparé aux résultats obtenus par la méthode des éléments finis. Ainsi l'estimation par le calcul analytique des valeurs crêtes pour le couple EM présente une différence inférieure à 2% avec les résultats obtenus par la méthode des EF (figure III.15b) ce qui est cohérent avec les résultats obtenus pour les FEM qui sont à la base de ce calcul.

Le tableau III.1 répertorie les valeurs moyennes des couples électromagnétiques obtenus par calculs analytiques et numériques.

Les résultats du tableau III.1 montrent une différence d'environ 2% entre les valeurs moyennes du couple EM issues des modèles de calculs numériques et analytiques.



(a) Valeurs crêtes. (b) Ratio entre les valeurs crêtes. (c) Corrélation.

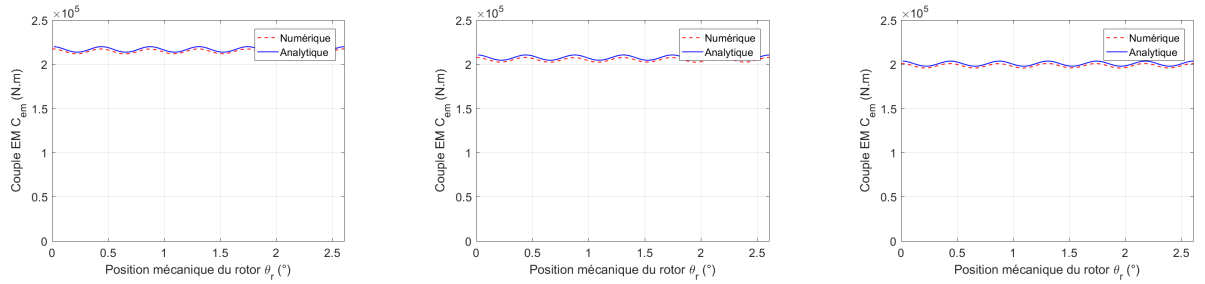
FIGURE III.15: Comparaison des couples électromagnétiques estimés par les modèles de calculs analytiques et numériques pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $n_{gap} = 7$ gaps.

Proportion de gap (matériau du gap)	0%	25% (amagnétique)	50% (amagnétique)
Numérique $\langle C_{em} \rangle$ $(kN.m)$	226	213	202
Analytique $\langle C_{em} \rangle$ $(kN.m)$	222	209	198
Ratio	0,98	0,98	0,98

TABLE III.1: Évolution du couple électromagnétique moyen pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $n_{gap} = 7$ gaps

ii) Sectorisation du rotor : cas de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$).

L'évolution du couple électromagnétique en fonction de la proportion p_{gap} est présentée à la figure III.16.



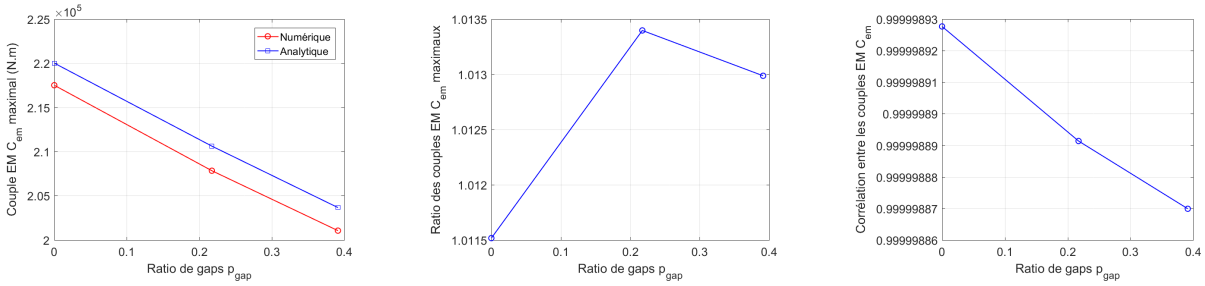
(a) Machine de référence. (b) HRS avec $p_{gap} = 0{,}217$ et 6 gaps amagnétiques. (c) HRS avec $p_{gap} = 0{,}391$ et 6 gaps amagnétiques.

FIGURE III.16: Comparaison des couples EM pour la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec différents p_{gap}.

Toutes les simulations mènent à de bons résultats en termes de formes d'ondes (figure III.16).

La figure III.17 propose une comparaison des valeurs crêtes issues des modèles de calculs analytiques et numériques. La valeur de la corrélation entre les deux modèles est également représentée.

Contrairement au cas de la sectorisation du stator de l'hydrolienne, le modèle de calcul analytique surestime le couple EM ici. La différence entre les résultats obtenus par les modèles de calcul



(a) Valeurs crêtes. (b) Ratio entre les valeurs crêtes (c) Corrélation.

FIGURE III.17: Comparaison entre les couples électromagnétiques analytique et numérique pour la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $n_{gap} = 6$ gaps.

analytique et par la méthode des EF est inférieure à 2% (figure III.17b), et la valeur de la corrélation supérieure à 0,999.

Les modèles analytiques permettent également de déterminer la valeur moyenne du couple EM avec environ 1% de différence avec les résultats obtenus avec Flux^{TM}2D . Les résultats sont présentés au tableau III.2.

Proportion de gap	0%	21,7%	39,1%
Numérique $\langle C_{em} \rangle$ $(kN.m)$	215	205	198
Analytique $\langle C_{em} \rangle$ $(kN.m)$	217	208	201
Ratio	1,01	1,01	1,02

TABLE III.2: Évolution des valeurs moyennes du couple électromagnétique de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $n_{gap} = 6$ gaps

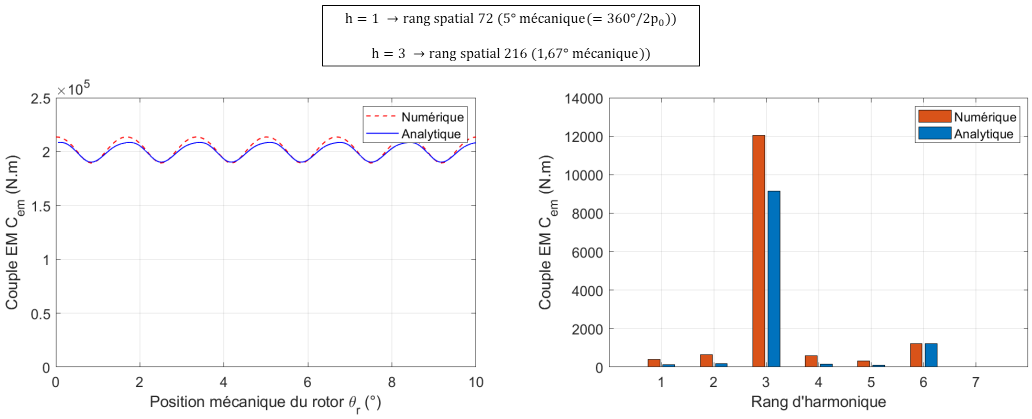
III.4.3 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur

i) Sectorisation du stator : cas du moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$)

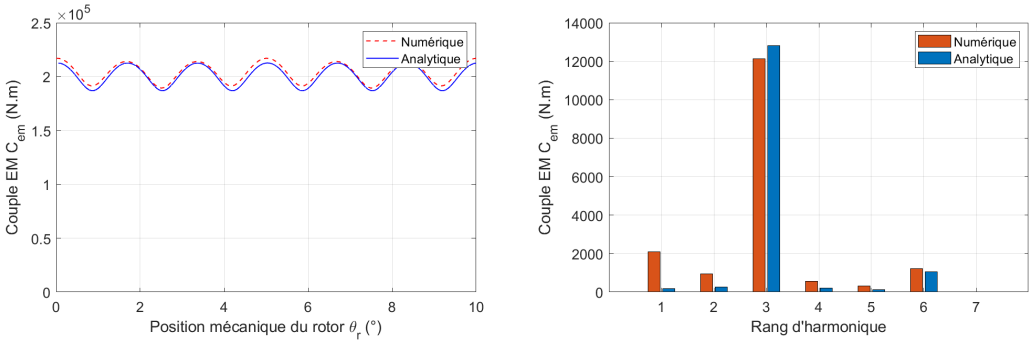
En considérant une alimentation sinusoïdale avec un courant nominal des phases, les figures III.18 et III.19 montrent les résultats obtenus par le modèle analytique d'estimation du couple électromagnétique comparés aux résultats numériques.

Il est à noter que l'introduction de gaps amagnétiques au stator modifie la période du couple électromagnétique. Ce changement apparaît sur les formes d'ondes obtenues sous Flux^{TM}2D tandis que les résultats obtenus en utilisant le modèle analytique ne présentent pas ce type variation. Cette déformation est liée aux déséquilibres induits par les phénomènes de reconcentration du flux constatées et expliquées précédemment.

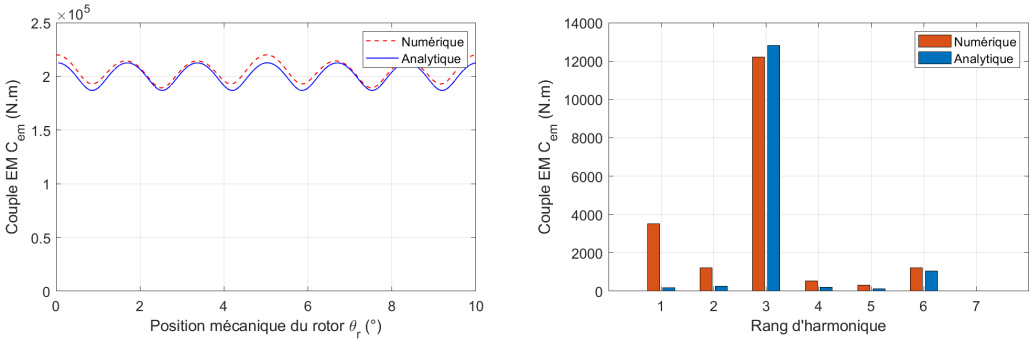
Les décompositions spectrales sont ainsi évaluées sur la période des couples EM numériques des machines sectorisées, soit sous 1 pôle. Le modèle analytique qui propose des résultats de période inférieure, ne permet donc pas d'avoir le même contenu harmonique que le modèle numérique, dans le cas d'une structure à stator sectorisé avec gaps amagnétiques. En effet le déséquilibre entre les flux des trois phases n'étant pas retranscrit, le sous-harmonique du couple EM n'apparaît pas.



(a) Sans sectorisation.



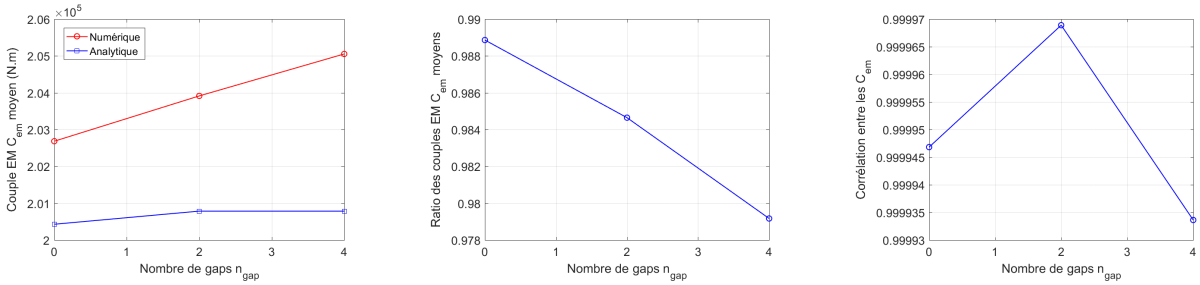
(b) PSS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 2$ gaps.



(c) PSS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 4$ gaps.

FIGURE III.18: Formes d'ondes et contenus harmoniques des couples EM obtenus par calculs analytiques et numériques du moteur de propulsion PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

Dans le cas du couple électromagnétique il est intéressant de regarder la variation de la valeur moyenne. Ces valeurs suivent la même évolution que les FEM puisque le nombre de gaps n_{gap} n'a pas d'influence sur le couple EM analytique moyen lorsque le stator est segmenté (figure III.19a). Cette valeur moyenne est estimée avec moins de 3% de différence avec le couple EM moyen numérique, et la corrélation entre les signaux est supérieure à 0,999.

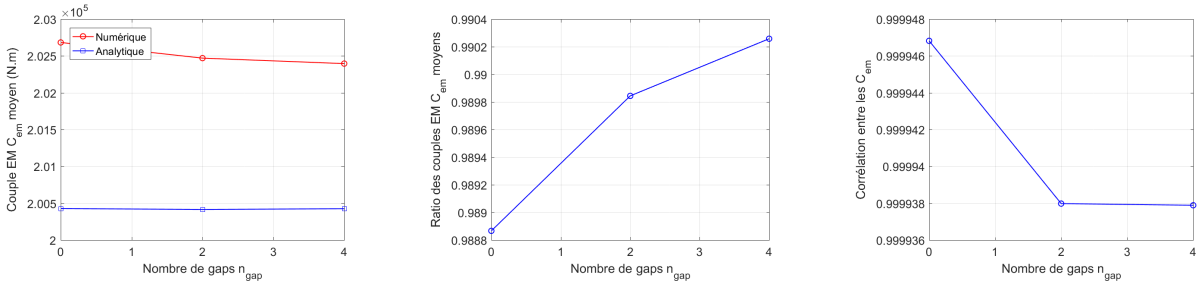


(a) Valeurs crêtes. (b) Ratio entre les valeurs crêtes. (c) Corrélation.

FIGURE III.19: Comparaison des couples EM obtenus par calculs analytiques et numériques pour le moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

ii) Sectorisation du rotor : cas du moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$)

Les formes d'ondes du couple EM concernant la sectorisation du rotor sont disponibles en annexe C.5. Les résultats issus des modèles de calculs analytiques et numériques sont comparés à la figure III.20.



(a) Valeurs crêtes. (b) Ratio entre les valeurs crêtes. (c) Corrélation.

FIGURE III.20: Comparaison des couples EM obtenus avec les modèles de calculs analytiques et numériques pour le moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

Dans ce cas l'introduction de gaps n'engendre pas de modification de la période du couple EM. Les décompositions spectrales sont ainsi estimées sur la période du couple EM, autrement dit un sixième du pas polaire. Les amplitudes calculées par la méthode numérique sont légèrement plus élevées que celles calculées analytiquement (un peu plus d'1%) mais l'estimation analytique reste acceptable. La corrélation entre les signaux issus des deux modèles est supérieure à 0,999.

III.5 Calcul des inductances

Il est nécessaire d'estimer les inductances de la machine puisque cela permet ensuite d'obtenir l'inductance cyclique L_c qui contribue à pouvoir évaluer la constante de temps électrique (avec la connaissance des résistances d'une phase), et les capacités en termes de défluxage de la machine [Dro10]. Ce modèle électrique permet ainsi de qualifier la dynamique du système et de configurer sa commande. La connaissance des inductances permet également de calculer le facteur de puissance pour les points de fonctionnement considérés et donc d'évaluer le dimensionnement du convertisseur associé à la machine.

Il existe deux types d'inductances à estimer : les inductances d'entrefer et les inductances de fuites. Pour ces dernières il en existe plusieurs sortes [Fog99] mais seules les inductances de fuites dans les encoches et dans les têtes de bobines seront étudiées ici. Les cas de bobinages 1 et 2 couches sont présentés ($n_c = 1$ et $n_c = 2$). Les inductances d'entrefer et les inductances de fuites d'encoches sont validées par simulations numériques. Pour cela une unique phase est alimentée sous 1A et les aimants sont neutralisés : les flux dans les bobinages sont évalués ce qui permet d'en déduire les inductances propres et mutuelles. Les inductances d'entrefer sont estimées en ramenant les conducteurs à la surface du stator au niveau des ouvertures d'encoche, comme vu au chapitre II. En considérant les conducteurs classiquement dans les encoches et en effectuant un calcul par éléments finis 2D, on obtient les inductances de fuites dans les encoches en plus des inductances d'entrefer. L'estimation par la méthode des éléments finis des inductances de fuites dans les têtes de bobines nécessite un calcul en 3 dimensions [Fog99 ; Li+09 ; BTB16] qui n'est pas fait ici.

Concernant la sectorisation du stator, le circuit magnétique est modifié ce qui change la canalisation du flux. C'est donc l'impact de cette segmentation sur les valeurs des inductances qui va être étudié. Pour la sectorisation du rotor par un matériau amagnétique c'est la sensibilité des inductances à la position du rotor qui va être en particulier importante à analyser (pour qualifier le phénomène de saillance relatif à ce type de sectorisation rotorique).

III.5.1 Calcul des inductances d'entrefer

Pour les machines à petits entrefers, un modèle 1D d'estimation des inductances d'entrefer suffit. C'est le cas de l'équation (III.10) [Cha10 ; Yan+20] qui suppose que les lignes de flux dans l'entrefer sont purement radiales.

$$L_{ij,1D} = \mu_0 R_s L_z \int_0^{2\pi} \frac{1}{g_m(\theta_s, \theta_r)} W_i(\theta_s)\, W_j(\theta_s)\, d\theta_s \tag{III.10}$$

Les machines étudiées sont plutôt à grand entrefer, il est donc préférable d'utiliser un modèle de calcul par séparation de variables 2D. Cette méthode découle du flux créé par les bobinages comme le montre l'équation (III.11) [Wan+03 ; PJH08]. L'inductance d'entrefer L_{ij} entre les phases i et j est ainsi égale au flux $\phi^{ij}_{/S}$ créé par le courant I_j dans les bobinages de la phase i divisé par le courant d'alimentation I_j.

$$L_{ij} = \frac{\phi^{ij}_{/S}}{I_j} \tag{III.11}$$

Ayant déterminé préalablement l'induction magnétique radiale du stator (équation (II.9) du chapitre II, il est possible d'estimer le flux $\phi^{ij}_{/S}$ selon l'équation (III.12) [Cha10] :

$$\phi^{ij}_{/S}(\theta_r) = \int_0^{2\pi} B^j_{/S}(\theta_s) W_i(\theta_s) R_s L_z d\theta_s \tag{III.12}$$

Il vient ensuite sa décomposition en série de Fourier [Scu20] :

$$\phi^{ij}_{/S}(\theta_r) = 2\pi n_{cd} R_s L_z \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \widehat{(W_i)}_v \widehat{\left(B^j_{/S}\right)}_{-v} \tag{III.13}$$

Avec la décomposition harmonique de la fonction de bobinage au rang v [Scu20] :

$$\widehat{(W_i)}_v = \frac{1}{j\pi\epsilon_s v^2} sin\left(v\frac{\epsilon_s}{2}\right) \frac{Q_{s0}}{m} \widehat{K^i_{w,v}} \tag{III.14}$$

En remplaçant la fonction de bobinage pour la phase i et l'induction statorique pour la phase j par leurs équations respectives (II.9) et (III.14) il est ainsi possible d'obtenir le flux dans les conducteurs de la phase i sous une alimentation de la phase j, et de calculer ainsi les mutuelles.

Pour le calcul des inductances, la position du rotor θ_r est fixée à 0°, les sources magnétiques liées aux aimants sont neutralisées ($B_{/R} = 0$), et une seule phase (dont l'indice est noté 0) est alimentée sous un courant $I_0 = 1A$. L'expression du flux est donnée par l'équation (III.15) en introduisant l'expression de la décomposition harmonique de l'induction statorique au rang $-v$ décrite précédemment (au rang v on a les équations (II.9) et (II.10)).

$$\begin{aligned}\phi^{ij}_{/S}(\theta_r) = 2\pi n_{cd} R_s L_z \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{j\pi\epsilon_s v^2} sin\left(v\frac{\epsilon_s}{2}\right) \frac{Q_{s0}}{m} \widehat{K^i_{w,v}} \\ \cdot \frac{-jv}{r} \frac{\mu_0 R_s}{|v|} \frac{\left(\frac{r}{R_r}\right)^{|v|} + \left(\frac{r}{R_r}\right)^{-|v|}}{\left(\frac{R_s}{R_r}\right)^{|v|} - \left(\frac{R_s}{R_r}\right)^{-|v|}} \frac{n_{cd}}{R_s\epsilon_s} \frac{1}{-\pi v} sin\left(-v\frac{\epsilon_s}{2}\right) \frac{Q_{s0}}{m} \widehat{K^0_{w,-v}} I_0 \end{aligned} \quad \text{(III.15)}$$

Après simplification, il vient l'équation (III.16).

$$\phi^{ij}_{/S}(\theta_r) = \mu_0 L_z R_s \sum_{v=-\infty}^{+\infty} -\operatorname{sinc}^2\left(v\frac{\epsilon_s}{2}\right) \left(\frac{n_{cd}Q_{s0}}{m}\right)^2 \frac{1}{2\pi r\,|v|} \cdot \frac{\left(\frac{r}{R_r}\right)^{|v|} + \left(\frac{r}{R_r}\right)^{-|v|}}{\left(\frac{R_s}{R_r}\right)^{|v|} - \left(\frac{R_s}{R_r}\right)^{-|v|}} \widehat{K^i_{w,v}} \widehat{K^0_{w,-v}} I_0 \quad \text{(III.16)}$$

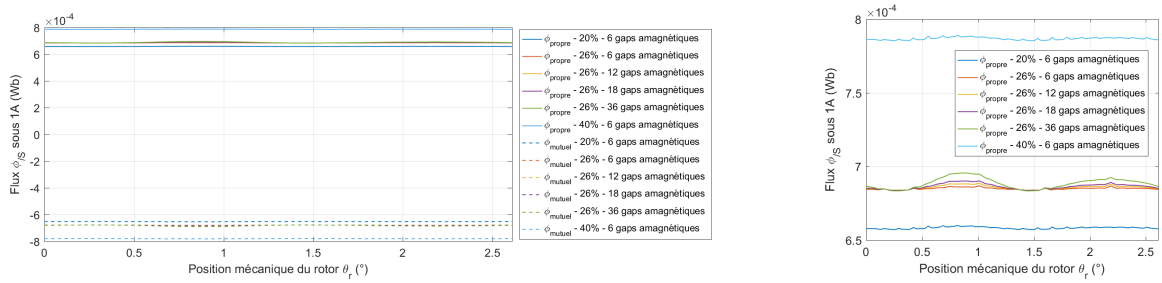
III.5.1.1 Prise en compte d'une sectorisation au stator

Pour un même cahier des charges en termes de couple nominal, la longueur axiale de la machine L_z est déterminée en fonction de la proportion de sectorisation p_{gap} comme cela a été montré dans le chapitre I (section I.3.4). Le nombre d'encoches est également diminué dans le cas d'une sectorisation du stator. En effet si le nombre d'encoches de la machine complète (i.e. sans sectorisation) est Q_{s0}, une machine dont le stator est sectorisé par suppression de certaines encoches possède un nombre d'encoches Q_s égal à $Q_{s0}(1 - p_{gap})$ (voir chapitre I). Le nombre d'encoches Q_{s0} est donc remplacé par Q_s dans l'équation (III.16)

III.5.1.2 Prise en compte d'une sectorisation au rotor

Dans le cas d'une sectorisation ferromagnétique du rotor, il est supposé que les gaps n'ont pas d'effet sur l'inductance car le flux du stator est canalisé de la même manière que pour la machine complète (sans sectorisation), comme montré au chapitre II. La seule différence avec la machine de structure classique est liée à l'augmentation de la longueur axiale calculée pour que la machine puisse fournir le même couple.

Pour ce qui est d'un gap amagnétique, l'influence de la position du rotor est dans un premier temps observée. Pour cela des simulations numériques sont effectuées pour différents ratios p_{gap} et nombres n_{gap} de sectorisation. Une unique phase est alors alimentée sous 1A sur une machine où les aimants sont neutralisés (on les remplace par de l'air), et la variation du flux dans les 3 phases en fonction de la position du rotor est estimée par la méthode des EF. L'influence de la rotation des ouvertures au rotor est alors montrée sur la figure III.21 pour la génératrice pour hydrolienne à $S_{pp} = 1/2$ encoches par pôle par phase.



(a) Flux propres et mutuels.

(b) Zoom sur les flux propres.

FIGURE III.21: Flux dans les conducteurs de différentes génératrices pour hydrolienne à $S_{pp} = 1/2$ sans aimants avec une alimentation continue de la phase 1 sous 1A dans la phase 1.

L'augmentation du nombre de gaps et la hausse du ratio de sectorisation entraînent des variations sur le flux dans les bobinages avec le changement de la position des gaps amagnétiques (figure III.21b) (phénomène analogue à un effet de saillance rotorique). Ces fluctuations augmentent avec le nombre de gaps mais restent cependant faibles et donc négligeables au premier ordre (figure III.21a). Comme la saillance rotorique due à la segmentation n'impacte pratiquement pas la distribution du champ dû au bobinage stator, la variation de la position du rotor sur les flux statoriques, et donc sur les inductances d'entrefer, n'est pas considérée par la suite. Les inductances d'entrefer sont donc estimées sous Flux^{TM}2D pour une position du rotor θ_r quelconque.

Dans le modèle analytique la contribution au flux de phase des encoches en face des parties actives du rotor et la contribution des encoches en face des gaps sont calculées séparément. La première contribution se calcule de manière "classique" et, pour la seconde partie, on fait tendre le rayon R_r vers 0 (comme pour le calcul de $B_{/S}$).

III.5.2 Inductances de fuites d'encoches

Le calcul d'estimation des inductances de fuites propre et mutuelle dans les encoches est détaillé dans [Fog99] et [Scu06] et est utilisé dans [Dro10].

Dans chaque encoche le flux $\phi^i_{fp,e}$ capté par la phase i, comprenant N_{spires} spires de la phase i ($N_{spires} = n_{cd}/n_c$), sous une alimentation I_i de la même phase est :

$$\phi^i_{fp,e} = \mu_0 \frac{N^2_{spires,i}}{l_{ouv}} I_i \left(\frac{h_s}{3} + h_{ouv} \right) L_z \tag{III.17}$$

Ce flux correspond à la fois au cas d'une encoche avec une ouverture de largeur l_{ouv} et avec des becs de hauteur h_{ouv}, et également au cas d'une encoche droite en prenant $h_{ouv} = 0$ et $l_{ouv} = l_s$. Dans l'équation (III.17) h_s est la hauteur de l'encoche.

Pour toute la machine, i.e. pour toutes les encoches contenant la phase i, l'inductance propre de fuites d'encoche $L_{fp,e}$ se détermine alors en divisant le flux total capté par la phase i sous alimentation de cette même phase, par le courant d'alimentation I_i. L'expression pour un bobinage à n_c couches est présentée par l'équation (III.18) :

$$L_{fp,e} = \frac{\phi^i_{fp,e}}{I_i} \cdot \frac{n_c Q_{s0}}{m} = \mu_0 \frac{N^2_{spires,i}}{l_{ouv}} \left(\frac{h_s}{3} + h_{ouv} \right) L_{z0} \cdot \frac{n_c Q_{s0}}{m} \tag{III.18}$$

Q_{s0} est le nombre d'encoche de la machine complète et m le nombre de phase. Le ratio $\frac{n_c Q_{s0}}{m}$ correspond donc au nombre d'encoche contenant la phase i.

Dans le cas de bobinages à plusieurs couches, il existe également une inductance mutuelle pour les fuites dans les encoches $L_{fm,e}$. Pour un bobinage double couches, au sein d'une même encoche, les phases i et j se côtoient. Ces deux phases ayant respectivement $N_{spires-i}$ et $N_{spires-j}$ spires dans cette encoche, l'inductance mutuelle est donnée par l'équation (III.19). Le nombre d'encoches dans lesquelles les phases i et j se côtoient est égal à $\frac{Q_{s0}}{m}$.

$$L_{fm,e} = -\mu_0 \frac{(N_{spires,i} \cdot N_{spires,j})}{l_{ouv}} \left(\frac{h_s}{3} + h_{ouv} \right) L_{z0} \cdot \frac{Q_{s0}}{m} = -\frac{L_{fp,e}}{2} \tag{III.19}$$

Pour la prise en compte de la sectorisation dans les équations (III.18) et (III.19), il y a une variation de la longueur axiale L_{z0} ainsi que du nombre d'encoches à prendre en compte dans le cas d'une machine avec stator sectorisé. Il faut ainsi utiliser la longueur axiale L_z et le nombre d'encoches de la machine segmentée ($Q_s = Q_{s0}(1 - p_{gap})$ pour la sectorisation du stator et Q_{s0} pour la sectorisation du rotor) dans les équations (III.18) et (III.19).

III.5.3 Inductances de fuites de têtes de bobines

Il a été mis en évidence par Laurent Drouen dans [Dro10] que des effets d'extrémités, dits effets 3D, peuvent être importants et doivent être pris en compte. Cela concerne notamment les machines courtes (petite longueur axiale) de grand diamètre comme les cahiers des charges des génératrices pour hydroliennes Rim-driven et des moteurs pour la propulsion navale.

Il existe de nombreuses études qui se sont intéressées au développement de modèles de calculs analytiques des inductances de fuites dans les têtes de bobines $L_{f,tb}$ [Fog99 ; Mil+99 ; PK14]. Certains modèles sont basés sur des simulations numériques par éléments finis ou sur des résultats expérimentaux tandis que d'autres sont purement analytiques ou empiriques. Le manuscrit de thèse de S. Richard liste une partie de ces modèles [Ric97].

La méthode de calcul analytique utilisée est décrite et développée dans [Gro46] et est reprise dans [PK14]. Elle concerne les têtes de bobines avec une topologie en demi arc de cercle comme c'est le cas pour notre étude, et considère les têtes de bobines dans l'air (sans considérer l'influence du paquet de tôles du stator). L'inductance de fuites dans les têtes de bobines d'une phase est donnée par l'équation (III.20).

$$L_{f,tb} = \frac{1,9739.10^{-6}}{n_a^2} \left(\frac{2 \cdot (0,5 \cdot d_{tb})^2}{h_c} N_{spires}^2 \cdot \frac{N_{bob}}{m} \cdot (k_1 - k_2) \right) \tag{III.20}$$

n_a correspond au nombre de circuits en parallèles, d_{tb} correspond au diamètre moyen d'une tête de bobine et on considère N_{bob}/m bobines par phases et chaque bobine de la phase i est constituée N_{spires} spires ($N_{spires} = n_{cd}/n_c$). Les coefficients k_1 et k_2 dépendent des dimensions des bobines (hauteur h_c, largeur l_c, diamètre d_{tb}). Les expressions de d_{tb}, k_1 et k_2 sont données en annexe E. Ils dépendent du diamètre du stator de la machine D, de la largeur des encoches l_s et de la largeur des dents l_t.

Dans le cas d'une sectorisation du rotor, le bobinage n'étant pas affecté, $L_{f,tb}$ ne l'est pas non plus. Tandis qu'avec une sectorisation du stator, le nombre de têtes de bobines N_{bob} et donc le nombre de bobines à prendre en compte varie avec le nombre d'encoches dans l'équation (III.20), ce qui induit une variation de ces inductances avec la sectorisation.

Note : le déséquilibre présenté à la section III.3.6 est également visible sur les flux créés par les bobinages du stator (sans aimants) et donc sur les inductances. Les déséquilibres entre phases sont néanmoins faibles et ne sont pas considérés dans cette partie.

III.5.4 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien

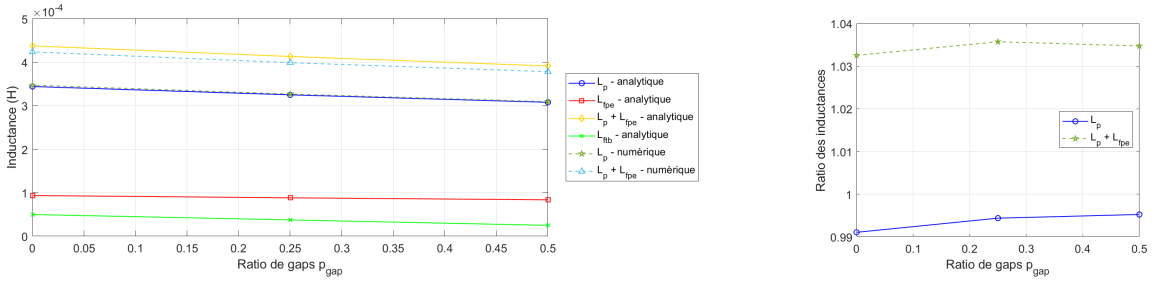
Pour la validation, les résultats obtenus par modèles analytiques sont comparés aux résultats résultants de calculs numériques pour les génératrices pour hydroliennes à rotor ou stator sectorisé pour plusieurs largeurs de gaps p_{gap}. Il est à noter que pour la génératrice à S_{pp}=2/5 (HSS) qui possède un bobinage mono-couche concentré, les valeurs des inductances mutuelles sont au moins 100 fois inférieures aux inductances propres. Les modèles de calculs analytiques et numériques permettent tous les deux de mettre en évidence le caractère négligeable des mutuelles pour ce cas. De ce fait les inductances mutuelles ne sont pas présentées dans la suite pour les machines de type HSS.

Les modèles analytiques de calculs des inductances ne faisant pas apparaître une variation en fonction du nombre de gaps n_{gap}, il est vérifié dans cette partie par calcul numérique par EF que la variation de n_{gap} n'engendre pas une modification significative des inductances pour les différents types de sectorisation.

i) Sectorisation du stator : cas de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$).

Les figures III.22 et III.23 présentent l'évolution des différentes inductances des génératrices HSS avec 7 gaps. L_p est l'inductance propre d'entrefer, $L_{fp,e}$ et $L_{f,tb}$ sont les inductances de fuites respectivement dans les encoches et dans les têtes de bobines.

Il est à noter que dans le cas d'une sectorisation du stator, les inductances estimées analytiquement sont identiques que ce soit par utilisation de matériaux amagnétiques ou ferromagnétiques. En revanche les résultats obtenus par simulations numériques diffèrent très légèrement pour les deux cas, du fait de la prise en compte des fuites en bout de secteur par le calcul numérique.

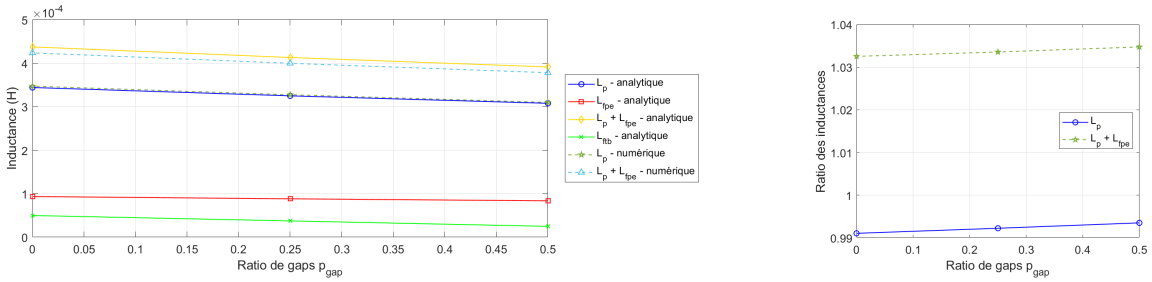


(a) Inductances. (b) Ratio.

FIGURE III.22: Comparaison des inductances obtenues par calculs analytiques et numériques de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec gaps amagnétiques au stator.

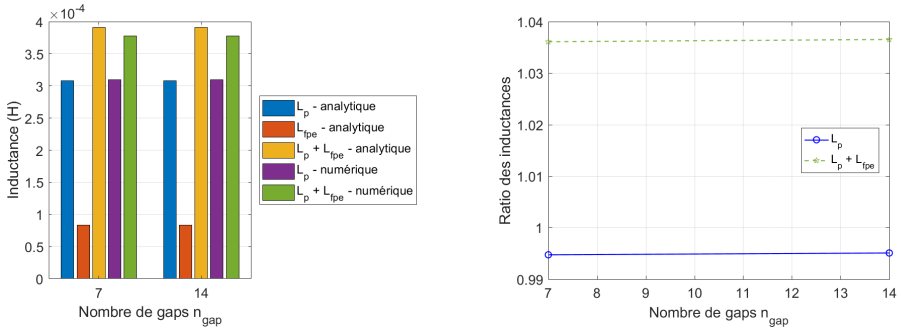
Les résultats présentés montrent une bonne proximité entre les valeurs obtenues avec les modèles de calculs analytiques et numériques. Un ratio entre ces valeurs est proposé aux figures III.22b et III.23b. Les inductances totales (inductances d'entrefer plus les inductances de fuites) des génératrices HSS sont légèrement surestimées par le modèle de calcul analytique.

La figure III.24 et la figure III.25 présentent les inductances pour les deux valeurs de n_{gap} étudiées, dans le cas de gaps amagnétiques et ferromagnétiques. Les simulations numériques confirment ainsi que le nombre de gaps n'influence que très peu les inductances dans le cas d'une sectorisation du stator.



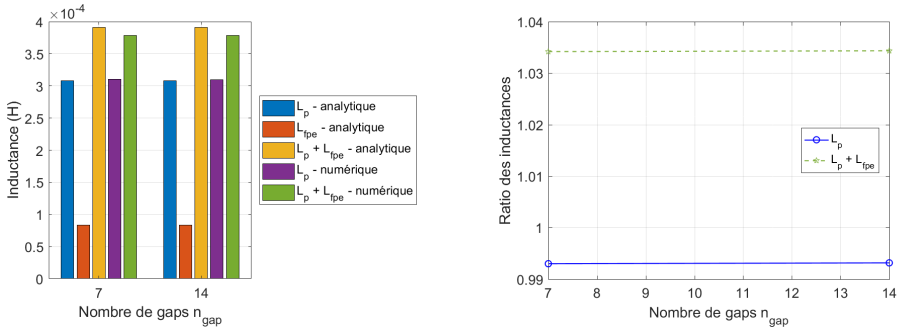
(a) Inductances. (b) Ratio.

FIGURE III.23: Comparaison des inductances obtenues avec les modèles analytiques et avec la méthode des EF de la génératrice pour le cahier des charge HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec gaps ferromagnétiques au stator.



(a) Inductances. (b) Ratio.

FIGURE III.24: Comparaison des inductances obtenues par calculs analytiques et numériques de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec 50% de sectorisation avec des gaps amagnétiques, et avec variation de n_{gap}.

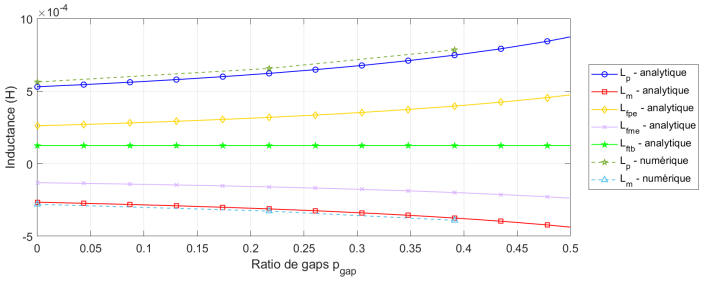


(a) Inductances. (b) Ratio.

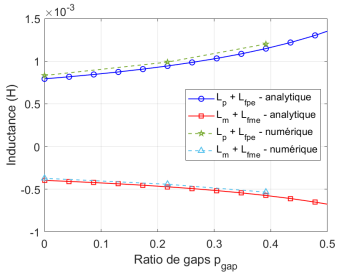
FIGURE III.25: Comparaison des inductances obtenues par calculs analytiques et numériques de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec 50% de sectorisation avec des gaps ferromagnétiques, et avec variation de n_{gap}.

ii) Sectorisation du rotor : cas de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$).

Les figures III.26 et III.27 correspondent aux inductances des génératrices HRS avec respectivement 6 gaps amagnétiques et 6 gaps ferromagnétiques.

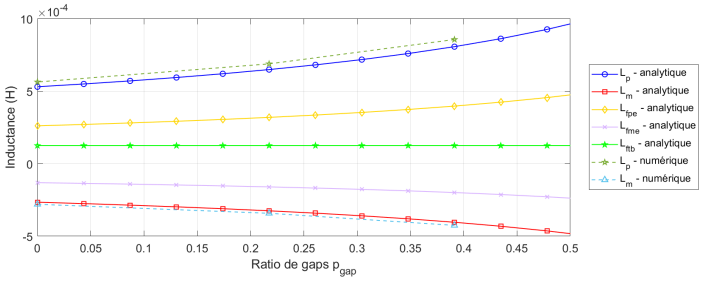


(a) Inductances présentées séparément.

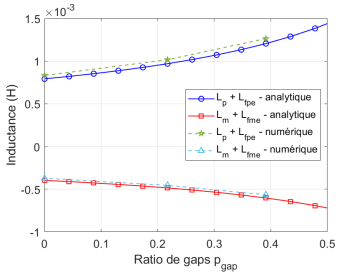


(b) Inductances d'entrefer et de fuites d'encoches additionnées.

FIGURE III.26: Comparaison des inductances obtenues par calculs analytiques et numériques de la génératrice pour le cahier des charges HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec gaps amagnétiques au rotor.



(a) Inductances présentées séparément.



(b) Inductances d'entrefer et de fuites d'encoches additionnées.

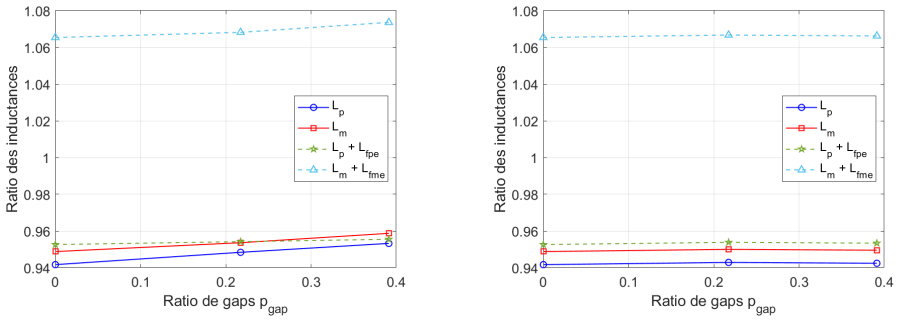
FIGURE III.27: Comparaison des inductances obtenues par calculs analytiques et numériques de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec gaps ferromagnétiques au rotor.

Les résultats présentés montrent une bonne concordance entre les valeurs obtenues par calculs analytiques et les valeurs estimées par Flux^{TM}2D . La ratio entre les valeurs obtenues par les deux méthodes est présenté à la figure III.28.

On peut noter que les valeurs obtenues pour les inductances sont très proches dans le cas d'une sectorisation ferromagnétique (suppression d'aimants) ou amagnétique (suppression d'aimants et d'une partie du circuit magnétique) du rotor.

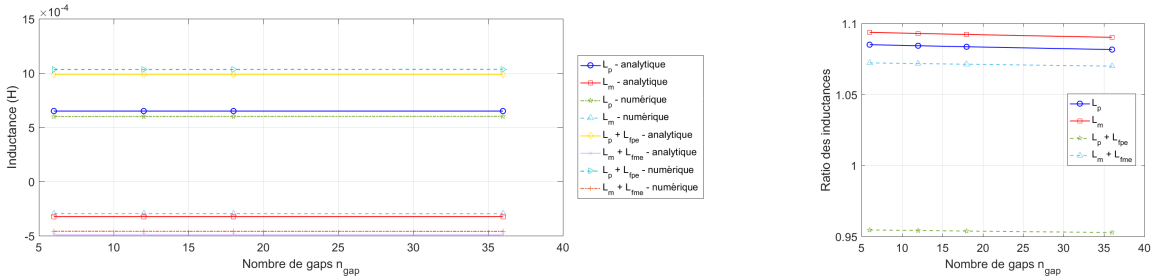
L'influence du nombre de gaps n_{gap} est présentée par les figures III.29 et III.30.

Quelle que soit la valeur de n_{gap}, le modèle analytique donne des résultats similaires à ceux obtenus par la méthode des EF. En effet dans le cas de gaps ferromagnétiques, les inductances ne varient pas avec le nombre de gaps, tandis qu'avec l'utilisation de matériau amagnétique, les inductances calculées par le modèle numérique augmentent très légèrement avec n_{gap}, mais les résultats obtenus avec les deux modèles restent cohérents.



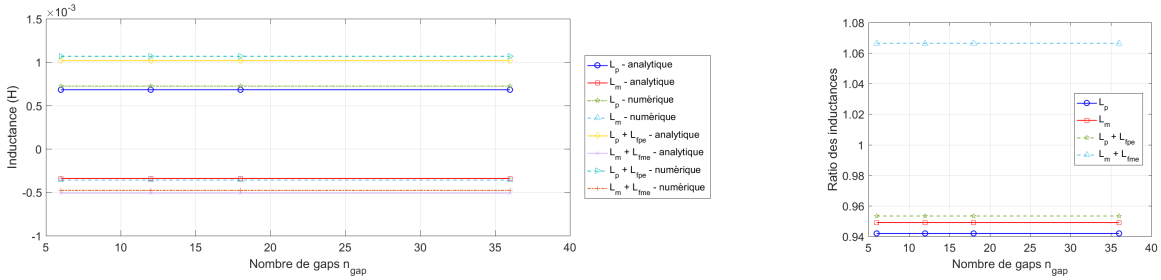
(a) Gaps amagnétiques. (b) Gaps ferromagnétiques.

FIGURE III.28: Comparaison des ratios des inductances de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec gaps au rotor.



(a) Inductances. (b) Ratio.

FIGURE III.29: Comparaison des inductances obtenues par calculs analytiques et numériques de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec 26,1% de sectorisation avec des gaps amagnétiques, et avec variation de n_{gap}.

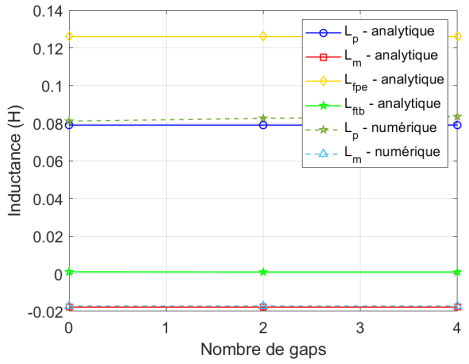


(a) Inductances. (b) Ratio.

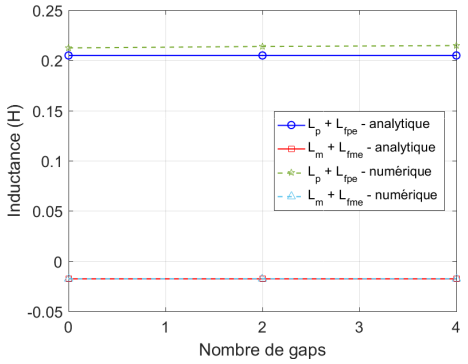
FIGURE III.30: Comparaison des inductances obtenues par calculs analytiques et numériques de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec 26,1% de sectorisation avec des gaps ferromagnétiques, et avec variation de n_{gap}.

III.5.5 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur : cas des moteurs PSS et PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$)

Les modèles analytiques de calculs d'inductances permettent d'obtenir les résultats présentés figures III.31 et III.32 pour les moteurs du cahier des charges propulseur. L_p et L_m correspondent aux inductances d'entrefer propre et mutuelle, $L_{fp,e}$ et $L_{fm,e}$ sont les inductances de fuites d'encoche propre et mutuelle. Il est à noter que pour ce cahier des charges le bobinage est mono-couche, il n'y a donc pas d'inductance mutuelle de fuite dans les encoches ($L_{fm,e} = 0$). Les inductances de fuites dans les têtes de bobines sont notées $L_{f,tb}$

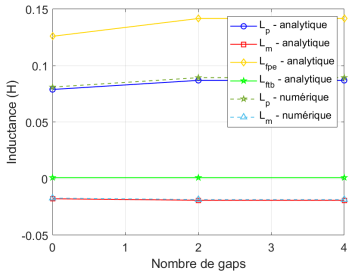


(a) Inductances d'entrefer et de fuites.

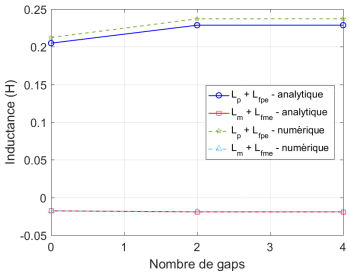


(b) Inductances d'entrefer et de fuites d'encoches additionnées.

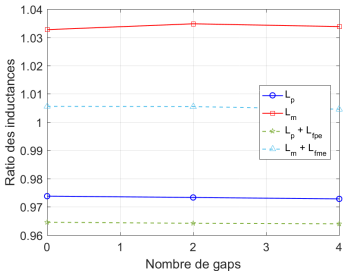
FIGURE III.31: Comparaison des inductances obtenues par les modèles analytiques et la méthode des EF pour le moteur correspondant au cahier des charges PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).



(a) Inductances d'entrefer et de fuites.



(b) Inductances d'entrefer et de fuites d'encoches additionnées.



(c) Ratio.

FIGURE III.32: Comparaison des inductances obtenues par calculs analytiques et numériques pour le moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

Dans le cas d'une sectorisation du rotor, les inductances d'entrefer sont plutôt bien estimées par le modèle analytique et suivent la même évolution que les résultats estimés sous Flux^{TM}2D . En effet les écarts sont inférieurs à 3% ce qui est équivalent aux écarts obtenus pour la machine complète de référence.

Pour le cas d'une sectorisation amagnétique du stator les écarts sont un peu plus élevés et augmentent avec l'élévation du nombre de gaps. En ce qui concerne les fuites dans les encoches, elles sont sous-estimées dans les deux cas.

On peut conclure que les modèles analytiques proposés permettent un calcul des inductances des machines étudiées avec une très bonne cohérence avec les résultats obtenus par EF2D. Ces modèles semblent donc tout à fait utilisables pour l'évaluation des performances des machines à stator ou rotor sectorisé.

III.6 Calcul du couple à vide

Le couple à vide est une donnée difficile à estimer, que ce soit par calculs analytiques ou numériques. C'est pourtant un paramètre qu'il est nécessaire d'évaluer puisqu'il peut être à l'origine de vibrations et de bruits [LL07]. Autrement appelé couple de détente, il résulte de l'interaction entre le champ magnétique créé par les aimants du rotor et les encoches du stator lorsque les bobinages ne sont pas alimentés. Une particularité des machines sectorisées au stator est que le couple à vide résulte de l'interaction du champ créé par les aimants du rotor à la fois avec les ouvertures d'encoches et avec les autres ouvertures introduites (gaps). Nous proposons dans la suite une méthode de calcul du couple à vide pour les machines sectorisées qui se base sur une adaptation des méthodes classiques de calcul du couple à vide de machines non sectorisées. C'est pourquoi cette méthode classique de calcul est tout d'abord présentée.

III.6.1 Modèle de calcul analytique pour des machines non sectorisées

Un modèle analytique de calcul du couple à vide C_d pour des machines non sectorisées est présenté dans [Pro+03]. Ce modèle est basé sur le calcul de l'induction magnétique créée par le rotor dans les ouvertures du stator $B_{/R}$ et sur l'estimation des pressions magnétiques appliquées sur chaque interface dent / encoche. Dans ce modèle connu et référencé, les pressions magnétiques sont estimées pour chaque paroi d'encoche puis sommées (III.21).

$$C_{d,slotted}(\theta_r) = \frac{L_{z0}}{2\mu_0} \cdot \left[\sum_{1}^{Q_{s0}} \left\{ \int_{\frac{\epsilon_s}{2}}^{\epsilon_s} B_{/R}^2(\theta_s, \theta_r) \cdot (R_s + d(\theta_s)) d\theta_s - \int_{0}^{\frac{\epsilon_s}{2}} B_{/R}^2(\theta_s, \theta_r) \cdot (R_s + d(\theta_s)) d\theta_s \right\} \right] \tag{III.21}$$

Dans l'équation (III.21) ϵ_s correspond à la largeur d'ouverture d'encoche en radians, R_s le rayon à la surface du stator, L_{z0} la longueur axiale de la machine sans sectorisation, μ_0 la perméabilité du vide et Q_{s0} le nombre d'encoches. $d(\theta_s)$ est une distance additionnelle au rayon qui correspond à l'intersection de la ligne de flux à la position θ_s avec la paroi de l'encoche sur laquelle elle s'applique. Cette grandeur a déjà été mise en évidence au chapitre précédent pour le développement de la fonction de perméance qui permet de prendre en compte l'encochage (à la section II.3.2.1 et on retrouve la représentation des trajets des lignes de flux à la figure II.2b). La ligne de flux considérée pour le calcul des pressions magnétiques est donc supposée ici circulaire dans l'ouverture d'encoche.

III.6.2 Prise en compte d'une sectorisation au stator

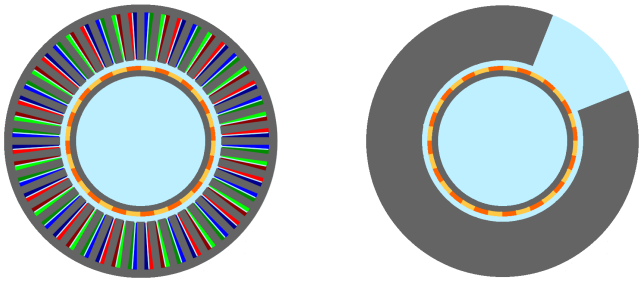
Dans le cas d'une sectorisation du stator par un matériau ferromagnétique, l'estimation du couple à vide provient du modèle classique pour une machine possédant des encoches (III.21) modulé par le nombre de motifs de bobinage restant $(1 - p_{gap})$. Cela revient à modifier le nombre d'encoches de la machine et donc de sommer les pressions magnétiques sur un moins grand nombre d'encoches, ne prenant ainsi en compte que les encoches restantes (non supprimées pour la sectorisation du stator). Le calcul peut être réalisé sur un nombre d'encoche réduit (équation (I.4)) puis multiplié par le nombre de période de ce bobinage de base (les secteurs étant des multiples de cette période

de bobinage). Les parties situées dans les gaps ne contribuent alors pas au couple à vide car elles ne présentent pas de variations de reluctance face aux aimants du rotor.

Pour une structure avec stator sectorisé avec des gaps amagnétiques, le couple à vide résulte de l'interaction électromagnétique des aimants permanents sur les ouvertures présentes au stator qui sont ici les ouvertures d'encoches et les gaps introduits. Il est alors nécessaire de déterminer la contribution des interactions du champ créé par les aimants permanents avec les gaps dans le couple à vide (la contribution des encoches étant déjà connue).

III.6.2.1 Principe de superposition

La méthode est basée sur le principe de superposition du couple à vide [ZRH06] résultant de deux structures basiques. Il est supposé pour cela que la contribution des encoches au couple à vide et celle des gaps sont indépendantes l'une de l'autre et peuvent donc être calculées séparément. Dans un premier temps, il s'agit de considérer une machine encochée équivalente (sans gap) avec le même rotor et les mêmes encoches (la même géométrie, les mêmes dimensions) que la machine étudiée (dont le stator va être sectorisé). La méthode présentée au paragraphe III.6.1 (comme dans [Pro+03]) est utilisée dans le but de déterminer une première contribution au couple à vide, qui correspond au couple à vide dû à l'encochage. Dans un second temps, une structure basique est considérée avec les même dimensions mais sans encoches et avec un unique gap au stator (structure mono-gap). Un exemple de cette structure mono-gap est présenté figure III.33b.



(a) Machine encochée. (b) Machine mono-gap.

FIGURE III.33: Structures des deux configurations basiques étudiées.

Dans cette structure élémentaire mono-gap, la largeur du gap est supposée être un multiple de la période spatiale de la machine. En fait, le gap doit contenir un nombre entier de paires de pôles et sa largeur doit être un multiple de la période de bobinage afin de garder un bobinage régulier (autrement dit le gap doit contenir un nombre entier de périodes de bobinage), ce qui correspond aux hypothèses faites au chapitre I sur la mise en œuvre de la segmentation dans les machines étudiées (hypothèse numéro 2 de la section I.3.4). Il est important de noter que, dans le cas de bobinages à pas fractionnaires, la paire de pôles n'est pas la période spatiale. Le gap doit alors contenir un nombre entier de nombre de paires de pôles réduit (correspondant à la période de bobinage). Des simulations numériques par la méthode des éléments finis (EF) 2D (avec le logiciel Flux^{TM}2D) montrent préalablement que le nombre de motifs considéré pour la largeur du gap n'impacte pas la forme du couple à vide de la structure mono-gap sans encoches. En effet l'amplitude et la fréquence du couple à vide restent les mêmes pour tous les gaps ayant une largeur équivalente à un nombre entier de motifs (à condition d'avoir le même rotor, la même longueur axiale et le même entrefer). Cela signifie donc que la contribution au couple à vide d'un gap au stator ne dépend pas de la largeur du gap si un nombre entier de motifs est considéré pour la largeur du gap. La figure III.34 présente

le couple à vide estimé par méthode par EF2D de deux structures mono-gap (comme présentées par la figure III.33b) qui possèdent des gaps de largeurs différentes et la même longueur axiale, en fonction de la position du rotor θ_r. Les dimensions des machines mono gap étudiées sont celles de la génératrice pour hydrolienne à $S_{pp} = 2/5$ et sont présentées dans les tableaux I.1 et I.3.

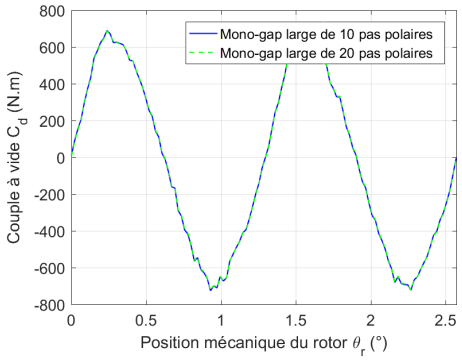


FIGURE III.34: Couple à vide numérique de deux structures mono-gap de largeurs de gaps différentes.

Le couple à vide de la machine avec gaps amagnétiques au stator peut ainsi être calculé comme la somme de $(1-p_{gap})$ fois la contribution de la machine avec encoches et n_{gap} fois la contribution de la machine mono-gap sans encoches comme présenté dans l'équation (III.22). D'un côté chaque gap a la même contribution au couple à vide. Cette contribution est équivalente au couple à vide mono-gap $C_{d,MonoGap}$ puisque tous les gaps (et leurs limites) sont dans la même position relative par rapport aux pôles du rotor. D'un autre côté, la contribution relative aux interactions aimants / encoches est équivalente au couple à vide dû aux encoches d'un motif de bobinage $C_{d,slotted}$ (calculé avec le modèle classique (III.21)), et multiplié par le nombre de période de bobinage en face d'aimants. Cette seconde contribution correspond au couple à vide de la machine avec gaps ferromagnétiques au stator.

$$C_{d,AirGap}(\theta_r) = C_{d,slotted}(\theta_r) \cdot (1 - p_{gap}) + C_{d,MonoGap}(\theta_r) \cdot n_{gap} \tag{III.22}$$

III.6.2.2 Estimation du couple à vide mono-gap

Le modèle analytique d'estimation du couple à vide pour la machine mono-gap est une adaptation de la méthode classique présentée précédemment et décrite dans [Pro+03]. L'estimation est basée sur le calcul de l'induction rotorique $B_{/R}$ dans l'ouverture du gap. Ce calcul correspond à l'évaluation des pressions magnétiques sur les interfaces partie active / gap. Ces pressions magnétiques sont déterminées sur une distance d'un demi pas polaire au niveau des deux parois du gap (partie hachurée en rouge sur la figure III.35). L'approche est étendue à la machine à stator sectorisé en considérant l'induction créée par les aimants et la fonction de perméance étendue et adaptée aux gaps amagnétiques du stator.

La structure mono-gap utilisée pour les études numériques du couple à vide mono-gap (figure III.34) est également utilisée afin de valider le modèle analytique proposé (géométrie de la génératrice HSS non encochée). La figure III.36 compare ainsi les couples à vide analytique et numérique de la structure mono-gap avec une largeur de gap équivalente à 10 pas polaires.

Dans le cas test présenté qui correspond à une structure de grand diamètre (hydrolienne de type Rim-driven), le modèle analytique pour l'estimation du couple à vide d'une structure mono-gap offre une bonne estimation de la contribution d'un gap au couple à vide.

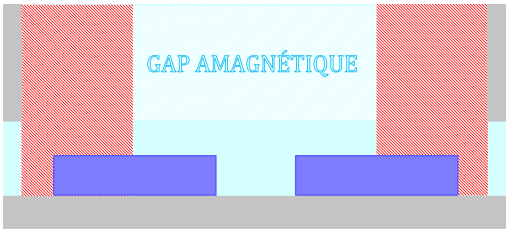


FIGURE III.35: Zones de calcul du couple à vide mono-gap.

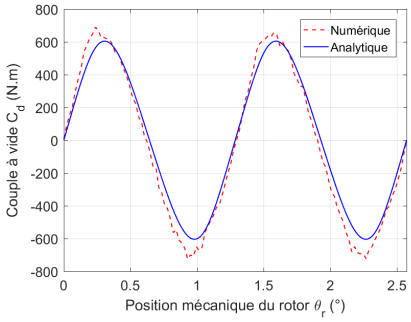


FIGURE III.36: Comparaison entre les couples à vide numérique et analytique dus à un unique gap large de 10 pas polaires.

III.6.2.3 Validation du modèle mono-gap

i) Méthodologie

Afin de valider le modèle de calcul du couple à vide mono-gap, une variation paramétrique est menée. Pour cela la largeur angulaire d'aimant β_m va être modifiée en gardant l'épaisseur de l'entrefer constante. Dans un second temps l'étude se fera à β_m constant avec variation de l'épaisseur de l'entrefer h_g. En effet le couple à vide dépend du parcours de l'induction du rotor dans l'entrefer. Les largeurs d'aimants et d'entrefer influent donc directement sur le modèle et étudier la sensibilité du calcul à ces paramètres peut permettre de cerner les limites de validité du modèle.

Les dimensions de la machine utilisée pour l'étude correspondent à la génératrice pour hydrolienne Rim-driven à $S_{pp} = 2/5$. La machine n'est pas encochée et comporte un trou amagnétique au stator comme sur la figure III.33b. Ce gap a une largeur équivalente à 10 pas polaires.

Afin de limiter les temps de calculs et également d'améliorer la forme des résultats numériques, le domaine est réduit à un septième de la machine (comme présenté figure III.37). Avec des conditions de périodicité cela revient à avoir 7 gaps régulièrement répartis sur toute la circonférence du stator non encoché.

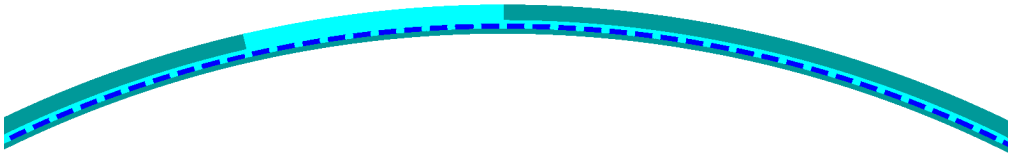


FIGURE III.37: Structure de la machine à 7 gaps sans encoches (représentation d'un septième de la machine).

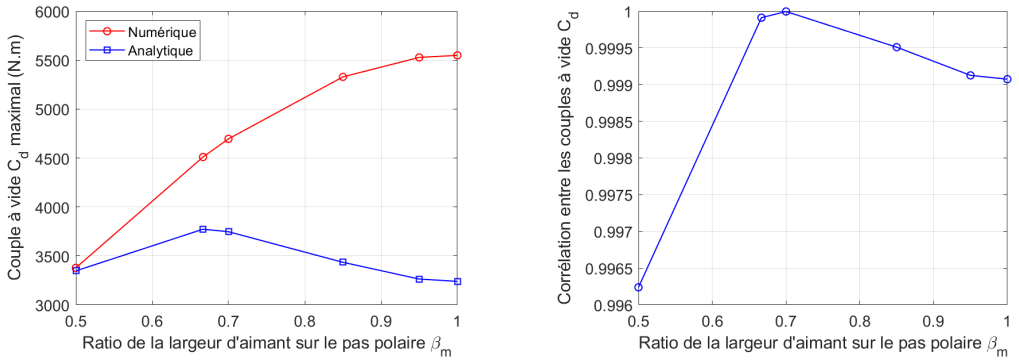
Les formes d'ondes issues du modèle analytique sont comparées en effectuant une corrélation avec les formes d'ondes issues du modèle numérique par EF2D (équation (II.1)). Les valeurs maximales sont également comparées.

Il est à noter que la fonction de perméance qui traduit les variations d'entrefer dans un gap amagnétique au stator varie avec les deux paramètres β_m et h_g. En effet la valeur limite λ_{min} dépend de l'induction magnétique créée au rotor et donc de l'épaisseur de l'entrefer h_g et de la largeur angulaire d'aimants β_m. La valeur limite λ_{min} est donc estimée, pour chaque cas de la variation paramétrique, par la même méthode que dans le chapitre II à la section II.3.2.2. Cela permet de voir les limites de validité du modèle de calcul du couple à vide développé en utilisant

le modèle d'estimation de l'induction rotorique pour machines à rotor segmenté validé au chapitre précédent.

ii) Variation du ratio de la largeur d'aimant sur le pas polaire (β_m)

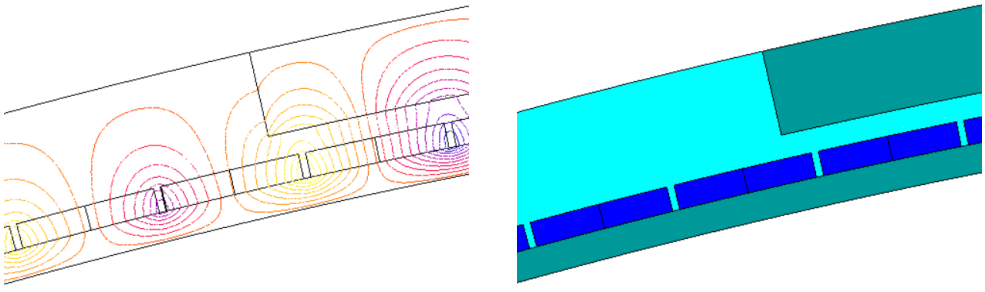
Pour la variation de β_m, le stator non encoché reste le même et l'épaisseur de l'entrefer est fixée à 20mm. La sectorisation représente 25% du stator répartie sur 7 gaps. La figure III.38a montre l'évolution de l'amplitude du couple à vide pour différentes largeurs angulaires d'aimants et la comparaison entre les résultats analytiques et numériques. La corrélation entre les signaux est présentée figure III.38b. Les formes d'ondes pour $\beta_m = 0{,}5\,;\ 0{,}7\,;$ et 1 sont disponibles en annexe C.6.



(a) Valeurs crêtes. (b) Corrélation.

FIGURE III.38: Comparaison entre les couples à vide issus de calculs analytique et numérique dus aux gaps pour différents β_m et un entrefer fixé à 2 cm.

Ces figures montrent que le modèle analytique d'estimation du couple à vide mono-gap donne une amplitude équivalente au numérique pour $\beta_m = 0{,}5$. Elle passe à 85% de la valeur obtenue par calcul numérique pour $\beta_m = 2/3$ et 80% pour $\beta_m = 0{,}7$. La différence augmente beaucoup au delà. La visualisation des lignes de champ dans la machine (comme présente par exemple la figure III.39) met en évidence que la zone de calcul des pressions magnétiques varie avec la position du rotor, ce qui peut expliquer les écarts importants d'amplitudes obtenus. Dans le but d'améliorer les résultats, une indexation de la fonction de perméance à la position du rotor sera à envisager dans des travaux futurs, comme dans [LL07].

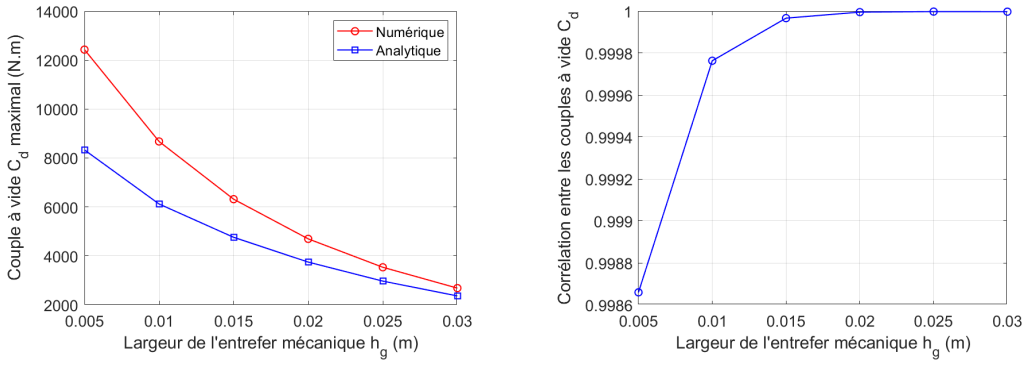


(a) Lignes de flux. (b) Structure correspondante.

FIGURE III.39: Visualisation des lignes de flux pour une position du rotor qui offre le couple à vide maximal dans le cas d'une structure mono-gap avec $h_g = 2$cm et $\beta_m = 0{,}95$.

iii) Variation de l'épaisseur de l'entrefer (h_g)

Pour l'étude de l'influence de la variation de l'épaisseur de l'entrefer h_g, le rotor et ses dimensions restent les mêmes et la largeur angulaire d'aimants β_m est égale à 0,7. La comparaison entre les couples à vide obtenus par les modèles analytiques et numériques est présentée figure III.40 en termes de valeurs crêtes (figure III.40a) et de corrélation entre les signaux (figure III.40b).



(a) Valeurs crêtes.

(b) Corrélation.

FIGURE III.40: Comparaison entre les couples à vide issus de calculs analytique et numérique dus aux gaps pour différents h_g.

L'augmentation de h_g conduit logiquement à une diminution des valeurs crêtes du couple à vide dus aux gaps amagnétiques que ce soit avec les modèles analytique et numérique. En revanche l'écart entre les résultats des deux modèles diminue avec h_g. Dans le cas d'un entrefer mécanique de même dimension que la hauteur d'aimant (21 mm), la différence entre les valeurs crêtes est de 20%.

Le modèle d'estimation du couple à vide pour une structure mono-gap permet d'obtenir de bons résultats pour de grandes valeurs de h_g ($h_g \geqslant h_m$) et pour de faibles valeurs de β_m pour cette géométrie. Le modèle mono-gap présenté est donc validé pour notre étude.

III.6.3 Prise en compte d'une sectorisation au rotor

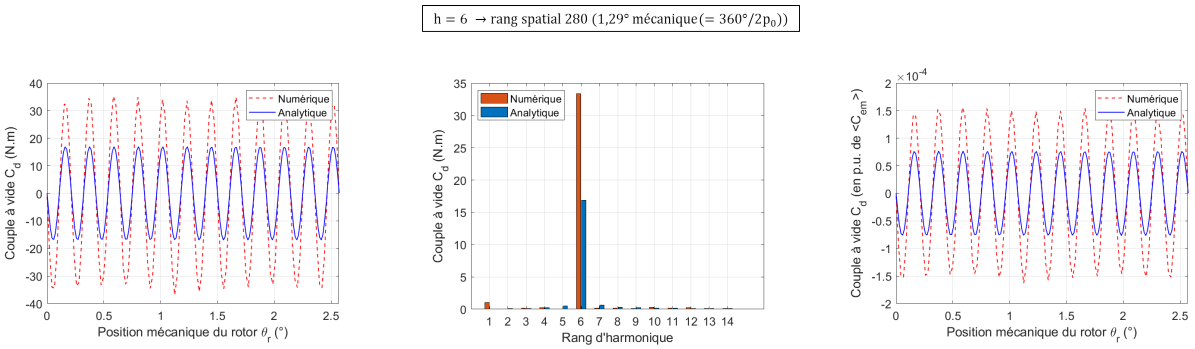
Dans le cas d'une structure à rotor sectorisé, et au vu du principe de superposition utilisé précédemment, le couple à vide est obtenu par estimation de la contribution totale des encoches modulée par la proportion de partie active (1-p_{gap}). L'équation (III.23) est ainsi obtenue.

$$C_{d,RotorGap}(\theta_r) = C_{d,slotted}(\theta_r) \cdot (1 - p_{gap}) \tag{III.23}$$

III.6.4 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien

III.6.4.1 Sectorisation du stator : cas de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$)

La segmentation du stator avec un matériau amagnétique modifie très fortement le couple à vide total (la figure III.34 présente la contribution du couple à vide d'un gap amagnétique). La comparaison des formes d'ondes, du contenu harmonique et des valeurs crêtes en pourcentage du couple électromagnétique des couples à vide obtenus par calculs analytiques et numériques pour différents ratios de gaps est donnée en annexe C.7.



(a) Formes d'ondes. (b) Analyse spectrale. (c) Formes d'ondes en p.u. du couple électromagnétique.

FIGURE III.41: Comparaison des couples à vide de la machine de référence non sectorisée à $S_{pp} = 2/5$ (HSS, $p_0 = 140$).

Dans le cas de la machine non sectorisée, les amplitudes entre les couples à vide obtenus par méthode par EF et par modèle analytique ont un rapport de 2 comme le montre la figure III.41a. Cette différence peut paraître importante, cependant la difficulté d'estimation numérique du couple à vide de très faible amplitude par rapport à la valeur du couple électromagnétique peut l'expliquer (figure III.41c). En effet, le choix d'un bobinage fractionnaire à $S_{pp} = 2/5$ induit un couple à vide très faible (moins de deux pour mille du couple nominal de la machine).

i) Étude de la variation du ratio de sectorisation p_{gap} ($n_{gap} = 7$ gaps)

L'introduction de gaps amagnétiques au stator apporte une contribution importante au couple à vide (figure III.34) comparée à la contribution des encoches (figure III.41a). Cela explique que le couple à vide total ait une grande amplitude. Comparé au couple électromagnétique C_{em} de la machine (P=300kW, N=15rpm, C_{em}=190kN.m), le couple à vide d'une machine à stator sectorisé par un matériau amagnétique n'est cependant pas si important (au maximum de l'ordre de quelques pour cent du couple nominal).

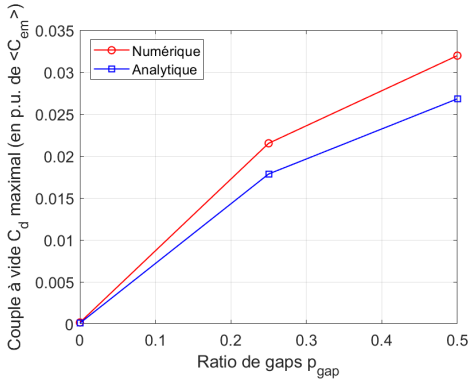
Dans le cas d'une segmentation ferromagnétique, le couple à vide résulte uniquement des ouvertures d'encoches. Il est donc d'amplitude similaire au couple à vide de la machine de référence (la longueur étant rallongée pour atteindre le couple nominal).

La figure III.42 présente une comparaison entre les valeurs crêtes du couple à vide calculés par deux méthodes dans les cas de gaps amagnétiques (figure III.41a) et gaps ferromagnétiques (figure III.42b). Les grandeurs sont estimées en p.u. du couple électromagnétique.

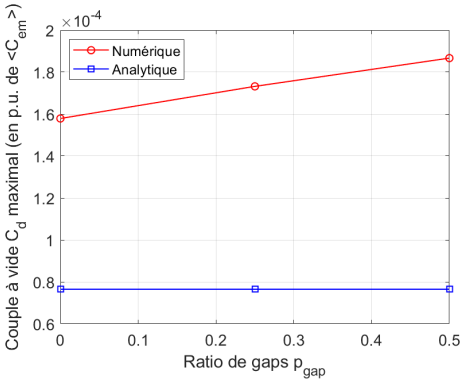
La figure III.43 propose le ratio entre les valeurs crêtes estimées par les deux modèles. Et la figure III.44 montre les valeurs de corrélation pour les couples à vide calculés par des modèles numérique et analytique pour différentes largeurs de gap au stator.

La différence entre les amplitudes obtenues par la méthode des éléments finis et par un modèle analytique pour les machines avec gaps ferromagnétiques qui apparaît en figure III.41a, est bien retranscrite sur la figure III.43. En revanche, l'estimation du couple à vide pour une machine à stator sectorisé avec des gaps amagnétiques mène à de très bons résultats (à la fois pour la corrélation entre les signaux analytiques et numériques et pour les valeurs maximales du couple à vide). L'estimation d'un très faible couple à vide, ce qui est le cas de la structure à stator sectorisé avec gaps ferromagnétiques, est difficile pour le nombre d'encoches par pôle et par phase choisi. La qualité du signal du couple à vide numérique diminue avec l'augmentation de la sectorisation, ce qui dégrade

la valeur de la corrélation pour le cas des gaps ferromagnétiques (figure III.44). L'augmentation de la valeur crête du couple à vide dans le cas de gaps amagnétiques montre que le modèle analytique mène à une différence de 8% pour ces dimensions avec la valeur crête obtenue avec la méthode des éléments finis (III.43). Le modèle de calcul mono-gap permet donc une analyse qualitative du couple à vide de ce type de machine et peut ainsi être utilisé dans le cadre d'un pré-dimensionnement.



(a) Machine à stator segmenté avec gaps amagnétiques.



(b) Machine à stator segmenté avec gaps ferromagnétiques.

FIGURE III.42: Couple à vide maximal pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $n_{gap} = 7$ gaps (en p.u. du C_{em}).

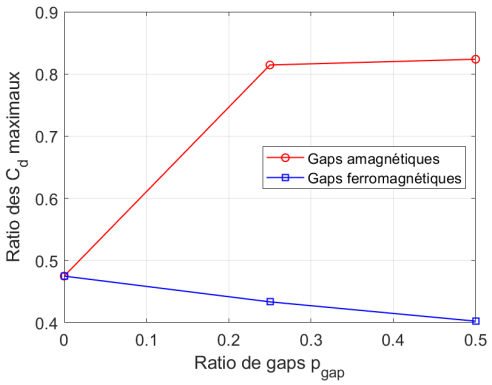


FIGURE III.43: Ratio entre les valeurs crêtes du couple à vide pour l'HSS avec $n_{gap} = 7$ gaps.

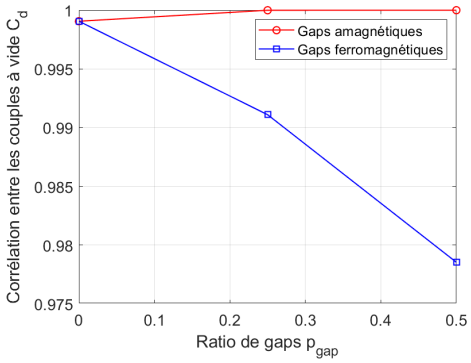


FIGURE III.44: Corrélation entre les couples à vide obtenus par calculs numériques et analytiques pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $n_{gap} = 7$ gaps.

La hausse de la proportion de gaps augmente l'amplitude du couple à vide dans le cas d'une sectorisation statorique avec des gaps amagnétiques. Cela est dû à la contribution qui croît au fur et à mesure que la longueur active augmente pour compenser la sectorisation. La différence entre les valeurs crêtes du couple à vide pour des segmentations ferromagnétiques et amagnétiques est expliquée par le fait que la contribution des gaps amagnétiques est beaucoup plus importante que la contribution des encoches.

ii) Étude de la variation du nombre de gaps n_{gap} ($p_{gap} = 0{,}5$)

L'équation utilisée pour la détermination du couple à vide, dans le cas de gaps amagnétiques inclus dans le stator (III.22), est liée au nombre de gaps n_{gap}. La figure III.45 propose donc une

comparaison du couple à vide pour des structures correspondant à la génératrice pour hydrolienne à $S_{pp} = 2/5$ ayant le même ratio de sectorisation mais avec un nombre de gaps n_{gap} différent. Ces couples à vide sont calculés par EF2D.

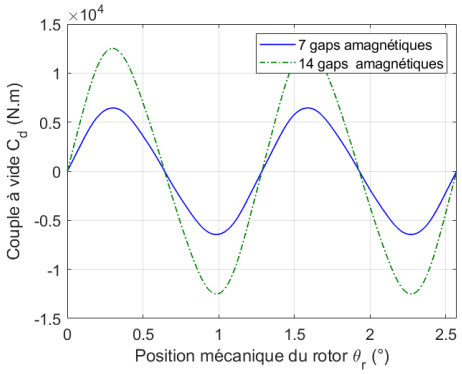
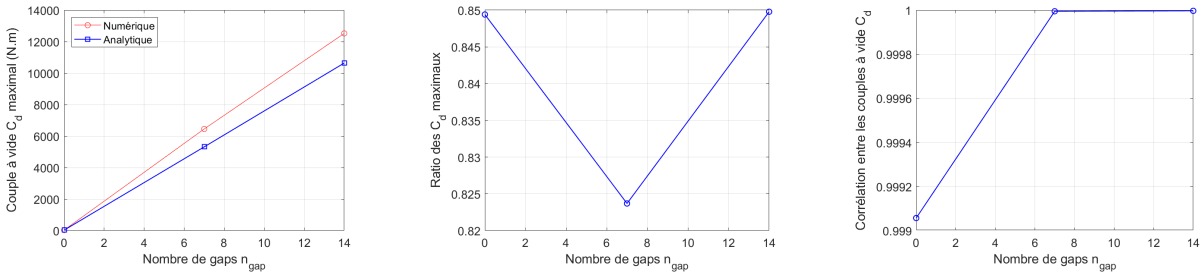


FIGURE III.45: Comparaison des couples à vide de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $p_{gap} = 0{,}50$ et deux différents nombres de gaps (calculs numériques).

Avec la faible amplitude du couple à vide due à l'interaction entre le rotor et les encoches, la multiplication par un facteur 2 du nombre de gaps mène à une forte augmentation du couple à vide d'environ 100%. Cette augmentation est présentée en figure III.45 qui compare le couple à vide de l'HSS avec $p_{gap} = 50\%$ pour $n_{gap} = 7$ gaps et $n_{gap} = 14$ gaps, sur une période électrique. Les résultats de la figure III.45 sont obtenus par simulations numériques sur le logiciel Flux^{TM}2D . Comme attendu, l'augmentation du nombre de gaps amagnétiques au stator mène à une augmentation de l'amplitude du couple à vide proportionnelle au nombre de gaps n_{gap}.

Une comparaison avec les résultats analytiques est présentée pour les deux cas. La comparaison sur la forme d'onde du couple à vide et son spectre harmonique est disponible en annexe C.7. Les amplitudes et la valeur de la corrélation entre les signaux sont également étudiées à la figure III.46.



(a) Valeurs crêtes.

(b) Ratio entre les valeurs crêtes analytiques et numériques.

(c) Corrélation.

FIGURE III.46: Comparaison entre les couples à vide obtenus pas calculs analytique et numérique pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $p_{gap} = 0{,}50$ et en fonction de n_{gap}.

Pour les différents nombres de gaps n_{gap}, le modèle analytique donne des estimations correctes du couple à vide dans le cas de la structure à stator segmenté. La valeur de la corrélation en termes de couple à vide dans le cas de la sectorisation du stator par des gaps amagnétiques, est très proche de 1. Les formes d'ondes obtenues par les modèles analytiques et numériques sont ainsi quasiment identiques. Seules les amplitudes diffèrent.

Pour une MSAP de grand diamètre et de large entrefer le modèle analytique d'estimation du couple de détente offre de très bons résultats pour le cas ou le stator est sectorisé par un matériau amagnétique. Les résultats sont tout à fait corrects pour des ratios importants de sectorisations (p_{gap} = 0,25 et 0,5) et pour une large plage de nombre de gaps n_{gap} (l'évolution entre 0 et 14 gaps étant présentée ici). Il est à noter que la largeur angulaire d'aimants, β_m, est ici de 0,7. L'estimation du couple à vide lorsque les gaps sont ferromagnétiques est ici plus complexe. Cela est dû à l'amplitude particulièrement faible du couple à vide relatif à l'encochage.

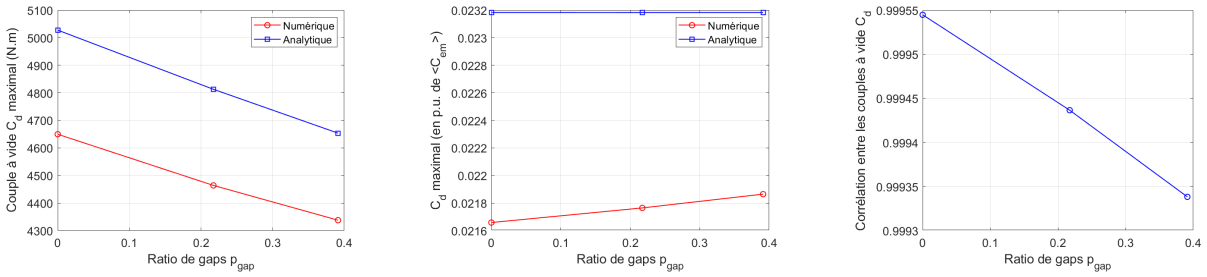
Il peut être noté qu'il y a un antagonisme entre les effets des forces radiales et le couple à vide. En effet les deux interviennent sur l'aspect vibratoire et, augmenter le nombre de gaps conduit à une diminution des effet des forces radiales mais à une augmentation des phénomènes liés au couple à vide.

III.6.4.2 Sectorisation du rotor : cas de la génératrice HRS (p_0 = 138, S_{pp} = 1/2)

L'amplitude du couple à vide dépend de la structure du stator (nombre d'encoches et formes des d'encoches), dans le cas d'une sectorisation du rotor, le couple à vide est donc proche du couple à vide de la machine de référence sans sectorisation. Dans le cas de la génératrice du cahier des charges dit HRS, le couple à vide a une grande amplitude. Il est à l'image de celui de la machine de référence comme le prévoit le modèle analytique présenté et adapté à des structures à rotor sectorisé. Cela est dû au fait que pour ces génératrices le stator est classique (non segmenté) et que le bobinage est à $S_{pp} = 1/2$ encoches par pôle et par phase avec des encoches droites (sans becs), ce qui conduit à un couple de denture important.

i) Étude de la variation du ratio de sectorisation p_{gap} (n_{gap} = 6 gaps)

Les formes d'ondes des couples à vide issus des calculs analytiques et numériques pour divers p_{gap} sont présentées dans l'annexe C.8. Les valeurs crêtes et la corrélation entre les signaux sont proposées à la figure III.47.



(a) Valeurs crêtes.

(b) Valeurs crêtes en p.u. du couple électromagnétique.

(c) Corrélation.

FIGURE III.47: Comparaison entre les couples à vide obtenus par calculs analytique et numérique pour la génératrice HRS (p_0 = 138, S_{pp} = 1/2) avec n_{gap} = 6 gaps.

L'estimation du couple à vide pour une machine à rotor sectorisé résulte de la méthode classique de calcul, par estimation des pressions magnétiques dans les ouvertures d'encoches, décrite dans la partie III.6.1. Les résultats exposés à la figure III.47c présentent donc une très bonne corrélation entre les signaux issus des modèles numériques et analytiques. Concernant les valeurs maximales présentées figure III.47a, les modèles analytiques et numériques conduisent à la même évolution des

résultats en fonction de la proportion de gap avec une différence d'environ 7% sur les valeurs crêtes du couple à vide.

Avec l'augmentation de la proportion de gap, l'amplitude du couple à vide diminue puisque le ratio entre la sectorisation et la longueur axiale diminue également (figure I.21b), et puisque le nombre d'ouvertures dans le stator (ouvertures d'encoches) reste le même.

ii) Étude de la variation du nombre de gaps n_{gap} ($p_{gap} = 0{,}261$)

Dans le cas d'une sectorisation du rotor, les résultats issus du modèle analytique présenté précédemment (équation (III.23) à la section III.6.3) ne varient pas avec le nombre de gaps n_{gap} puisque le calcul du couple à vide correspondant à la machine sectorisée est seulement modulé par le nombre de paires de pôles correspondant aux secteurs de la machine pour estimer le couple à vide de la machine sectorisée (équation (III.23)). Des simulations numériques sont réalisées pour voir si l'hypothèse utilisée est bien valable. La figure III.48 propose ainsi une comparaison des couples à vide issus des calculs numériques des génératrices pour hydrolienne à rotor sectorisé étudiées avec plusieurs nombres de gaps n_{gap}.

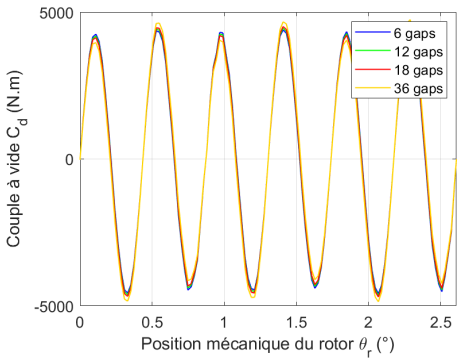


FIGURE III.48: Comparaison des couples à vide obtenus par simulations numériques de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $p_{gap} = 0{,}261$ et différents nombres de gaps.

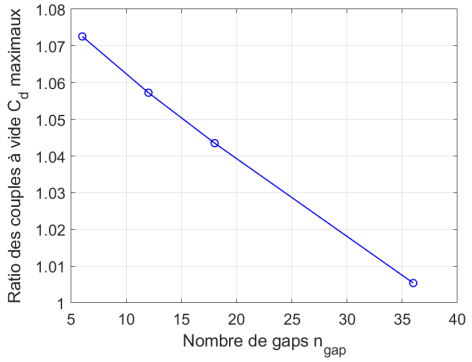
Les simulations numériques montrent une très légère variation d'amplitude du couple à vide avec n_{gap} (figure III.48), pour la machine considérée. On peut donc conclure que l'hypothèse faite pour le calcul analytique pour prendre en compte la sectorisation du rotor est bien justifiée.

Les valeurs crêtes et la corrélation entre les résultats des calculs analytiques et numériques sont présentées à la figure III.49.

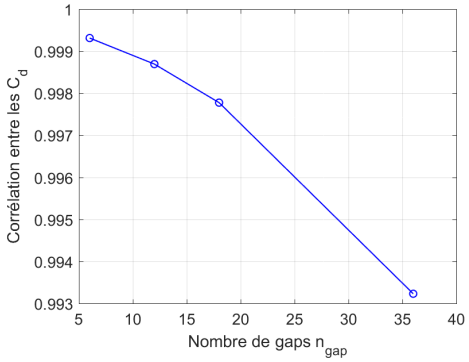
Le modèle de calcul analytique suppose que le couple à vide ne varie pas en fonction du nombre de gaps introduits au rotor, les valeurs crêtes sont donc les mêmes quelque soit n_{gap}. En revanche, comme les simulations numériques montrent une très légère variation d'amplitude du couple à vide avec n_{gap} (figure III.48), la comparaison avec les amplitudes issues de calculs analytiques présente une faible différence (figure III.49a).

Avec l'augmentation de n_{gap}, la corrélation diminue (figure III.49b). Cela est dû aux oscillations numériques présentes dans les résultats par EF.

Concernant cette MSAP à rotor segmenté il peut être conclu que le modèle analytique d'estimation du couple à vide présenté offre de bons résultats tant que les gaps considérés sont larges, que ce soit pour un ratio de sectorisation compris entre 0 et 0,4 et quel que soit le nombre de gaps, le modèle ne variant pas en fonction de n_{gap}. Le niveau de la précision de l'estimation est semblable pour les machines à rotor sectorisé et pour la machine de référence non segmentée.



(a) Ratio entre les valeurs crêtes analytiques et numériques.



(b) Corrélation.

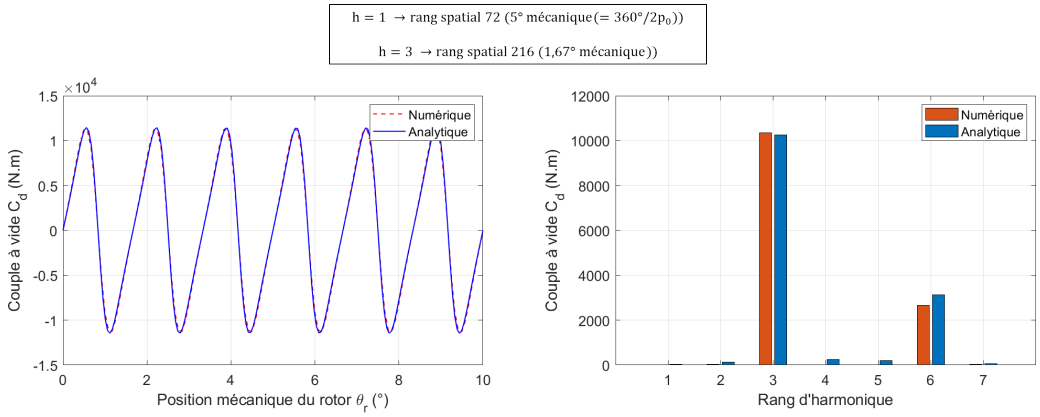
FIGURE III.49: Comparaison entre les couples à vide analytique et numérique pour la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec p_{gap}=0,261 et en fonction de n_{gap}.

III.6.5 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur

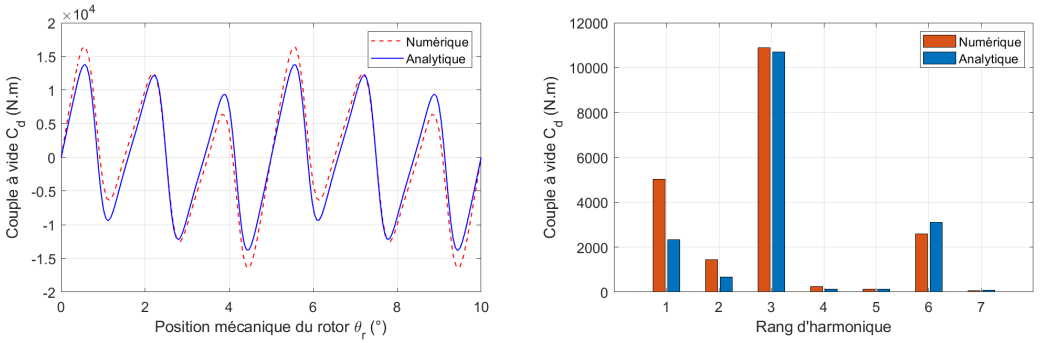
i) Sectorisation du stator : cas du moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$)

De la même manière que pour le couple électromagnétique, l'introduction de gaps amagnétiques au stator modifie la période du couple à vide. La figure III.50 montre ainsi l'évolution des formes d'ondes et des spectres des couple à vide des moteurs pour la propulsion PSS pour différentes valeurs de n_{gap}. Les formes d'onde des couples à vide ont pour le cas des machines PSS une périodicité correspondant au pas polaire, ce que l'on retrouve au niveau des résultats issus des modèles analytiques et numériques. C'est pourquoi le contenu harmonique des signaux est évalué sur la même période pour les trois cas, sous un pas polaire.

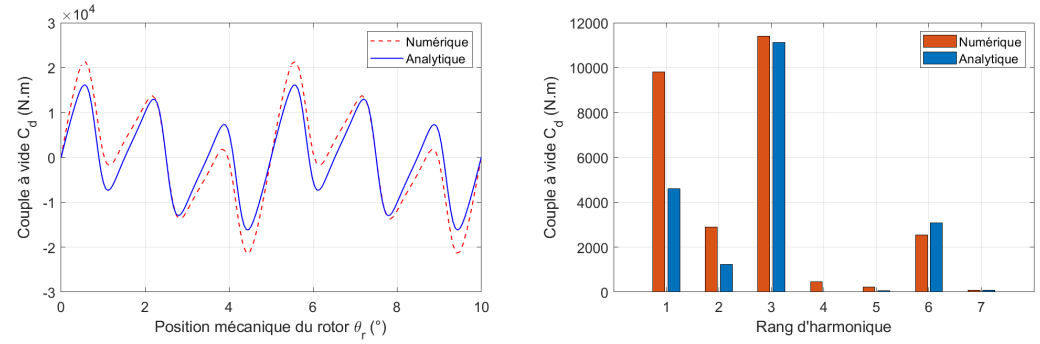
Les amplitudes des signaux issus de ces modèles sont cependant différentes. La figure III.51d propose l'évolution des valeurs crêtes issues des modèles de calculs analytiques et numériques, ainsi que la valeur de la corrélation en termes de couple à vide.



(a) Sans sectorisation.



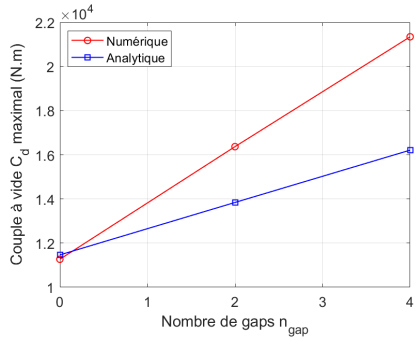
(b) PSS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 2$ gaps.



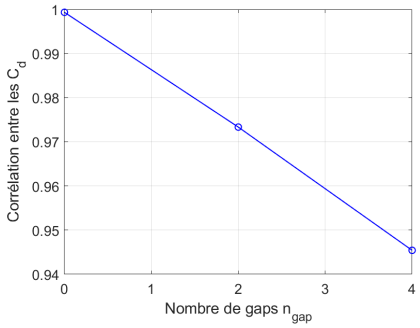
(c) PSS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 4$ gaps.

FIGURE III.50: Couples à vide des moteurs pour la propulsion navale PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) avec gaps amagnétiques.

L'augmentation du nombre de gaps mène à une augmentation de la valeur crête, pour les résultats issus des modèles analytique et numérique (figure III.51d). Le modèle de calcul analytique permet donc une bonne retranscription de l'évolution du couple à vide pour cette configuration. Il y a cependant un écart de plus en plus important entre les amplitudes issues des deux modèles, lorsque le nombre de gaps n_{gap} augmente.



(d) Valeurs crêtes.



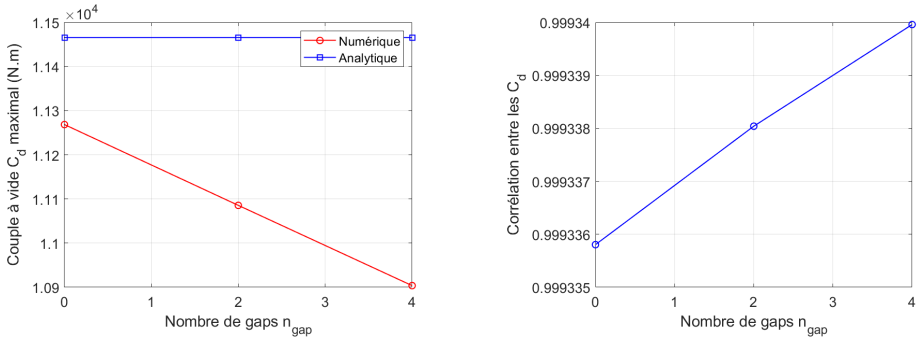
(e) Corrélation.

FIGURE III.51: Comparaison des couples à vide obtenus par calculs analytiques et numériques pour le moteur du cahier des charges PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

ii) Sectorisation du rotor : cas du moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$)

L'estimation du couple à vide d'une structure avec rotor sectorisé est moins complexe dans notre étude puisque la sectorisation n'introduit pas de nouvelles ouvertures au stator menant à de nouvelles contributions.

La méthode de calcul du couple à vide d'une structure à rotor sectorisée correspond donc au modèle classique modulé par la proportion de pôles actifs (équation (III.23) à la section III.6.3). Le couple à vide de la machine de référence non segmentée étant correctement estimé (comme constaté à la figure III.50a), il est attendu que le modèle de calcul analytique adapté à la sectorisation du rotor propose également une bonne évaluation du couple à vide pour les moteurs du cahier des charges dit PRS. Les courbes correspondantes sont disponibles en annexe C.9. Une étude plus détaillée des valeurs crêtes est présentée à la figure III.52. La figure III.52a permet de mettre en évidence que l'augmentation du nombre de gaps n_{gap} mène à une légère diminution de l'amplitude du couple à vide estimé avec le modèle numérique (diminution d'environ 4%), tandis que le modèle analytique présente des valeurs crêtes constantes puisque le modèle de calcul ne dépend pas du nombre de gaps (équation (III.23). La diminution du couple estimée par le modèle numérique peut être expliqué par les phénomènes de fuites en bout de secteurs dont l'influence augmente avec le nombre de gaps et qui ne sont pas pris en compte par le modèle analytique.



(a) Valeurs crêtes. (b) Corrélation.

FIGURE III.52: Comparaison des couples à vide issus de calculs analytiques et numériques pour le moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) avec gaps amagnétiques.

Le modèle analytique permet tout de même une bonne estimation de l'amplitude du couple à vide et une corrélation supérieure à 0,999 entre les formes d'ondes analytiques et numériques.

Pour cette structure avec un rapport diamètre sur longueur axiale plus conventionnel, il est mis en évidence que le modèle analytique de calcul du couple de détente offre des résultats satisfaisants. Il est cependant important de souligner que dans le cas de gaps amagnétiques équivalents à deux pas polaire (cas du moteur pour propulseur avec 4 gaps et p_{gap}=4/36), l'estimation de l'amplitude du couple à vide est moins bonne, que ce soit pour une sectorisation du rotor ou du stator (points à droite des figures III.51d et III.52a). Cela est dû aux effets aux extrémités des secteurs qui ne sont pas considérés par le modèle.

III.7 Calcul du couple total

Le couple total de la machine C est estimé analytiquement par addition du couple électromagnétique C_{em} et du couple à vide C_d en utilisant les modèles décrits précédemment, comme le montre

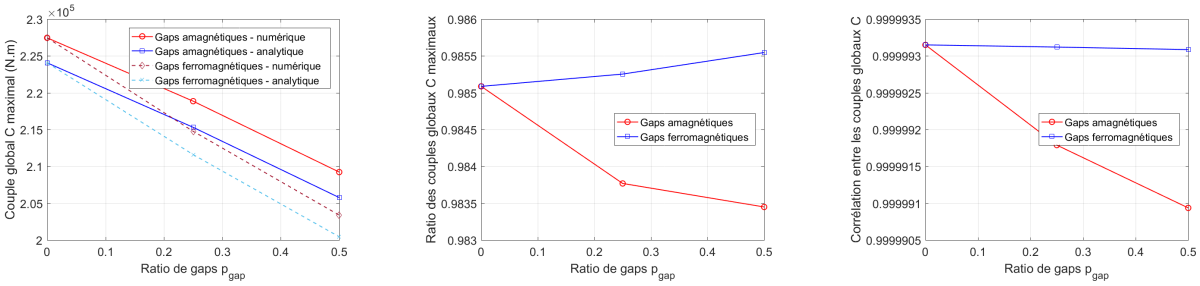
l'équation (III.24) :

$$C(\theta_r) = C_{em}(\theta_r) + C_d(\theta_r) \tag{III.24}$$

III.7.1 Validation sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien

i) Sectorisation du stator : cas de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$).

La somme du couple à vide et du couple électromagnétique permet de calculer le couple total au point nominal. Les machines étudiées correspondent ici au cas HSS avec 7 gaps. Les figures III.53c et III.53a comparent les résultats issus des calculs analytiques et numériques en utilisant les valeurs de corrélation entre les deux formes d'ondes et la comparaison des valeurs crêtes. Enfin la figure III.53b montre le ratio entre les valeurs crêtes obtenues par le modèle analytiques et celles issues de Flux^{TM}2D .



(a) Valeurs crêtes.

(b) Ratio entre les valeurs crêtes analytiques et numériques.

(c) Corrélation.

FIGURE III.53: Comparaison entre les couples globaux issus de calculs analytiques et numériques de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $n_{gap} = 7$ gaps.

Conformément aux attentes avec une bonne estimation du couple à vide et du couple électromagnétique, le modèle analytique de calcul du couple global permet d'obtenir des résultats proches des résultats obtenus par la méthode des éléments finis. La différence entre les deux modèles est inférieure à 2% sur le couple moyen. La différence entre les valeurs crêtes est inférieure à 2% (figure III.53b) et celle entre les valeurs moyennes est d'environ 2% (tableau III.3). Une comparaison du niveau d'ondulation du couple (TRL), obtenu à partir des résultats issus des deux méthodes, est également réalisée (tableau III.4).

Proportion de gap (matériau du gap)	0%	25% (amagnétique)	50% (amagnétique)	25% (ferromagnétique)	50% (ferromagnétique)
Numérique $\langle C \rangle$ $(kN.m)$	226	213	202	213,5	202
Analytique $\langle C \rangle$ $(kN.m)$	222	209	198	209	198
Ratio	0,98	0,98	0,98	0,98	0,98

TABLE III.3: Évolution du couple total moyen pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $n_{gap} = 7$ gaps.

Proportion de gap (matériau du gap)	0%	25% (amagnétique)	50% (amagnétique)	25% (ferromagnétique)	50% (ferromagnétique)
TRL numérique	0,012	0,051	0,070	0,012	0,012
TRL analytique	0,022	0,056	0,071	0,022	0,022

TABLE III.4: Évolution du niveau d'ondulation du couple (TRL) pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $n_{gap} = 7$ gaps.

Dans le cas des machines à stator sectorisé avec des gaps ferromagnétiques, la contribution du couple à vide aux oscillations du couple total est presque négligeable. Pour le cas de gaps amagnétiques, les TRL calculés par la méthode des éléments finis et par la méthode analytique sont proches.

La figure III.54 compare les formes d'ondes des couples globaux de la machine avec stator segmenté par 7 gaps amagnétiques avec $p_{gap} = 25\%$ obtenus avec la méthode des éléments finis et avec le modèle analytique. Elles sont également comparées à la forme d'onde du couple total issue de calcul numérique de la machine de référence correspondante.

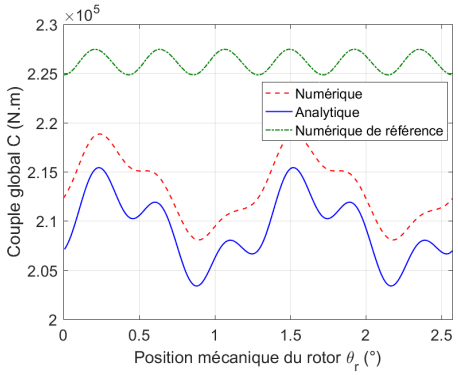


FIGURE III.54: Comparaison entre les couples totaux obtenus par calculs analytiques et numériques dans le cas de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec 25% de gaps amagnétiques et $n_{gap} = 7$ gaps, et la machine de référence non sectorisée.

La figure III.54 montre que les ondulations du couple total sont principalement liées aux effets du couple à vide, eux mêmes liés à l'introduction des gaps amagnétiques.

De ce fait, pour un niveau de sectorisation p_{gap} donné, les ondulations de couple vont donc directement dépendre du nombre de gaps. La figure III.55 montre les couples obtenus avec 7 et 14 gaps et lorsque p_{gap} est maintenu à 0,5.

La figure III.55 met donc bien en évidence la sensibilité du couple au nombre de gaps n_{gap}. La figure III.56 présente une comparaison des valeurs moyennes et l'évolution de la corrélation en fonction de n_{gap}, pour p_{gap}=0,5.

La méthode analytique permet d'obtenir un couple total similaire aux évaluations par des méthodes numériques avec une corrélation supérieure à 0,999 pour les deux cas étudiés. De plus, les couples moyens sont, pour ces deux structures, estimés avec une différence inférieure à 2% entre la méthode analytique et numérique.

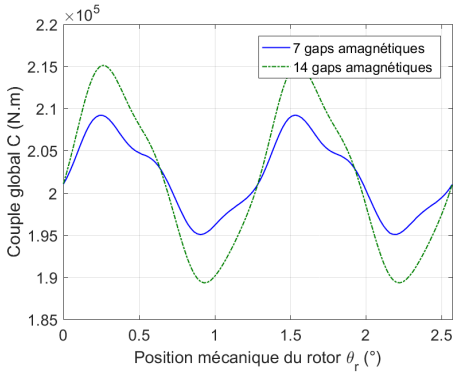
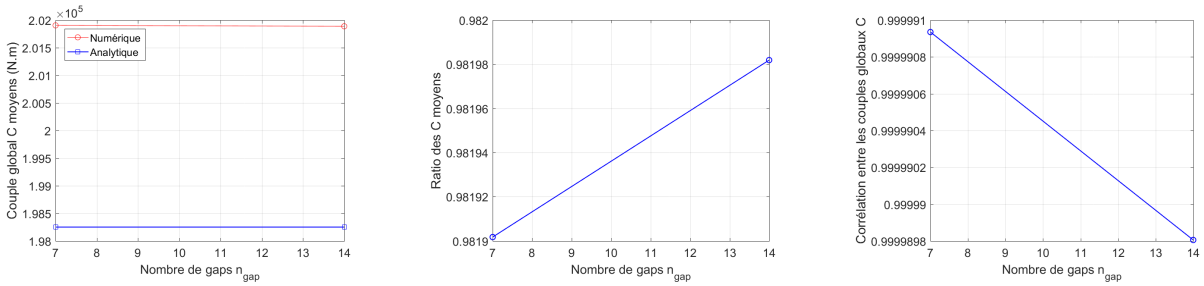


FIGURE III.55: Comparaison des couples globaux de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $p_{gap} = 0{,}50$ et deux différents nombres de gaps.



(a) Valeurs moyennes. (b) Ratio entre les valeurs moyennes. (c) Corrélation.

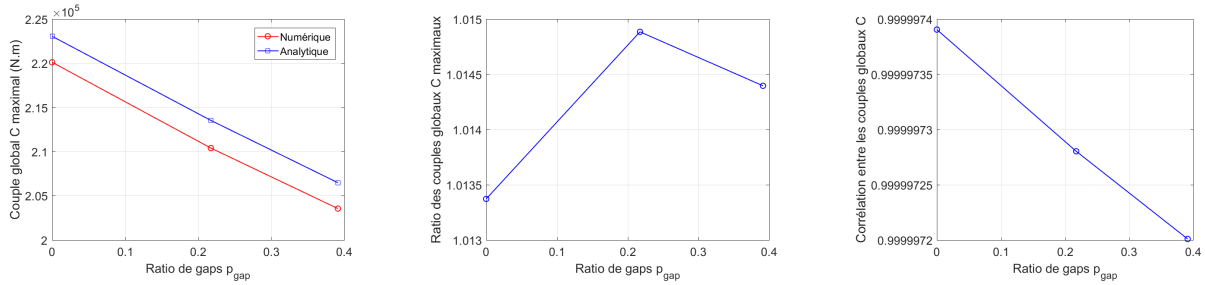
FIGURE III.56: Comparaison entre les couples globaux issus de calculs analytique et numérique pour la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $p_{gap} = 0{,}50$ et en fonction de n_{gap}.

ii) Sectorisation du rotor : cas de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$).

Les modèles de calculs du couple à vide et du couple EM pour des machines comprenant une sectorisation du rotor étant validés avec un bon niveau de précision par comparaison aux modèles numériques, il advient que l'estimation du couple global, qui est la somme de C_d et de C_{em}, est également très bonne. Les figures III.57c et III.57a présentent respectivement la corrélation et une comparaison des valeurs maximales des signaux numériques et analytiques pour les couples en fonction du ratio de sectorisation p_{gap} obtenus pour l'hydrolienne à $S_{pp} = 1/2$ (HRS) et avec 6 gaps amagnétiques au rotor.

Une diminution de la valeur crête peut être observée lorsque p_{gap} augmente. Cette observation a déjà été faite pour les valeurs maximales des couples EM et à vide. Le ratio entre les valeurs crêtes du couple global obtenues par méthode des EF et par le modèle analytique est compris entre 1,01 et 1,02 (erreur de moins de 2%), quelque soit p_{gap}. Les résultats sont présentés à la figure III.57b.

Les valeurs moyennes du couple global sont comparées au tableau III.5. Il apparaît que le modèle analytique offre des résultats avec moins de 2% de différence avec les résultats obtenus par calculs numériques. En outre, les valeurs de TRL obtenues sont très proches pour les deux modèles (tableau III.6).



(a) Valeurs crêtes. (b) Ratio entre les valeurs crêtes. (c) Corrélation.

FIGURE III.57: Comparaison entre les couples globaux issus de calculs analytique et numérique pour la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $n_{gap} = 6$ gaps.

Proportion de gap	0%	21,7%	39,1%
Numérique $\langle C \rangle$ $(kN.m)$	215	205	198
Analytique $\langle C \rangle$ $(kN.m)$	217	208	201
Ratio	1,01	1,01	1,01

TABLE III.5: Évolution de la valeur moyenne du couple global pour la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $n_{gap} = 6$ gaps.

Proportion de gap	0%	21,7%	39,1%
TRL numérique	0,051	0,052	0,052
TRL analytique	0,057	0,057	0,057

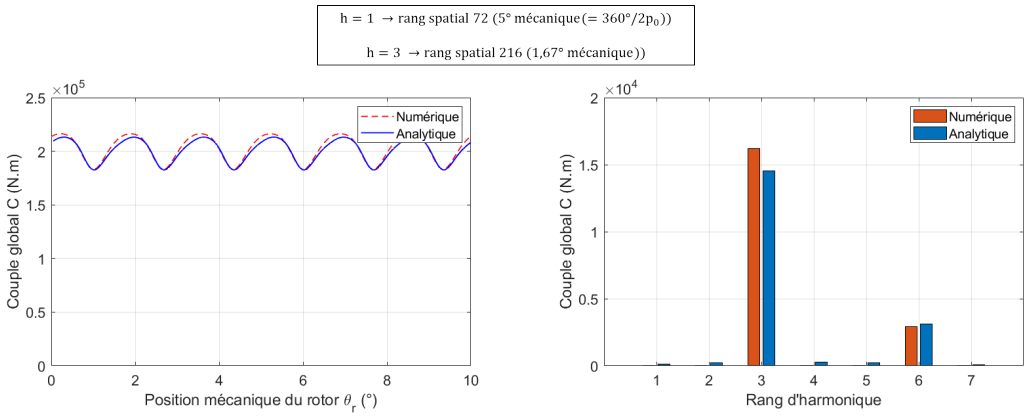
TABLE III.6: Évolution du Torque Ripple Level (TRL) pour la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $n_{gap} = 6$ gaps.

III.7.2 Validation sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur

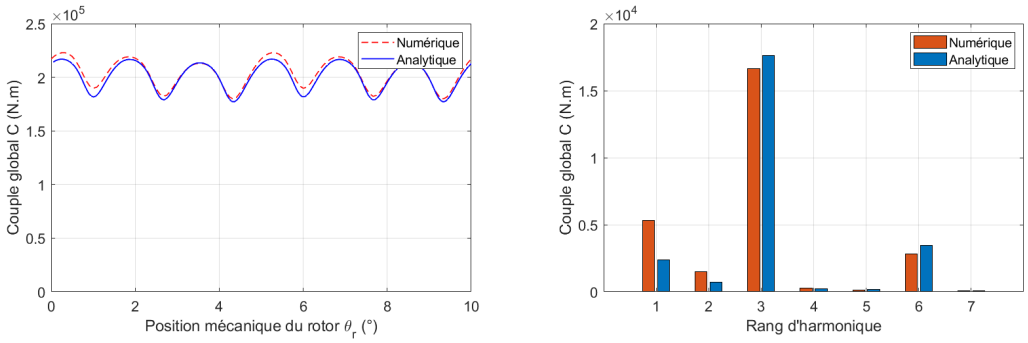
i) Sectorisation du stator : cas du moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$)

L'ajout de gaps amagnétiques au stator du moteur de propulsion navale modifie la période du couple à vide et entraîne un déséquilibre des forces électromotrices comme cela a été vu aux sections précédentes. Cela impacte donc également le couple global. La figure III.58 propose les formes d'ondes et les décompositions spectrales du couple global estimé par calculs analytiques et numériques pour le moteur PSS pour différentes valeurs de n_{gap} et pour un taux de sectorisation p_{gap}=4/36.

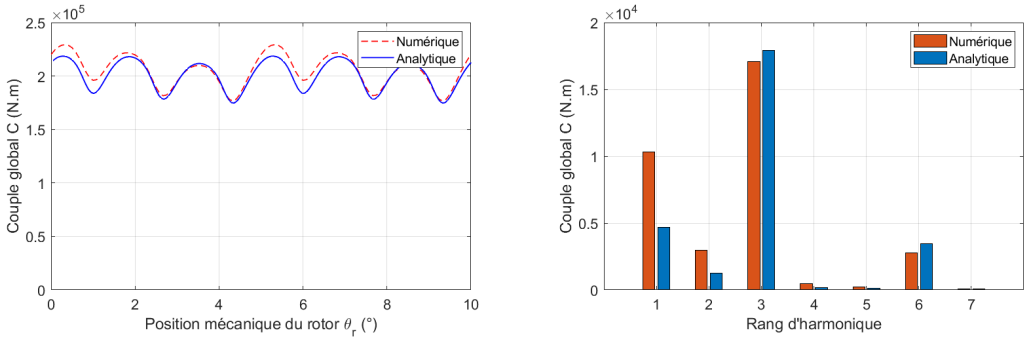
Les méthodes de calculs analytiques et numériques présentent des formes d'ondes du couple dont la période varie lorsque le stator est segmenté par un matériau amagnétique. Le déséquilibre des FEM observé sur les résultats obtenus sous Flux^{TM}2D modifie logiquement la période du couple en modifiant la période du couple EM. Les oscillations du couple issu de calculs numériques proviennent également de la modification de la période du couple à vide. Concernant les résultats du modèle analytique, le déséquilibre des FEM n'étant pas pris en compte par la méthode présentée, les oscillations et la variation de la période proviennent uniquement de la prise en compte du couple à vide ce qui peut expliquer les différences de valeurs crêtes de chaque oscillation par rapport aux résultats obtenus par EF.



(a) Sans sectorisation.



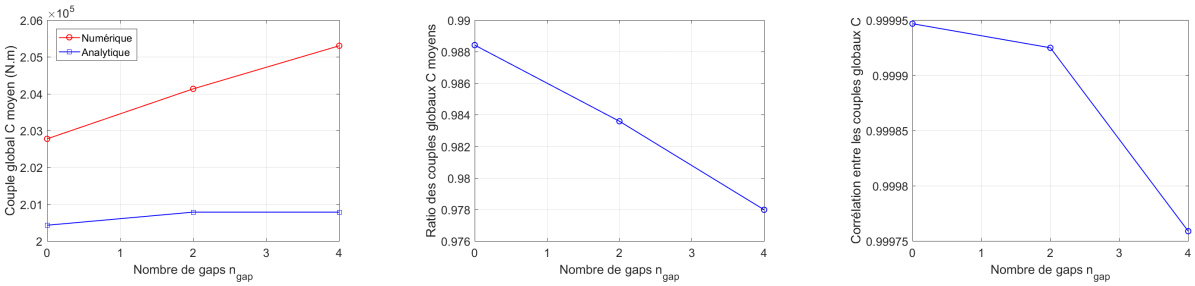
(b) PSS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 2$ gaps.



(c) PSS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 4$ gaps.

FIGURE III.58: Couples globaux du moteur de propulsion PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) avec gaps amagnétiques.

La figure III.59 présente les valeurs moyennes du couple obtenu par les modèles analytique et numérique, ainsi que la valeur de la corrélation entre les formes d'ondes des modèles.



(a) Valeurs moyennes. (b) Ratio entre les valeurs moyennes. (c) Corrélation.

FIGURE III.59: Comparaison des couples globaux obtenus par calculs analytiques et numériques pour le moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) avec gaps amagnétiques.

L'estimation avec le modèle analytique donne des résultats (valeur moyenne et corrélation) semblables à ceux obtenus pour le couple électromagnétique (figure III.59).

La comparaison de deux couples peut également se faire par l'étude de leurs oscillations. C'est ce qui est appelé le "Torque Ripple Level". Les résultats issus de calculs analytiques et numériques sont présentés au tableau III.7.

Proportion de gap	0%	11,1%	11,1%
Nombre de gaps	0	2	4
TRL numérique	0,165	0,211	0,257
TRL analytique	0,158	0,198	0,219

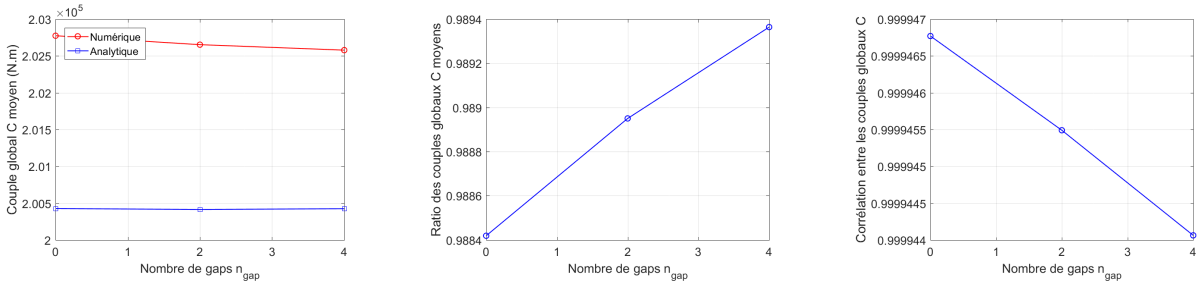
TABLE III.7: Évolution du Torque Ripple Level (TRL) pour le moteur PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) avec gaps amagnétiques.

La différence entre les TRL obtenus par le modèle analytique et par la méthode des éléments finis s'accentue avec l'augmentation du nombre de gaps pour le propulseur à stator sectorisé. Cela est dû à des oscillations des résultats de calculs numériques qui modifient la période du couple et qui n'apparaissent pas sur les résultats des calculs analytiques. Cela met également en évidence la limite des modèles analytiques pour les petits gaps.

ii) Sectorisation du rotor : cas du moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$)

De la même manière que pour le moteur de propulsion à stator segmenté, les résultats du couple global sont à l'image de ceux du couple EM dans le cas de la sectorisation du rotor du propulseur. Le modèle analytique offre donc une très bonne estimation du couple global. Les formes d'ondes et contenus harmoniques sont disponibles en annexe C.10 et les valeurs moyennes et la corrélation entre les résultats issus des modèles analytiques et numériques sont donnés à la figure III.60.

Le tableau III.8 propose une présentation des TRL issus de calculs analytiques et numériques pour les trois cas étudiés. Il est ainsi possible de se rendre compte de la précision des résultats relatifs aux oscillations du couple. On peut constater que la précision du modèle analytique est plus élevée quand le nombre de gaps augmente. La sectorisation du rotor est ainsi mieux restituée par le modèle analytique que la segmentation du stator.



(a) Valeurs moyennes. (b) Ratio entre les valeurs moyennes. (c) Corrélation.

FIGURE III.60: Comparaison des couples globaux issus de calculs analytiques et numériques pour le moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) avec gaps amagnétiques.

Proportion de gap	0%	11,1%	11,1%
Nombre de gaps	0	2	4
TRL numérique	0,1648	0,1529	0,1528
TRL analytique	0,1528	0,1637	0,1625

TABLE III.8: Évolution du Torque Ripple Level (TRL) pour le moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

III.8 Synthèse des résultats sur le calcul des FEM et des couples

Les différents résultats présentés pour les génératrices des cahiers des charges hydrolien et les moteurs de propulsion navale sont résumés dans les tableaux récapitulatifs suivants. On y retrouve les ratios des valeurs obtenues par calculs analytiques sur celles obtenues par calculs numériques pour les FEM et couples à vide maximums, les couples EM et globaux moyens et le TRL. Le tableau III.10 propose les résultats correspondant au cahier des charges de la génératrice pour hydrolienne Rim-driven et le tableau III.9 ceux du moteur de propulsion.

Q_s	p	configuration	p_{gap}	n_{gap}	FEM max	C_{em} moy	C_d max	C moy	TRL
216	36	SS de référence	0	0	0,99	0,99	1,02	0,99	0,93
216	36	SS-amagnétique	0,11	2	1,00	0,98	0,85	0,98	0,94
216	36	SS-amagnétique	0,11	4	0,99	0,98	0,76	0,98	0,85
216	36	RS-amagnétique	0,11	2	0,99	0,99	1,03	0,99	0,93
216	36	RS-amagnétique	0,11	4	0,99	0,99	1,05	0,99	0,94

TABLE III.9: Ratios des résultats obtenus par calculs analytiques sur ceux obtenus par la méthode des éléments finis pour les moteurs de propulsion navale.

Q_s	p	configuration	p_{gap}	n_{gap}	FEM max	C_{em} moy	C_d max	C moy	TRL
336	140	SS de référence	0	0	1,00	0,98	0,47	0,98	1,91
336	140	SS-amagnétique	0,25	7	1,00	0,98	0,81	0,98	1,11
336	140	SS-amagnétique	0,5	7	1,00	0,98	0,82	0,98	1,06
336	140	SS-amagnétique	0,5	14	1,00	0,98	0,93	0,98	1,01
336	140	SS-ferromagnétique	0,25	7	1,00	0,98	0,43	0,98	1,89
336	140	SS-ferromagnétique	0,5	7	1,00	0,98	0,40	0,98	1,87
414	138	RS de référence	0	0	1,01	1,01	1,08	1,01	1,11
414	138	RS-amagnétique	0,217	6	1,01	1,01	1,08	1,01	1,10
414	138	RS-amagnétique	0,391	6	1,01	1,01	1,07	1,01	1,09
414	138	RS-amagnétique	0,261	6	1,02	-	1,07	-	-
414	138	RS-amagnétique	0,261	12	1,02	-	1,06	-	-
414	138	RS-amagnétique	0,261	18	1,02	-	1,04	-	-
414	138	RS-amagnétique	0,261	36	1,02	-	1,01	-	-

TABLE III.10: Ratios des résultats obtenus par calculs analytiques sur ceux obtenus par la méthode des éléments finis pour les génératrices pour hydrolienne.

III.9 Conclusion

Au cours de ce chapitre des modèles analytiques adaptés aux structures sectorisées ont été exposés. Ces modèles permettent une évaluation très rapide des performances EM de ces machines particulières.

Bien que les calculs analytiques correspondent à des hypothèses plus fortes que les calculs numériques, leur précision en référence aux calculs numériques EF2D est jugée acceptable. Dans l'ensemble, les modèles analytiques utilisés permettent une estimation correcte des grandeurs électromagnétiques pour les deux types de structures.

En revanche les modèles développés ont présentés certaines limites. Le principal point d'attention concerne la segmentation du stator puisque la reconcentration du champ en bord de segment n'est pas prise en compte par l'approche analytique. En conséquence, certains effets (déséquilibre sur les flux de phase, accentuation du couple de détente) considérés mineurs pour les structures testées (grâce à la largeur des gaps jugée grande) ne sont pas restitués. Il serait donc intéressant de considérer ces effets dans de futurs travaux, ce qui permettrait d'avoir des modèles analytiques adaptés à la fois aux larges gaps mais également aux petits gaps inclus au stator d'une MSAP.

Le calcul du couple à vide peut également s'avérer compliqué notamment lorsque son amplitude est très faible. Les effets d'extrémités au bout des secteurs n'étant pas considérés par le modèle analytique d'estimation du couple à vide, les estimations sont moins bonnes lorsque les gaps sont équivalents à deux ou quatre pas polaires. Pour une largeur angulaire d'aimants β_m supérieure à 0,7, le modèle n'est pas non plus adapté à de petites épaisseurs d'entrefer. En revanche pour un large entrefer, l'augmentation de β_m dégrade l'estimation de l'amplitude du couple à vide d'une structure avec gaps amagnétiques au stator. Cela est encore du aux effets d'extrémités non considérés par le modèle présenté.

Afin d'améliorer les modèles, il serait donc intéressant de mieux prendre en compte les effets à l'interface entre les secteurs et les gaps (effets de bords).

Il a également été mis en évidence que, pour les larges sectorisations, on peut considérer l'influence du nombre de gaps comme négligeable sur les inductances de structures sectorisées. Pour le cas d'une segmentation du rotor, la saillance rotorique a été négligée pour notre étude. Ce phénomène est tout de même à surveiller, notamment si des petits gaps sont considérés.

Les machines non sectorisées étudiées présentent un rapport longueur active sur entrefer très faible, et les calculs étant effectués en 2D, il est important d'utiliser un coefficient de correction 3D pour les calculs électromagnétiques.

Le Chapitre suivant sera consacré à l'utilisation des outils présentés pour évaluer l'impact de la sectorisation sur les performances.

En plus des couples et forces électromotrices étudiés dans ce chapitre, il est alors important d'évaluer le volume et le coût d'une machine dans un processus de pré dimensionnement. Les pertes du système ainsi que les facteurs de puissance sont également à estimer afin de compléter la validation d'une structure. L'évaluation des ces caractéristiques est ainsi présentée au chapitre suivant en fonction du type et du niveau de sectorisation.

Chapitre IV

Impact de la sectorisation

Sommaire

IV.1 Introduction et hypothèses de l'étude 141
IV.2 Volume, masse et coût des parties actives de la machine 142
IV.2.1 Estimation des masses 143
IV.2.2 Estimation des coûts 151
IV.3 Pertes 157
IV.3.1 Estimation des pertes Joule 157
IV.3.2 Estimation des pertes fer 159
IV.3.3 Estimation des pertes dans les aimants 163
IV.4 Rendement 168
IV.4.1 Étude sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur : cas des moteurs PSS et PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) 169
IV.4.2 Étude sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien 169
IV.5 Estimation du facteur de puissance 171
IV.5.1 Modèle analytique 171
IV.5.2 Étude sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur : cas des moteurs PSS et PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$) 173
IV.5.3 Étude sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien 173
IV.6 Conclusion 176

IV.1 Introduction et hypothèses de l'étude

En plus de l'estimation des performances électromagnétiques (couples, FEM et inductances) et thermiques d'une machine dans un processus de pré-dimensionnement, d'autres caractéristiques sont à évaluer.

Ce chapitre présente ainsi une étude analytique des différentes masses et coûts des matériaux en fonction du type et du taux de sectorisation pour des machines dimensionnées pour les cahiers des charges présentés précédemment. Ces machines sont dimensionnées par inversion des modèles analytiques des chapitres II et III. Le rendement de la machine est également étudié ainsi que le facteur de puissance. Il est important de noter que, de part les hypothèses prises pour la modélisation (voir la section I.3.4 du chapitre I), et à taux de sectorisation égal, le nombre de gaps n'influe pas

sur le volume des parties actives. Sa variation n'est donc pas considérée ici (hors pertes dans les aimants). Une étude particulière est également menée sur les pertes dans les aimants pouvant être induites par la sectorisation.

Afin de rendre compte de l'importance, pour certains cahiers des charges, de prendre en compte les fuites de bouts de la machine (fuites 3D) par correction de la longueur axiale, les différentes grandeurs sont estimées avec et sans la prise en compte du facteur de correction présenté au chapitre I. Dans la suite, les courbes en pointillés correspondent à des machines dont la longueur axiale est corrigée par ce facteur de correction 3D, et les courbes en trait plein pour les longueurs axiales non corrigées (hypothèse 2D non corrigée). Seules les caractéristiques dues aux têtes de bobines font exception puisque leur longueur n'a pas besoin d'être corrigée (les résultats seront toujours en trait plein).

Ce chapitre compare également des machines de même puissance mais avec différents types d'aimants permanents : des aimants en NdFeB à grande densité d'énergie mais chers et des aimants en ferrites bon marché mais à moindre densité d'énergie.

L'étude est effectuée sur les mêmes cahiers des charges que le chapitre précédent : une génératrice pour hydrolienne à stator sectorisé (HSS) à S_{pp}=2/5, une génératrice pour hydrolienne à rotor sectorisé (HRS) à S_{pp}=1/2, et un moteur de propulsion navale à S_{pp}=1 avec stator (PSS) puis rotor sectorisé (PRS). Le matériau utilisé pour la sectorisation ferromagnétique sera le même que celui utilisé pour les culasses (tôles en FeSi) et le matériau amagnétique considéré sera de l'eau (donc dans ce cas ce matériau n'est pas à prendre en compte pour l'évaluation du coût et de la masse des parties actives de la machine).

IV.2 Volume, masse et coût des parties actives de la machine

Dans un premier temps, une étude des différents volumes de parties actives de la machine est nécessaire. Cela permet d'en déduire les différentes masses correspondantes puis le coût des matériaux. Pour cela le tableau IV.1 répertorie les prix et masses volumiques utilisés des différents matériaux pouvant être présents dans les machines étudiées.

Matériaux	Tôles en FeSi [JGT18]	Cuivre [IAY18]	NdFeB [JGT18]	Ferrites [JGT18]
Prix ($€.kg^{-1}$)	0,98	6,34	44,68	8,94
Masse volumique ($kg.m^{-3}$)	7650	8690	7400	5000

TABLE IV.1: Caractéristiques des matériaux constituants les machines étudiées

Les coûts de la table IV.1 ont été fixés en se référant à des références de 2018. Ils peuvent cependant varier dans le temps et avec le contexte industriel, en fonction des contraintes sur les marchés mondiaux et des effets de série. Les coûts de fabrication, qui dépendent de la manière dont sera construite la machine avec gaps, n'ont pas pu être évalués à ce stade. L'objectif est ici d'obtenir des tendances qualitatives et comparatives plutôt qu'une estimation quantitative des coûts.

Pour cette partie seules les génératrices correspondant aux cahiers des charges hydroliens sont traitées.

IV.2.1 Estimation des masses

IV.2.1.1 Méthodologie

Les masses des parties actives sont directement dérivées des volumes correspondants. Les dimensions des machines de références avec aimants en NdFeB sont présentées dans le chapitre I. Les tableaux I.1, I.2 et I.3 répertorient les dimensions pour les génératrices pour hydroliennes HRS et HSS, et le tableau I.4 pour le moteur de propulsion navale.

Les expressions des volumes des parties actives sont décrites par les équations (IV.1) à (IV.7). Les volumes sont exprimés de manière générale, et pour la prise en compte de la sectorisation, les volumes sectorisés sont à multiplier par le taux de parties actives (1-p_{gap}) des éléments considérés (stator ou rotor). Le volume de fer contenu dans le gap dans le cas d'une sectorisation ferromagnétique au stator est également présenté (équation (IV.7)).

- Volume de fer au rotor (culasse) :

$$V_{Fe-R} = \pi(R_r^2 - R_{int}^2).L_z \tag{IV.1}$$

  R_r est le rayon du rotor et R_{int} est le rayon intérieur du rotor. L_z est la longueur active axiale de la machine considérée.

- Volume d'aimant :

$$V_{pm} = \pi(R_m^2 - R_r^2).\beta_m.L_z \tag{IV.2}$$

  R_m est le rayon à la surface des aimants et β_m correspond au ratio de la largeur angulaire d'aimants sur le pas polaire.

- Volume de cuivre dans les encoches du stator :

$$V_{Cu-e} = \pi((R_s + h_s)^2 - R_s^2).(1 - \beta_t).k_r.L_z \tag{IV.3}$$

  R_s est le rayon d'alésage du stator, h_s est la hauteur d'encoche et k_r est le coefficient de remplissage des encoches. β_t correspond au ratio de la largeur d'une dent sur le pas dentaire.

- Volume de cuivre dans les têtes de bobines du stator :

$$V_{Cu-tb} = \pi((R_s + h_s)^2 - R_s^2).(1 - \beta_t).k_r.L_{tb} \tag{IV.4}$$

  L_{tb} correspond à la longueur d'une tête de bobine.

- Volume de fer au niveau des dents du stator :

$$V_{Fe-d-S} = \pi((R_s + h_s)^2 - R_s^2).\beta_t.L_z \tag{IV.5}$$

- Volume de fer au niveau de la culasse statorique :

$$V_{Fe-c-S} = \pi(R_{ext}^2 - (R_s + h_s)^2).L_z \tag{IV.6}$$

  R_{ext} est le rayon extérieur de la machine.

- Volume de fer dans les gaps ferromagnétiques introduits au stator :

$$V_{Fe-g-S} = \pi(R_{ext}^2 - R_s^2).L_z.p_{gap} \tag{IV.7}$$

Les longueurs actives L_z varient en fonction de p_{gap} et peuvent prendre en compte ou non les effets 3D (fuites aux extrémités de la machine) comme expliqué au chapitre I (section I.3.4, équation (I.10)).

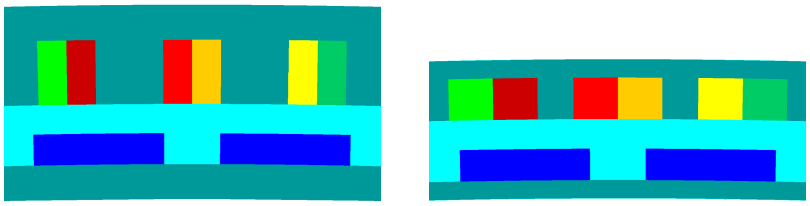
Pour la comparaison entre les structures employant des aimants en NdFeB et en ferrites, seules les génératrices pour hydroliennes (à S_{pp}=1/2 et à S_{pp}=2/5) sont considérées. Deux machines présentant les mêmes performances (puissance et vitesse) sont donc dimensionnées grâce aux équations décrites dans [Dje15]. Pour cela le diamètre d'alésage D, l'épaisseur de l'entrefer h_g et la largeur angulaire d'aimant β_m sont conservés.

Les dimensions des génératrices de référence avec aimants en ferrites sont listées dans les tableaux IV.2 et IV.3.

Puissance P (kW)	300
Vitesse de la turbine Ω (rpm)	15
Longueur de l'entrefer h_g (m)	0,02
Densité linéique de courant A_L (kA.m^{-1})	60
Densité surfacique de courant J (A.mm^{-2})	4
Ratio de la largeur d'aimant (τ_m) sur le pas polaire (τ_p) β_m	0,7
Diamètre interne du stator D (m)	11,151
Induction rémanente des aimants B_r (T)	0,4
Perméabilité relative des aimants μ_r (T)	1,07
Nombre d'encoches par pôle et par phase S_{pp}	1/2
1er harmonique du coefficient de bobinage k_{w1}	0,866 [CV02]
Largeur angulaire d'une paire de pôles (rad)	$2\pi/138$
Hauteur d'aimant h_m (m)	0,0213
Hauteur d'encoche h_s (m)	0,0281
Ratio de la largeur de dent sur le pas dentaire β_t	0,29
Hauteur des culasses statorique et rotorique h_{ys} et h_{yr} (m)	0,0124
Longueur axiale active L_{z0} (m)	0,1402

TABLE IV.2: Principaux paramètres de la génératrice pour hydrolienne Rim-driven de référence dimensionnée pour la sectorisation du rotor (HRS) avec aimants en ferrites

A titre d'exemple, des vues des sections sous une paire de pôles des circuits magnétiques des génératrices HRS, avec des aimants en NdFeB et avec des aimants en ferrites, sont présentées à la figure IV.1.



(a) HRS avec aimants en NdFeB. (b) HRS avec aimants en ferrites.

FIGURE IV.1: Circuits magnétiques des génératrices HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) sous deux pôles.

Puissance P (kW)	300
Vitesse de la turbine Ω (rpm)	15
Longueur de l'entrefer h_g (m)	0,02
Densité linéique de courant A_L (kA.m^{-1})	60
Densité surfacique de courant J (A.mm^{-2})	4
Ratio de la largeur d'aimant (τ_m) sur le pas polaire (τ_p) β_m	0,7
Diamètre interne du stator D (m)	11,151
Induction rémanente des aimants B_r (T)	0,4
Perméabilité relative des aimants μ_r (T)	1,07
Nombre d'encoches par pôle et par phase S_{pp}	2/5
1er harmonique du coefficient de bobinage k_{w1}	0,966 [CV02]
Largeur angulaire d'une paire de pôle (rad)	$2\pi/140$
Hauteur d'aimant h_m (m)	0,0215
Hauteur d'encoche h_s (m)	0,0296
Ratio de la largeur de dent sur le pas dentaire β_t	0,32
Hauteur des culasses statorique et rotorique h_{ys} et h_{yr} (m)	0,0138
Longueur axiale active L_{z0} (m)	0,1256

TABLE IV.3: Principaux paramètres de la génératrice pour hydrolienne Rim-driven de référence dimensionnée pour la sectorisation du stator (HSS) avec aimants en ferrites

Afin de se placer approximativement dans les mêmes conditions, les charges linéiques, les densités de courant et donc les sections des encoches seront identiques pour les dimensionnements avec les deux types d'aimant. En revanche l'épaisseur de la culasse et des dents est plus petite avec les aimants en ferrites. En effet les parties ferromagnétiques du stator sont dimensionnées pour que les matériaux doux fonctionnent à l'induction maximale en limite de saturation, et les aimants ferrites ont une magnétisation trois fois moins grande que les NdFeB. Pour obtenir la même puissance avec la machine utilisant des ferrites, il est nécessaire d'augmenter la longueur axiale par environ trois par rapport à la même machine qui contient des NdFeB. L'entrefer est également conservé (pour prendre en compte les même contraintes mécaniques). La hauteur d'aimant est similaire pour les machines avec les aimants en NdFeB et avec les aimants en ferrites. C'est la variation de la longueur axiale qui compense les écarts entre les densités d'énergie des deux aimants.

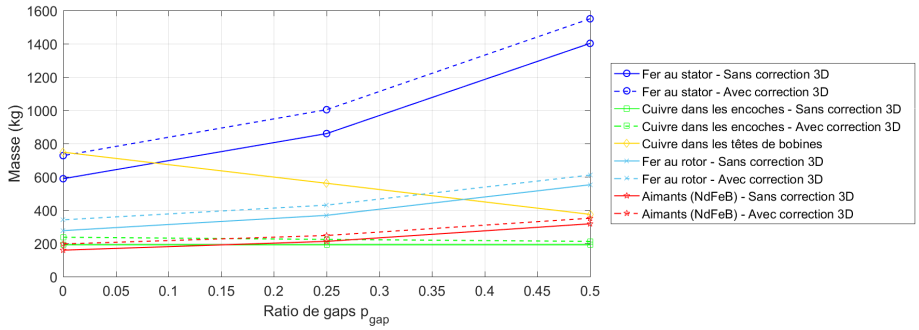
IV.2.1.2 Impact de la sectorisation du stator sur un cahier des charges de type HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$)

i) Cas d'une sectorisation du stator par un matériau ferromagnétique

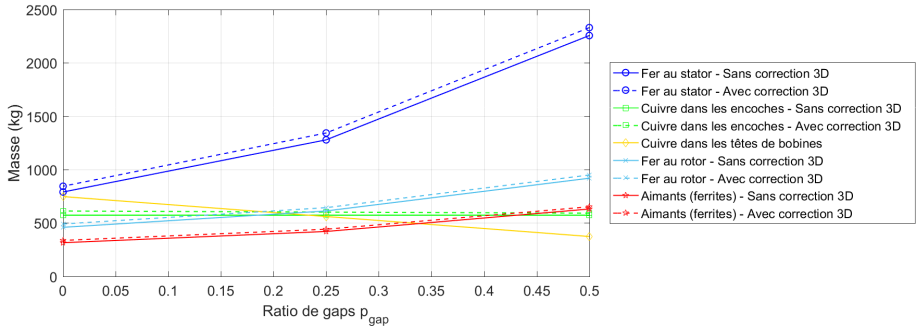
Les figures IV.2a et IV.2b représentent les masses des parties actives dans le cas d'une sectorisation ferromagnétique du stator pour les machines avec NdFeB et ferrites, pour un cahier des charges correspondant à la génératrice HSS.

La figure permet de mettre en évidence la compensation de la sectorisation par l'augmentation de la longueur axiale puisque le volume, et donc la masse, de cuivre dans les encoches reste constant. Cela est valable uniquement lorsque la longueur axiale n'est pas corrigée. En effet lorsque la longueur axiale augmente, la proportion de fuites aux extrémités est réduite ce qui mène à une augmentation

moins importante de la longueur axiale corrigée par rapport à la longueur axiale non corrigée. De ce fait, avec la prise en compte des fuites 3D (longueur axiale corrigée), il y a une légère diminution de la masse de cuivre dans les encoches.



(a) HSS avec aimants en NdFeB.



(b) HSS avec aimants en ferrites.

FIGURE IV.2: Évolution des masses des matériaux constituants la génératrice pour hydrolienne à stator sectorisé ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$) avec gaps ferromagnétiques.

La sectorisation du stator entraîne également une diminution du nombre d'encoches ce qui mène à une réduction du volume de cuivre dans les têtes de bobines lorsque le ratio de segmentation p_{gap} augmente. Cela montre qu'une sectorisation du stator conduit à une diminution des volumes de cuivre ce qui était un objectif recherché pour ces structures à très grand diamètre et faible longueur active.

La segmentation du stator présente également des inconvénients puisque le volume d'aimants augmente avec l'accroissement de la longueur axiale. En choisissant un type d'aimant peu coûteux, comme les aimants ferrites par exemple, il est alors possible de limiter le coût de la machine à stator sectorisé malgré l'augmentation de la masse, et donc du coût, des aimants. La masse de fer au stator se voit également grandement augmentée puisque les gaps sont remplis de matériau ferromagnétique et que la longueur axiale augmente.

De manière générale les masses des matériaux de la machine utilisant des aimants ferrites sont plus importantes puisque la longueur axiale est plus grande que la machine utilisant des aimants NdFeB. De ce fait, et malgré une masse volumique plus faible des aimants ferrites par rapport aux aimants NdFeB, la masse totale due aux matériaux est plus élevée pour la génératrice HSS avec des aimants ferrites comme le montre la figure IV.3.

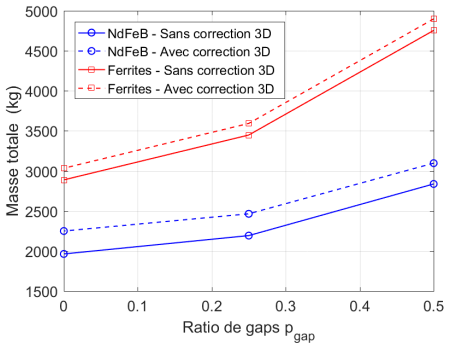
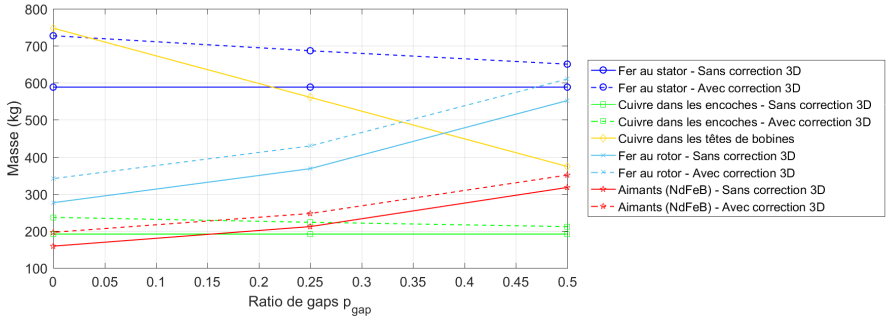


FIGURE IV.3: Comparaison des masses totales des matériaux de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$) avec gaps ferromagnétiques avec aimants en NdFeB et en ferrites.

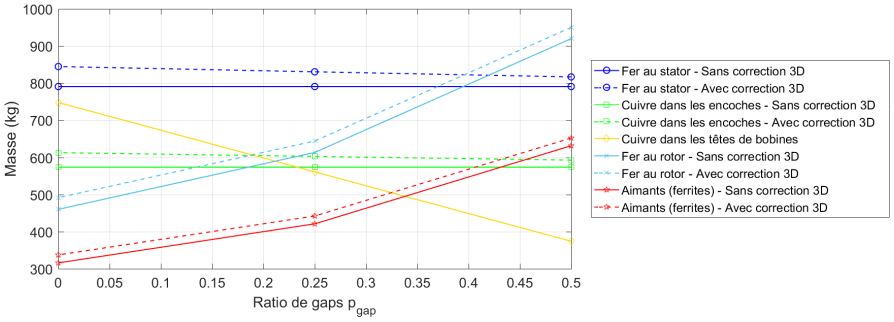
La masse totale de la machine avec aimants NdFeB dont le stator est sectorisé à 25% augmente de 9,6% par rapport à la machine non segmentée (i.e. à $p_{gap} = 0$). Cette augmentation passe à 11,4% lorsque la longueur axiale de la machine est corrigée pour prendre en compte les effets 3D. Pour une sectorisation d'un quart du stator de la génératrice avec aimants ferrites la masse totale augmente de 18,4% par rapport à la machine de référence, et la hausse est de 19,4% avec la longueur axiale corrigée.

ii) Cas d'une sectorisation du stator par un matériau amagnétique

La figure IV.4 présente l'évolution des masses des différents matériaux utilisés dans les génératrices pour hydroliennes à stator sectorisé avec gaps amagnétiques.



(a) HSS avec aimants en NdFeB



(b) HSS avec aimants en ferrites.

FIGURE IV.4: Évolution des masses des matériaux constituants la génératrice pour hydrolienne à stator sectorisé ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$) avec gaps amagnétiques.

Les masses de cuivre, des aimants et du fer au rotor sont les mêmes que pour la génératrice HSS avec gaps ferromagnétiques. En revanche avec la compensation de la sectorisation par l'augmentation de la longueur axiale, la masse de fer dans le stator reste constante lorsque la longueur axiale n'est pas corrigée. Avec la prise en compte des fuites 3D, cette masse a tendance à diminuer. En effet lorsque la longueur axiale augmente, la proportion de fuites aux extrémités est réduite ce qui mène à une augmentation moins importante de la longueur axiale corrigée qui tend à compenser ces fuites.

La figure IV.5) présente la masse totale des parties actives de l'HSS avec des gaps amagnétiques au stator.

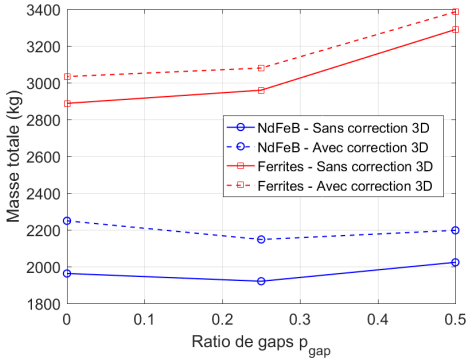


FIGURE IV.5: Comparaison des masses totales des matériaux de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$) avec gaps amagnétiques avec aimants NdFeB et ferrites.

Avec une longueur axiale plus élevée pour la machine contenant des ferrites, les différentes masses, et donc la masse totale des matériaux (figure IV.5), sont plus importantes que pour la machine avec des NdFeB.

Un phénomène est remarquable sur la figure IV.5 : en effet pour une variation du ratio p_{gap} de 0 à 0,25, la masse totale des matériaux diminue pour la machine avec des aimants en NdFeB. Pour cette machine la contribution de la masse du cuivre dans les têtes de bobines à la masse totale est majoritaire. Par réduction du nombre de bobines il y a donc diminution de la masse, jusqu'à ce que les autres masses prennent le dessus. Sans la correction 3D la diminution de la masse totale est de 2% tandis qu'avec la prise en compte des fuites 3D la masse totale est réduite de près de 5% pour 25% de sectorisatioon. Pour le cahier des charges type HSS avec segmentation amagnétique et utilisant des aimants NdFeB il existe donc une configuration optimale en termes de masse. Ce phénomène n'est pas constaté pour le moteur de propulsion PSS car la masse des têtes de bobines n'est plus majoritaire puisque la machine est plus longue. Sa masse totale augmente donc avec le taux de sectorisation du stator.

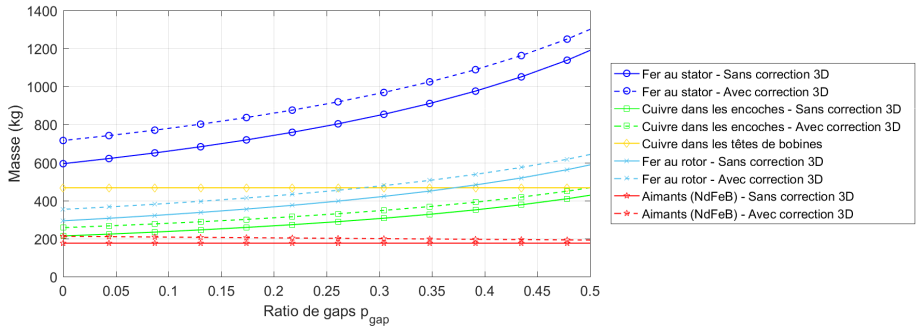
La machine utilisant des aimants en ferrites ne présente pas de diminution de sa masse pour de faibles ratios de sectorisation. En revanche l'augmentation de la masse pour un taux de segmentation $p_{gap} = 0{,}25$ est de 2,5% sans correction et est de 1,5% avec la correction 3D, ce qui paraît peu significatif.

IV.2.1.3 Impact de la sectorisation du rotor : cas de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$)

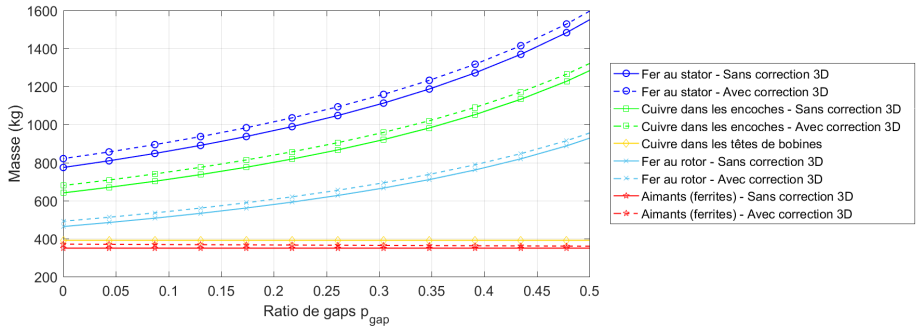
i) Cas d'une sectorisation du rotor par suppression d'aimants

Afin de limiter le volume d'aimant, une sectorisation du rotor est étudiée. Dans ce cadre, la figure IV.6 présente l'évolution des masses des différents matériaux pour la génératrice pour hydrolienne

à $S_{pp} = 1/2$ à laquelle certains aimants sont ôtés (sectorisation ferromagnétique).



(a) HRS avec aimants en NdFeB.



(b) HRS avec aimants en ferrites.

FIGURE IV.6: Évolution des masses des matériaux constituants la génératrice pour hydrolienne à rotor sectorisé ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$) avec gaps ferromagnétiques.

Pour cette configuration, la masse d'aimant reste constante quelque soit le taux de sectorisation, à condition de considérer la longueur axiale non corrigée. Avec la prise en compte des effets 3D, on peut observer une diminution de cette masse. Comme le nombre de bobines est invariant, la masse de cuivre dans les têtes de bobines l'est également. En revanche, avec l'augmentation de la longueur axiale avec le ratio de sectorisation p_{gap}, toutes les autres masses augmentent. La masse totale augmente donc naturellement, comme le montre la figure IV.7.

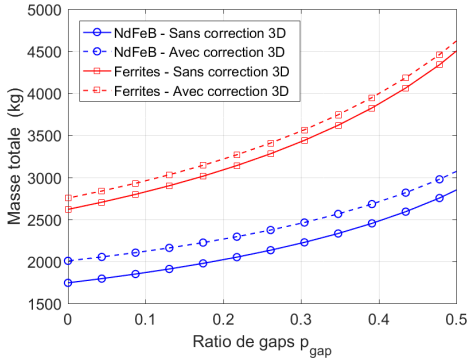
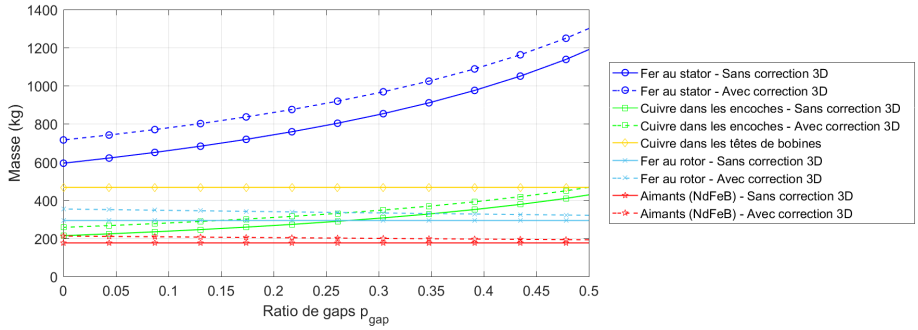


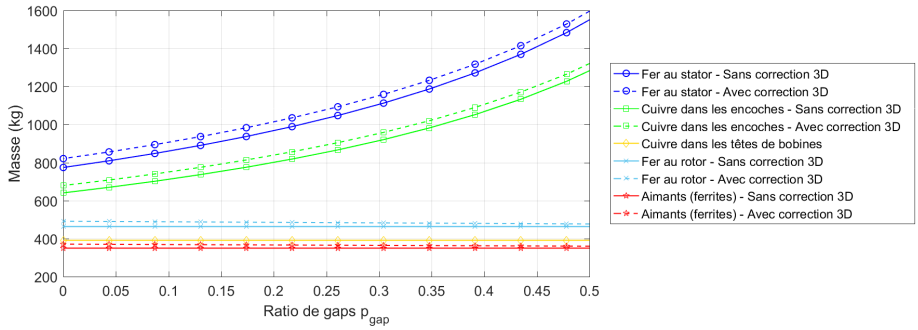
FIGURE IV.7: Comparaison des masses totales des matériaux de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$) avec gaps ferromagnétiques avec aimants en NdFeB et en ferrites.

ii) Cas d'une sectorisation du rotor par suppression d'aimants et d'une partie de la culasse

Une sectorisation amagnétique du rotor est également étudiée. Pour rappel cela signifie que, en plus des aimants, une partie de la culasse est également supprimée. L'évolution des masses des parties actives est présentée par la figure IV.8.



(a) HRS avec aimants en NdFeB.



(b) HRS avec aimants en ferrites.

FIGURE IV.8: Évolution des masses des matériaux constituants la génératrice pour hydrolienne à rotor sectorisé ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$) avec gaps amagnétiques.

Pour ce cas, le stator est équivalent à la génératrice HRS avec gaps ferromagnétiques, les masses du stator (cuivre et fer) présentent les mêmes évolutions. Il en est de même pour la masse d'aimants. En revanche, comme une partie de la culasse rotorique est enlevée, la masse du fer rotorique diminue légèrement en considérant les fuites 3D. Lorsque ces effets 3D ne sont pas pris en compte, la compensation entre p_{gap} et L_z fait que la masse de fer du rotor et la masse des aimants restent constantes, quelque soit le taux de sectorisation p_{gap}.

La figure IV.9 propose la masse totale des parties actives pour cette structure. Comme la masse du stator augmente avec la longueur axiale, la masse totale augmente également (figure IV.9).

Comme attendu, l'augmentation de la masse totale avec le taux de sectorisation p_{gap} est moins importante pour une sectorisation amagnétique du rotor que pour une segmentation ferromagnétique.

Pour les génératrices étudiées, la masse du stator est plus importante que la masse du rotor. La sectorisation du rotor ne présente donc pas d'intérêt en termes de masse de la machine.

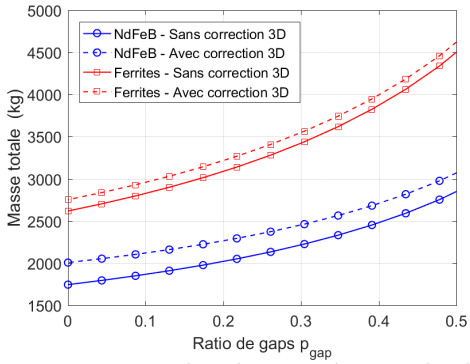


FIGURE IV.9: Comparaison des masses totales des matériaux de de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$) avec gaps amagnétiques avec aimants NdFeB et ferrites.

IV.2.2 Estimation des coûts

Il est à noter que les coûts déterminés dans cette partie ne concernent que les coûts des différents matériaux utilisés dans la MSAP. Les coûts de fabrication ne sont pas considérés. On considère que, au premier ordre, ces derniers seront équivalents pour toutes les machines et n'ont donc pas besoin d'être intégrés pour voir l'impact de la sectorisation sur le coût de la machine. Cette hypothèse est évidement très discutable mais il nous a paru impossible à ce stade d'évaluer les impacts, en termes de coûts de fabrication, de la sectorisation. Cette hypothèse permet cependant de dégager des tendances qualitatives sur les coûts.

En multipliant les masses par les prix au kilogramme, il vient les coûts de chaque matériau. Pour cette partie les coûts du cuivre regroupent à la fois le cuivre dans les encoches et le cuivre dans les têtes de bobines.

IV.2.2.1 Impact de la sectorisation du stator : cas de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$)

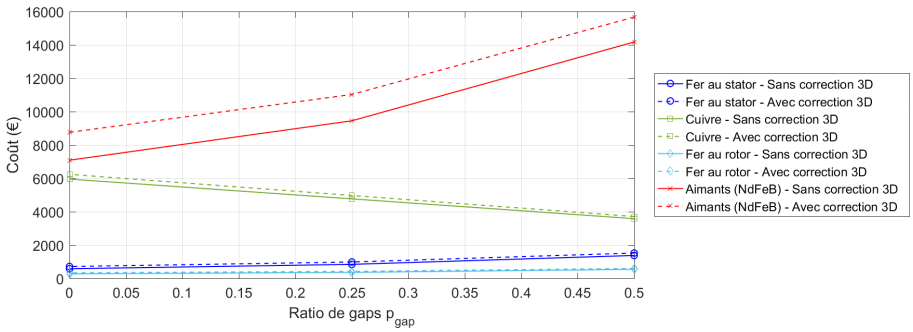
i) Cas d'une sectorisation du stator par un matériau ferromagnétique

Les figures IV.10a et IV.10b proposent l'évolution des coûts des matériaux constituants la génératrice pour hydrolienne à S_{pp}=2/5, en fonction de la proportion de sectorisation ferromagnétique.

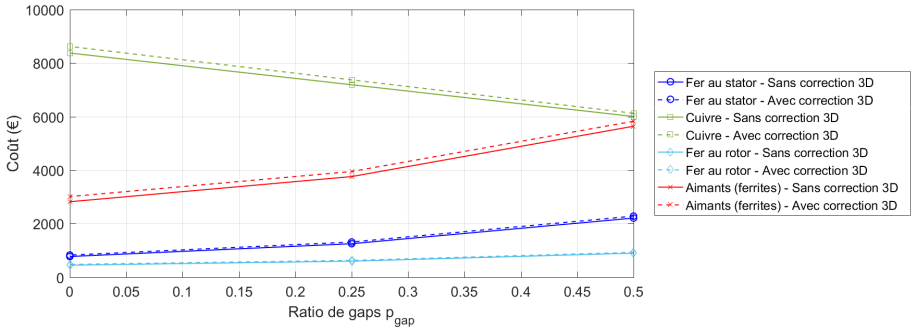
Au vu du prix élevé des aimants en NdFeB (IV.1), le coût des aimants représente la contribution la plus importante au coût de la machine utilisant des aimants NdFeB (figure IV.10a). Pour la machine utilisant des aimants ferrites c'est le cuivre des conducteurs qui coûte le plus cher dans la machine. Malgré la masse importante de fer dans cette configuration, le prix des tôles FeSi considéré permet de limiter le coût total des tôles.

La figure IV.11 présente le coût total des matériaux des génératrices HSS utilisant des aimants NdFeB et ferrites.

La différence de prix entre les aimants NdFeB et les aimants ferrites engendre une inversion de la tendance par rapport à la masse totale des machines : la machine utilisant les aimants en ferrites a une masse plus importante que la machine utilisant des NdFeB mais pour le coût c'est l'inverse comme le montre la figure IV.11.



(a) HSS avec aimants en NdFeB.



(b) HSS avec aimants en ferrites.

FIGURE IV.10: Évolution des coûts des matériaux constituants la génératrice pour hydrolienne à stator sectorisé ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$) avec gaps ferromagnétiques.

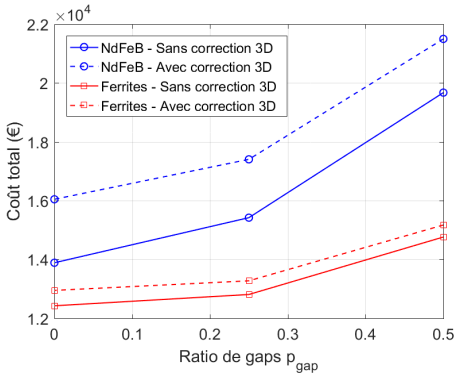


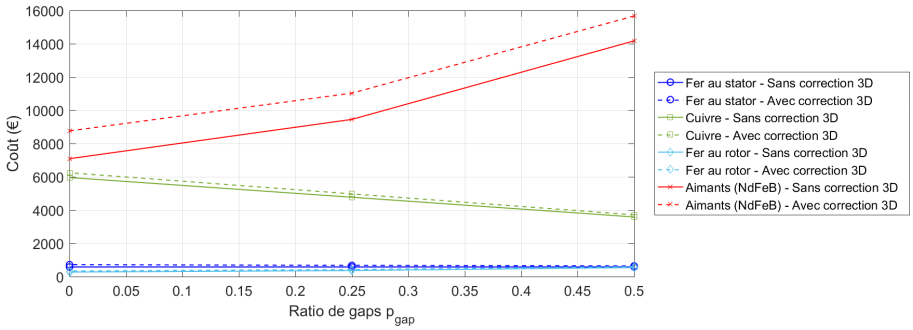
FIGURE IV.11: Comparaison des coûts totaux des matériaux de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$) avec gaps ferromagnétiques avec aimants en NdFeB et en ferrites.

L'utilisation d'aimants en ferrites peut permettre de limiter le coût de la machine. En effet le coût augmente seulement de 2,5 à 3% pour une sectorisation ferromagnétique du stator avec $p_{gap} = 0{,}25$. Pour la machine utilisant des aimants NdFeB l'augmentation du coût total est de 11% avec la longueur axiale non corrigée et est de 8,5% lorsque l'on prend en compte les fuites 3D, pour une sectorisation de 25%.

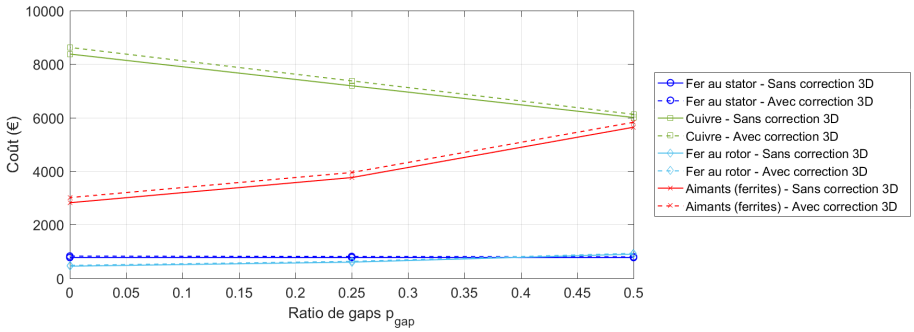
ii) Cas d'une sectorisation du stator par un matériau amagnétique

La figure IV.12 propose l'évolution des différents coûts des parties actives de la génératrice HSS dont le stator est segmenté par des gaps amagnétiques.

Pour ce cas, les coûts de chaque matériau suivent la même évolution que pour le cas de la génératrice HSS segmentée par des gaps ferromagnétiques. Seul le fer dans le stator ne suit pas la même évolution, comme le montre la figure IV.12.



(a) HSS avec aimants en NdFeB.



(b) HSS avec aimants en ferrites.

FIGURE IV.12: Évolution des coûts des matériaux constituants la génératrice pour hydrolienne à stator sectorisé ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$) avec gaps amagnétiques.

La figure IV.13 reporte les estimations des coûts totaux des parties actives pour la génératrice HSS en fonction du taux de sectorisation p_{gap}.

Comme le coût du fer n'est pas majoritaire, son augmentation avec p_{gap} ne se ressent pas beaucoup sur le coût total de la machine qui fonctionne avec des aimants NdFeB, avec une augmentation de 6,5 à 9% du coût pour 25% de sectorisation, comme présenté figure IV.13. En revanche pour la machine utilisant des aimants ferrites, une diminution du coût total est observée jusqu'à une sectorisation de 25%. Cela est dû à la diminution de la contribution du coût du cuivre qui est majoritaire pour cette structure. Le coût baisse ainsi de 1,4 à 0,8%.

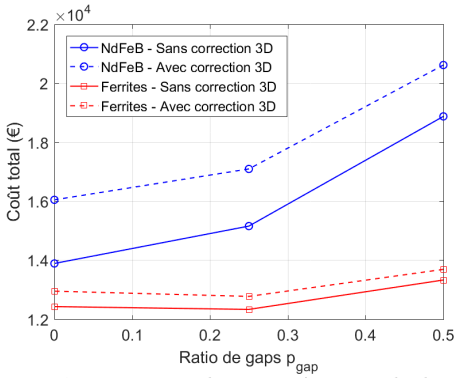
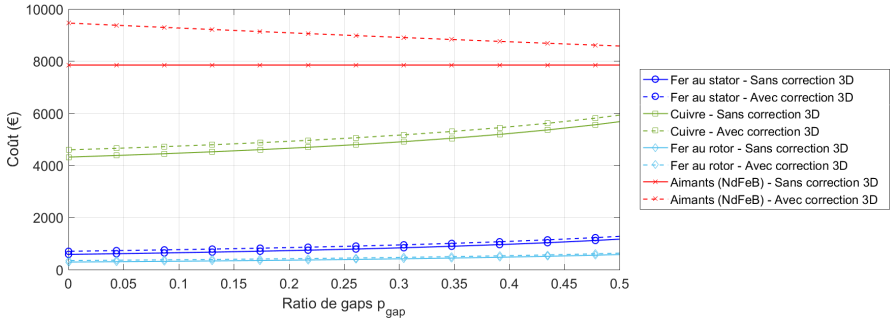


FIGURE IV.13: Comparaison des coûts totaux des matériaux de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$) avec gaps amagnétiques avec aimants en NdFeB et en ferrites.

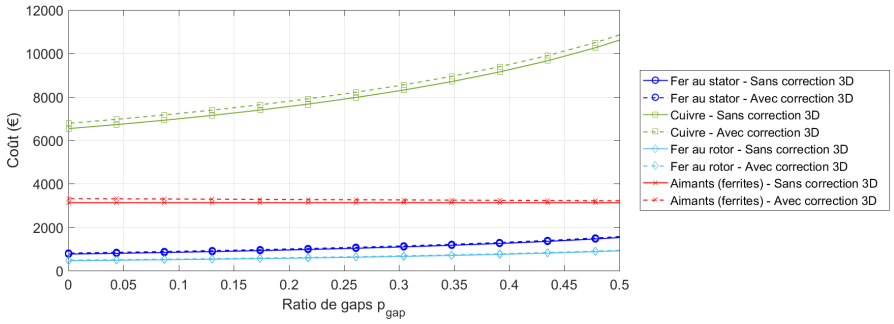
IV.2.2.2 Impact de la sectorisation du rotor : cas de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$)

i) Cas d'une sectorisation du rotor par suppression d'aimants

Dans le cas d'une sectorisation ferromagnétique du rotor pour un cahier des charges de génératrice pour hydrolienne, ce sont les aimants permanents qui ont la plus importante contribution au coût de la machine utilisant des aimants NdFeB. En revanche pour la machine qui utilise des aimants ferrites c'est le cuivre qui coûte le plus cher. La contribution de chacun des matériaux est présenté figure IV.14.



(a) HRS avec aimants en NdFeB



(b) HRS avec aimants en ferrites.

FIGURE IV.14: Évolution des coûts des matériaux constituants la génératrice pour hydrolienne à rotor sectorisé ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$) avec gaps ferromagnétiques.

La figure IV.15 montre l'évolution du coût total des matériaux des génératrices HRS utilisant des aimants NdFeB et ferrites.

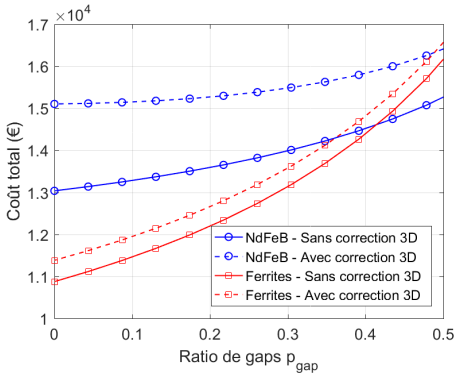


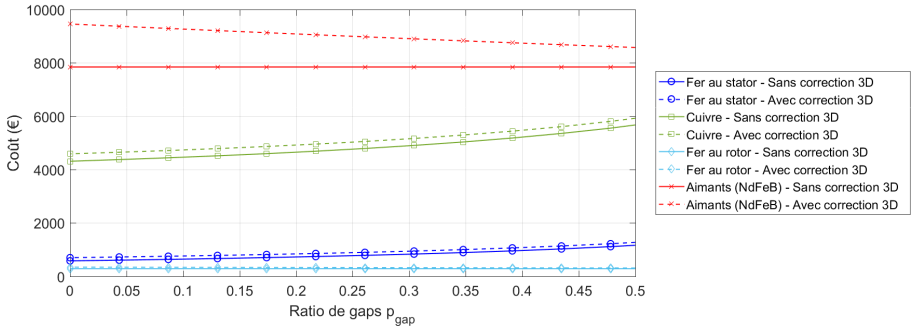
FIGURE IV.15: Comparaison des coûts totaux des matériaux de l'HRS avec gaps ferromagnétiques avec aimants en NdFeB et en ferrites.

Lorsque le rotor est sectorisé, la masse d'aimants, et donc le coût des aimants reste constant ou diminue si les fuites aux extrémités de la machine sont prises en compte. Malgré cela, le coût total des matériaux augmente dans tous les cas, avec le taux de segmentation p_{gap}, comme le montre la figure IV.15. Cependant la diminution relative des fuites 3D permet de limiter l'augmentation du coût pour la machine avec NdFeB. Son coût augmente ainsi de 2% avec la correction 3D et de 6% si on ne considère pas les fuites 3D, pour un taux de sectorisation de 26,1%.

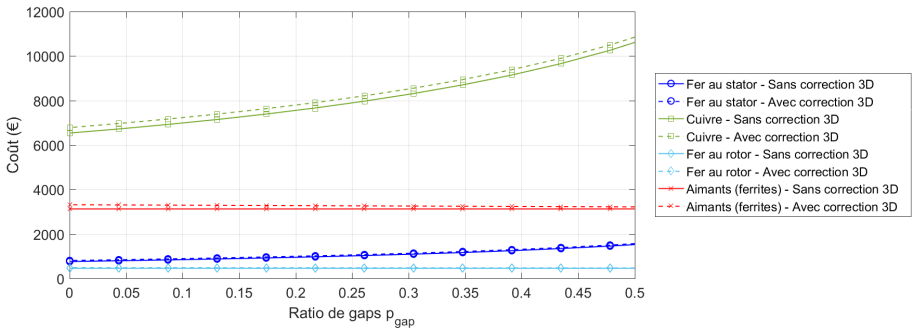
Avec l'augmentation de la masse de cuivre, le coût des matériaux de la machine avec ferrites augmente de 16% avec la prise en compte du facteur de correction 3D (et de 17% avec la correction 3D) pour un ratio de sectorisation de 26,1%. Cette machine reste tout de même moins chère que la machine avec des NdFeB. Il faut dépasser 40% de sectorisation, voir 50% avec la longueur axiale corrigée, pour que le coût de ses matériaux dépasse celui de la machine avec des aimants en NdFeB.

ii) Cas d'une sectorisation du rotor par suppression d'aimants et d'une partie de la culasse

La figure IV.16 propose les évolutions des coûts lorsque le rotor est segmenté par un matériau amagnétique tel que de l'air ou de l'eau. Seul le coût du fer dans le rotor évolue différemment du cas de la sectorisation ferromagnétique. Dans ce cas le coût du fer reste constant avec la longueur axiale non corrigée, et diminue légèrement avec la prise en compte des effets 3D.



(a) HRS avec aimants en NdFeB.



(b) HRS avec aimants en ferrites.

FIGURE IV.16: Évolution des coûts des matériaux constituants la génératrice pour hydrolienne à rotor sectorisé ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$) avec gaps amagnétiques.

Le coût global est présenté à la figure IV.17.

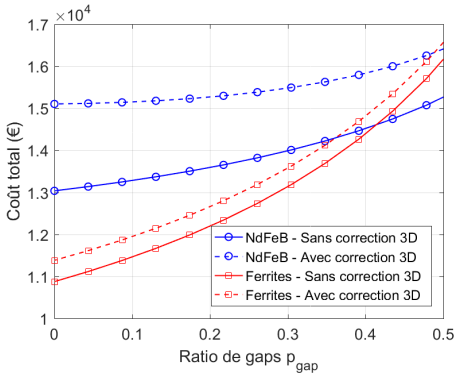


FIGURE IV.17: Comparaison des coûts totaux des matériaux de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$) avec gaps amagnétiques avec aimants en NdFeB et en ferrites.

Comme le prix du fer n'est pas très élevé (voir la table IV.1), et que son coût total n'est pas majoritaire pour les machines avec NdFeB et ferrites, le coût total des matériaux suit approximativement la même évolution que dans le cas de l'HRS avec gaps ferromagnétiques. L'augmentation est cependant un peu moins importante.

Il apparaît donc que la sectorisation du stator peut mener à des avantages en termes de réductions de la masse ou du coût de la structure, pour une topologie de génératrice pour hydrolienne Rim-driven. On a ainsi une diminution de la masse totale jusqu'à un taux de sectorisation p_{gap} de 0,25, pour la génératrice HSS utilisant des aimants NdFeB et avec des gaps amagnétiques. Tandis qu'une sectorisation amagnétique avec p_{gap} compris entre 0 et 0,25 mène à une légère réduction du coût de la génératrice HSS utilisant des aimants ferrites.

D'autres structures, bien qu'elles ne présentent pas de diminution de la masse ou du coût des parties actives, restent tout de même intéressantes. Une segmentation pour p_{gap} compris entre 0 et 0,25 des génératrices HSS avec gaps ferromagnétiques mène à une faible augmentation de la masse pour la machine utilisant des NdFeB. On arrive à la même conclusion pour l'HSS avec gaps amagnétiques et aimants ferrites. Lorsque l'HSS est sectorisée par des gaps ferromagnétiques et que p_{gap} est inférieur à 0,25, l'utilisation d'aimants ferrites conduit à une faible augmentation du coût total des matériaux constituant les parties actives.

Maintenant que les différents volumes et masses des parties actives des machines étudiées ont été évaluées, il est possible de les utiliser directement afin d'estimer les différentes pertes des systèmes.

IV.3 Pertes

Trois types de pertes sont étudiés ici : les pertes Joule dans le cuivre du stator, les pertes fer présentes dans la culasse du stator, et enfin les pertes dans les aimants. Il est à noter que, nous négligerons les pertes fer dans la culasse rotorique qui sont a priori faibles pour une machine synchrone à aimants permanents surfaciques.

Les résultats présentés concernent les cahiers des charges des génératrices éoliennes de type Rim driven. Pour un cahier des charges de type moteur pour la propulsion navale, le rapport de forme (rapport du diamètre sur la longueur axiale) est beaucoup plus proche de l'unité que pour une génératrice pour hydrolienne Rim-driven. Les évolutions de pertes suivront cependant les mêmes tendances mais les contributions ne seront pas les mêmes (contributions des pertes Joule dans les encoches et dans les têtes de bobines notamment). Les résultats ne sont pas présentés ici mais sont disponibles en annexe F.

IV.3.1 Estimation des pertes Joule

IV.3.1.1 Méthodologie

Les pertes Joule sont estimées de manière classique par l'équation (IV.8).

$$P_{Cu} = J^2 \cdot \rho_{Cu} \cdot S_{cu} \cdot Q_s \cdot (L_z + L_{tb}) \tag{IV.8}$$

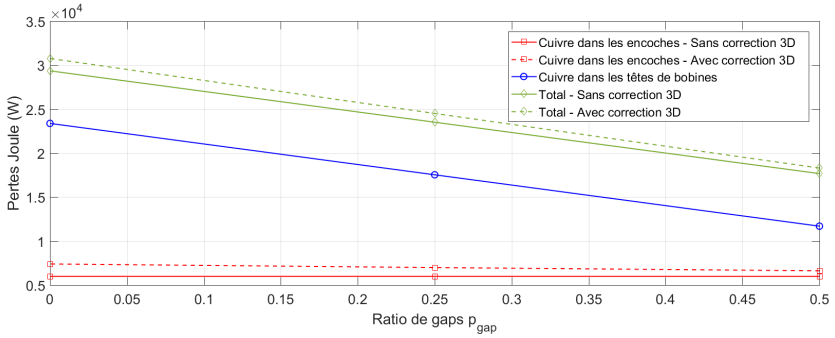
Elles dépendent de la densité de courant J, de la section de cuivre par encoche S_{Cu} et de la résistivité du cuivre ρ_{Cu}. Toutes les machines ont la même densité de courant (J= $4A.mm^2$) et la résistivité du cuivre est considérée comme une constante égale à $\rho_{Cu} = 1,7.10^{-8}\Omega.m$ (l'influence de la température sur la résistance des conducteurs est négligée). Les pertes Joule sont alors liées au volume de cuivre de la machine qui dépend du nombre d'encoche Q_s et de la longueur de cuivre par encoche (L_z dans l'encoche + la longueur de la tête de bobine L_{tb}).

La sectorisation est directement prise en compte par la variation de Q_s et de L_z dans l'équation (IV.8). Pour une sectorisation du stator les deux grandeurs vont varier, tandis que pour une sectorisation du rotor le nombre d'encoches reste constant et égal à Q_{s0}.

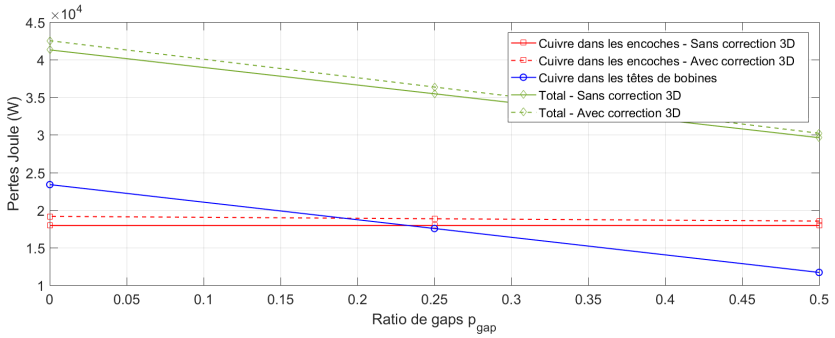
Les pertes Joule ne dépendent que du cuivre présent dans la machine, le matériau utilisé pour la sectorisation n'aura donc pas d'influence sur leur évolution.

IV.3.1.2 Impact de la sectorisation du stator : cas de la génératrice HSS (p_0 = 140, S_{pp} = 2/5)

Les figures IV.18a et IV.18b présentent l'évolution des pertes Joule des génératrices pour hydrolienne avec stator sectorisé, qui utilisent respectivement des aimants NdFeB et des aimants ferrites.



(a) HSS avec aimants en NdFeB.



(b) HSS avec aimants en ferrites.

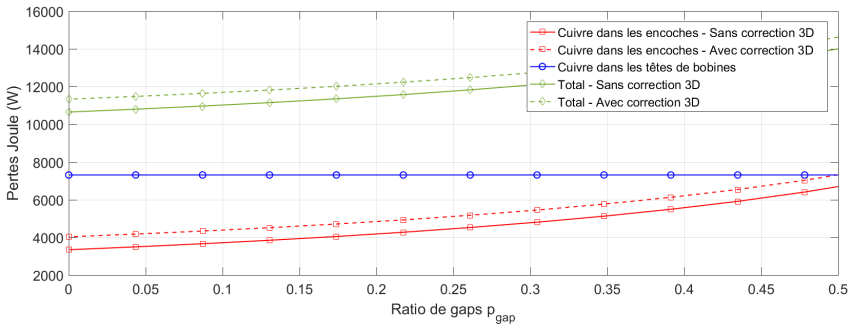
FIGURE IV.18: Évolution des pertes Joule de la génératrice pour hydrolienne à stator sectorisé (p_0 = 140, à S_{pp} = 2/5).

Pour les deux types de machines les pertes Joule dans les têtes de bobines diminuent lorsque le ratio de sectorisation p_{gap} augmente puisque le nombre de bobines est réduit. Les pertes Joule dans les encoches sont constantes lorsque l'augmentation du ratio de sectorisation est compensée par l'augmentation de la longueur axiale, et elles diminuent lorsque la longueur axiale corrigée est considérée (prise en compte des fuites 3D), proportionnellement à la masse de cuivre dans les encoches. Pour les machines non sectorisées de référence (i.e. à $p_{gap} = 0$) la majorité des pertes Joule sont dissipées dans les têtes de bobines. Elles représentent près de 80% des pertes Joule totales pour la machine non sectorisée utilisant des aimants NdFeB et environ 55% pour la machine qui utilise des aimants ferrites. La contribution est moins importante pour la machine utilisant des aimants ferrites puisque sa longueur axiale est supérieure à la longueur axiale de la machine qui utilise des aimants NdFeB. La superficie et le nombre d'encoches étant les mêmes pour les deux machines, la valeur des pertes dans les têtes de bobines est identique pour les deux configurations.

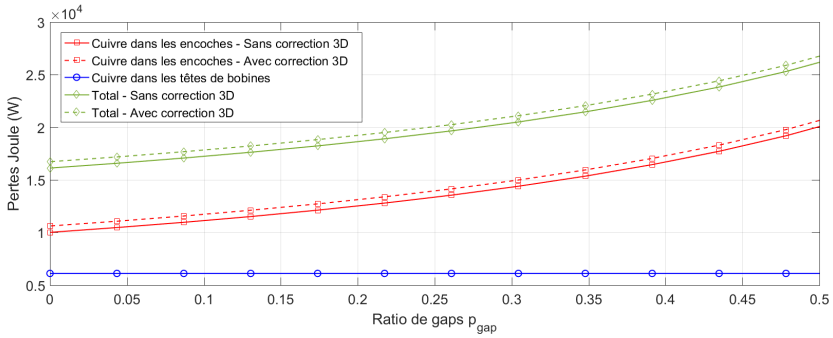
La diminution des pertes dans les têtes de bobines mène à la réduction des pertes Joule globales des deux machines (environ 20% de réduction dans le cas des NdFeB et environ 15% pour les ferrites pour p_{gap} = 0,25).

IV.3.1.3 Impact de la sectorisation du rotor : cas de la génératrice HRS (p_0 = 138, S_{pp} = 1/2)

L'impact de la sectorisation du rotor sur les pertes Joule est présenté à la figure IV.19 pour les machines utilisant des aimants NdFeB et ferrites.



(a) HRS avec aimants en NdFeB.



(b) HRS avec aimants en ferrites.

FIGURE IV.19: Évolution des pertes Joule de la génératrice pour hydrolienne à rotor sectorisé (p_0 = 138, à $S_{pp} = 1/2$)

Comme le nombre de bobines n'est pas affecté, les pertes Joule dans les têtes de bobines restent constantes quelque soit le taux de sectorisation p_{gap}. En revanche l'augmentation de la longueur axiale, et donc de p_{gap}, engendre une augmentation des pertes Joule dans les encoches car les longueurs d'encoche augmentent. Naturellement cela mène à une hausse des pertes Joule totales.

La machine contenant des aimants en NdFeB a une petite longueur axiale ce qui fait que la majorité des pertes Joule se dissipe dans les têtes de bobines (environ 65% pour la machine non sectorisée). La machine qui utilise des aimants ferrites dissipe un peu plus d'un tiers des pertes Joule dans ses têtes de bobines pour la configuration sans sectorisation. Cela est dû à sa longueur axiale plus importante qui diminue la contribution du cuivre des têtes de bobines aux pertes Joule.

Pour une segmentation de 26,1%, la machine utilisant des aimants NdFeB voit ses pertes Joule augmenter de 10% contre une hausse de 20% pour la machine avec des aimants en ferrites, par rapport aux machines non sectorisée de référence utilisant le même type d'aimants.

IV.3.2 Estimation des pertes fer

IV.3.2.1 Méthodologie

Les pertes fer de la MSAP se situent dans les tôles qui composent le stator et qui voient une variation d'induction. Les tôles de la culasse rotorique ne voient pas de fluctuations d'induction si le champ tournant statorique est supposé progressif sinusoïdal (ce qui implique notamment que les variations de perméance du circuit magnétique, liée aux encoches et à la segmentation sont négligées, ne sont pas perçues par la culasse rotorique). Il est donc considéré ici que la culasse du rotor n'est pas le siège de pertes fer.

Elles sont difficiles à estimer mais une formulation simple existe et suffira à mettre en évidence l'impact de la sectorisation. Cette relation est appelée équation de Steinmetz et est donnée par les équations (IV.9) et (IV.10) respectivement pour les pertes fer dans la culasse du stator et dans les dents. Cette formulation propose une évolution des pertes fer dépendant de la masse de fer, de la fréquence et de l'induction maximale.

$$P_{Fe,c} = C_{Fe} \cdot M_c \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right)^b \cdot \left(\frac{B_{max,c}}{B_{max,0}}\right)^c \tag{IV.9}$$

$$P_{Fe,d} = C_{Fe} \cdot M_d \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right)^b \cdot \left(\frac{B_{max,d}}{B_{max,0}}\right)^c \tag{IV.10}$$

M_c correspond à la masse de fer dans la culasse du stator et M_d à celle des dents et elles sont estimées grâce aux équations de volumes (IV.6) et (IV.5) respectivement. C_{Fe} est un coefficient qui caractérise les pertes par kilogramme pour une tôle sous une induction maximale $B_{max,0}$ et à une fréquence f_0. Cette donnée est fournie par les constructeurs. Pour ce modèle il a été choisi : $C_{Fe} = 2{,}5W.kg^{-1}$ (pour $B_{max,0} = 1{,}5$T et $f_0 = 50$Hz), b=1,5 et c=2,2, ce qui correspond à des tôles en alliage FeSi de 0,35 mm d'épaisseur.

$B_{max,c}$ et $B_{max,d}$ sont les inductions maximales respectivement dans la culasse du stator et dans les dents. Elles sont estimées de manière analytique, en supposant que tout le flux sous un pas dentaire dû aux aimants passe dans une dent. La configuration est présentée à la figure IV.20.

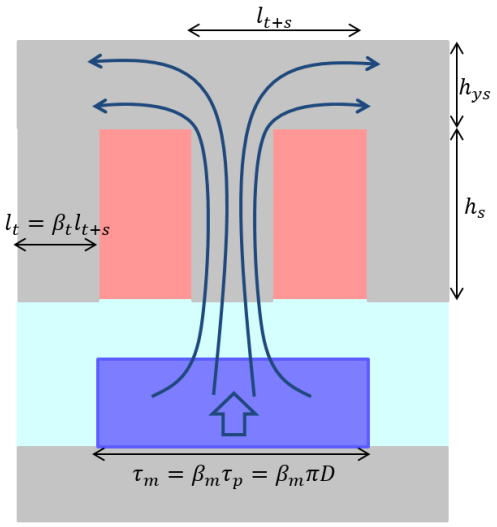


FIGURE IV.20: Représentation du flux pour estimer les inductions maximales dans la culasse du stator et les dents.

Les inductions maximales dans la culasse statorique et dans les dents sont donc estimées avec les équations (IV.11) et (IV.12) qui sont issues de la prise en compte de la conservation du flux magnétique rotorique capté sur un pas dentaire (supposé inférieur à la largeur d'aimant) pour l'induction dans la dent et sur un pas polaire pour la culasse statorique.

$$B_{max,c} = \frac{B_{max} \cdot \beta_m \cdot \pi \cdot D}{4 \cdot p_0 \cdot h_{ys}} \tag{IV.11}$$

$$B_{max,d} = \frac{B_{max}}{\beta_t} \tag{IV.12}$$

Il est également possible d'estimer l'induction maximale dans le gap pour le cas d'une sectorisation ferromagnétique du stator. En considérant le gap comme une culasse de hauteur $h_s + h_{ys}$, il vient l'équation (IV.13).

$$B_{max,g} = \frac{B_{max} \cdot \beta_m \cdot \pi \cdot D}{4 \cdot p_0 \cdot (h_{ys} + h_s)} \tag{IV.13}$$

L'induction maximale fournie par les aimants dans l'entrefer B_{max} dépend de la géométrie de la machine et des aimants utilisés. Elle se détermine par l'équation (IV.14), à partir du fondamental de l'induction dans l'entrefer B_1 et la largeur angulaire d'aimant β_m. Il est alors supposé qu'au premier ordre l'induction est d'amplitude maximale en face des aimants et nulle ailleurs (on retrouve alors un signal d'induction à trois niveaux)

$$B_{max} = \frac{B_1}{\frac{4}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\beta_m \cdot \pi}{2}\right)} \tag{IV.14}$$

Les valeurs des inductions maximales sont répertoriées dans le tableau IV.4.

Cahier des charges	Hydrolienne				Propulseur
Nombre de paires de pôles	138		140		36
Types d'aimants	NdFeB	Ferrites	NdFeB	Ferrites	NdFeB
$B_{max,c}$ (T)	0,99	0,63	0,93	0,56	0,47
$B_{max,d}$ (T)	0,98	0,61	0,92	0,54	0,94
$B_{max,g}$ (T)	0,35	0,19	0,32	0,18	0,14

TABLE IV.4: Estimation des inductions maximales dans les parties ferromagnétiques du stator des machines.

Il est important de souligner que les inductions estimées dans les culasses et dans les dents sont loin de la saturation, notamment pour les génératrices pour hydroliennes utilisant des aimants ferrites. En effet ces machines ont été dimensionnées dans le but d'avoir une première vision de leurs performances en comparaison de machine utilisant des aimants NdFeB. Il conviendrait d'optimiser le dimensionnement de ces machines afin d'améliorer leurs performances. De plus la contribution des bobinages au champ d'entrefer est importante pour la machine utilisant des aimants ferrites. C'est moins le cas pour les machines utilisant des NdFeB. Il serait donc judicieux de considérer cette contribution lors du calcul des inductions maximales dans la culasse et dans les dents de cette structure utilisant des aimants ferrites.

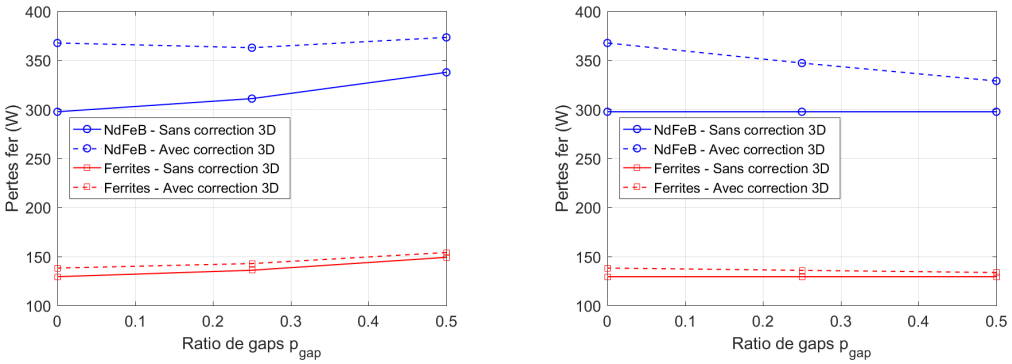
Les pertes fer résultantes correspondent à la somme des contributions des pertes fer dans la culasse statorique et dans les dents comme le montre l'équation (IV.15).

$$P_{Fe} = P_{Fe,c} + P_{Fe,d} \tag{IV.15}$$

IV.3.2.2 Impact de la sectorisation du stator : cas de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$)

La figure IV.21 montre l'évolution des pertes fer en fonction du ratio de sectorisation du stator p_{gap} sur des machines correspondant au cahier des charges des génératrices HSS employant des aimants NdFeB ou ferrites. Que ce soit une machine avec des aimants en NdFeB ou en ferrites, les pertes fer suivent la même évolution. Malgré une longueur axiale et une masse de fer au stator plus

importantes, les pertes fer de la machine avec des ferrites sont plus faibles (environ 2 fois moins). Cette différence est due aux inductions maximales peu élevées dans la culasse du stator et dans les dents qui correspondent aux dimensions choisies.



(a) Sectorisation ferromagnétique. (b) Sectorisation amagnétique.

FIGURE IV.21: Évolution des pertes fer de la génératrice pour hydrolienne à stator sectorisé ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$).

Dans le cas d'une sectorisation ferromagnétique, la masse de fer, et donc les pertes fer, augmentent avec p_{gap}, comme le montre la figure IV.21a. En revanche avec une sectorisation amagnétique du stator (figure IV.21b), la masse de fer du stator reste constante lorsque l'on considère la longueur axiale non corrigée, et les pertes fer le sont donc également. Avec la prise en compte des fuites 3D, les pertes fer sont plus élevées pour la machine de référence (plus grande longueur axiale) mais elles diminuent avec la hausse du taux de sectorisation.

IV.3.2.3 Impact de la sectorisation du rotor : cas de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$)

Lorsque le rotor est sectorisé, la masse de fer au stator est la même que ce soit dans le cas d'une sectorisation amagnétique ou ferromagnétique. La figure IV.22 présente donc les résultats pour les deux cas.

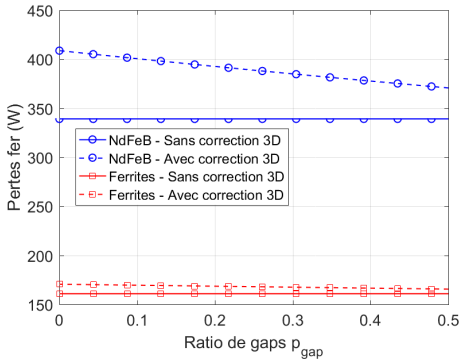


FIGURE IV.22: Évolution des pertes fer de l'hydrolienne à $S_{pp} = 1/2$ avec sectorisation du rotor.

Avec la hausse du ratio de sectorisation p_{gap} il y a aussi un accroissement de la longueur axiale de la machine ce qui fait augmenter la masse de fer du stator. Cependant, sans la correction 3D,

il y a compensation entre la hausse de p_{gap} et de L_z ce qui fait que le volume de fer au stator en vis à vis avec une source d'induction au rotor (les aimants) reste constant. Les pertes fer restent ainsi constantes dans cette configuration. Avec la longueur axiale corrigée, les pertes fer se voient réduire pour une augmentation de p_{gap}. Les pertes fer d'une machine à rotor segmenté sont ainsi à l'image de celles d'une machine à stator sectorisé par un matériau amagnétique comme on peut le voir en comparant les figures IV.21b et IV.22. Cela vient du fait que le volume de fer soumis à des variations d'inductions au stator est le même, à taux de sectorisation égal, pour une sectorisation du rotor ou du stator par un matériau amagnétique.

IV.3.3 Estimation des pertes dans les aimants

Les aimants de la MSAP sont sensibles à la température. En effet une montée en température des aimants peut mener à leur désaimantation. Il est donc important d'évaluer ces possibles hausses de température, ce qui nécessite d'estimer les pertes dans les aimants. Les pertes dans les aimants sont liées aux courants induits (ou courants de Foucault) pouvant potentiellement circuler dans les blocs d'aimants qui sont conducteurs. Il existe deux principales causes de pertes par courants de Foucault dans les aimants : les variations spatio-temporelles de l'induction magnétique au niveau des aimants permanents (pertes liées à l'induction statorique), et les variations d'entrefer (pertes liées à l'encochage (slotting) sur l'induction rotorique). Ce second type de pertes est d'autant plus important à estimer dans cette étude puisque la sectorisation entraine d'importantes variations d'entrefer.

IV.3.3.1 Effet de peau

A haute fréquence les courants induits ne peuvent pas pénétrer l'aimant dans tout son volume et restent, par conséquent, dans un volume limité proche de la surface extérieure de l'aimant : c'est ce que l'on appelle l'effet de peau. Il est important d'évaluer cette pénétration (quelque soit la fréquence) afin de voir si ce phénomène peut être négligé ou doit être pris en compte (considération d'aimants homogènes ou hétérogènes).

La profondeur de pénétration est donnée par l'équation (IV.16) [MP08] :

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho_{pm}}{2\pi f \mu_r \mu_0}} \tag{IV.16}$$

ρ_{pm} est la résistivité des aimants, f la fréquence ($f = Np/60$ avec N la vitesse en tr/min), μ_0 perméabilité du vide ($4\pi 10^{-7}$) et μ_r perméabilité relative des aimants.

Les aimants n'étant pas parfaitement parallélépipédiques, la largeur d'aimants b_{pm} correspond à la largeur moyenne entre les largeurs aux rayons R_m et R_r (respectivement τ_m et $\tau_m^{'}$). Les dimensions des aimants sont présentées à la figure IV.23.

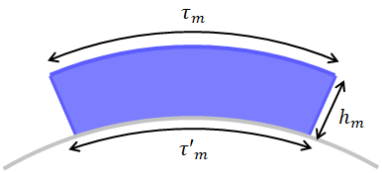


FIGURE IV.23: Dimensions d'un aimant.

Le tableau IV.5 propose les différentes grandeurs pour les cahiers des charges hydroliens et propulseur.

Cahier des charges	Hydrolienne				Propulseur
Nombre de paires de pôles	138		140		36
Types d'aimants	NdFeB	Ferrites	NdFeB	Ferrites	NdFeB
Fréquence f (Hz)	34,5	34,5	35	35	63
Résistivité des aimants ρ_{pm} $(\Omega.m)$ [LB+09]	$1,3.10^{-6}$	10^4	$1,3.10^{-6}$	10^4	$1,3.10^{-6}$
Perméabilité relative des aimants μ_r	1,05	1,07	1,05	1,07	1,05
Effet de peau δ (m)	0,095	8283	0,095	8224	0,0705
Hauteur d'aimants h_m (m)	0,0208	0,0213	0,0210	0,0215	0, 015
Largeur moyenne d'aimants b_{pm} (m)	0,126	0,126	0,1245	0,1245	0,0685

TABLE IV.5: Caractéristiques des différents cahiers des charges.

D'après [Bet10], lorsque l'effet de peau δ est plus large qu'une demi largeur d'aimant ($b_{pm}/2$) et qu'une demi longueur d'aimant ($L_z/2$) il peut être négligé. C'est le cas ici pour les cas considérés. Les aimants sont donc considérés comme homogènes.

IV.3.3.2 Modèle analytique de pertes dues aux variations d'entrefer

Les pertes induites dans les aimants avec les variations de l'entrefer sont estimées par l'équation (IV.17) [MP08 ; Fan+12]. Dans ce modèle les encoches sont considérées comme ayant une profondeur infinie et une largeur l_s (l_{t+s} étant le pas d'encoche). Il est également supposé que le niveau de saturation du fer n'est pas atteint.

$$P_{pm,s} = \frac{V_{pm}(\Omega R_s)^2 B_{pm}^2}{2\rho_{pm}} \cdot \underbrace{\sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} K_n^2 \left[1 - \left(\frac{l_{ts}}{\pi n l_s} \sin \frac{\pi n l_s}{l_{ts}}\right)^2\right]}_{K_{sp}} \tag{IV.17}$$

Cette expression est valable pour les faibles vitesses et des erreurs apparaissent pour des vitesses élevées ($\sim$ 400-500 rd/s) d'après [MP08]. Les pertes dépendent du volume total d'aimant V_{pm}, de leur résistivité ρ_{pm}, du carré de la vitesse linéaire du rotor (ΩR_s), et du carré de l'induction créée par les aimants (B_{pm}). La seconde partie (qui est sommée) sera notée K_{sp} pour la suite, et permet de prendre en compte les effets de l'encochage. Les coefficients K_n sont en fait les coefficients d'harmoniques de la fonction de perméance [Fan+12].

La résistivité des aimants en ferrites étant très élevée (10^4 contre $1,3.10^{-6}\Omega.m$ pour les NdFeB [LB+09]), et les pertes induites dans les aimants variant en 1 sur la résistivité, les pertes sont très faibles (de l'ordre de $10^{-7}W$). On peut considérer que, dans la machine utilisant des aimants ferrites, il n'y a pas de pertes dues aux variations d'entrefer dans les aimants. L'étude est donc limitée aux machines utilisant des aimants NdFeB.

L'induction (B_{pm}) considérée peut être calculée à partir d'un modèle au 1er ordre (à partir de la conservation du flux sous un pôle et du théorème d'Ampère appliqués dans l'entrefer) (équation (IV.18)) [MP08] ou en 2D pour une meilleure estimation des pertes [Fan+12]. B_{pm}^2 correspond alors à la somme du carré des coefficients d'harmoniques B_n de l'induction estimée à la surface des aimants ($r = R_m$) (équation (IV.19)). L'expression de l'induction magnétique dans les aimants provient du modèle décrit dans [Zhu+93 ; ZHC02] et est présentée par l'équation (IV.20).

$$B_{pm}^2 = \left(B_r \cdot \frac{h_m}{h_m + h_g \mu_r}\right)^2 \tag{IV.18}$$

$$B_{pm}^2 = \sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} B_n^2 \tag{IV.19}$$

$$\begin{aligned} B_n = \mu_0 M_n \frac{np_0}{(np_0)^2-1} \cdot \left[\left(\frac{r}{R_m}\right)^{np_0-1} + \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{np_0-1} \left(\frac{R_r}{r}\right)^{np_0+1} \right] \\ \cdot \frac{\left(np_0 - \frac{1}{\mu_r}\right)\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2np_0} + \left(1+\frac{1}{\mu_r}\right)\left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{np_0+1}\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2np_0} - \left(np_0+\frac{1}{\mu_r}\right) - \left(1-\frac{1}{\mu_r}\right)\left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{np_0+1}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r}\left[1-\left(\frac{R_r}{R_s}\right)^{2np_0}\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r}\left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2np_0} - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np_0}\right]} \\ + \mu_0 M_n \frac{np_0}{(np_0)^2-1}\left(\frac{R_r}{r}\right)^{np_0+1} + \mu_0 M_n \frac{(np_0)^2}{(np_0)^2-1} \end{aligned} \tag{IV.20}$$

L'expression du coefficient M_n est donnée au chapitre II par l'équation (II.3).

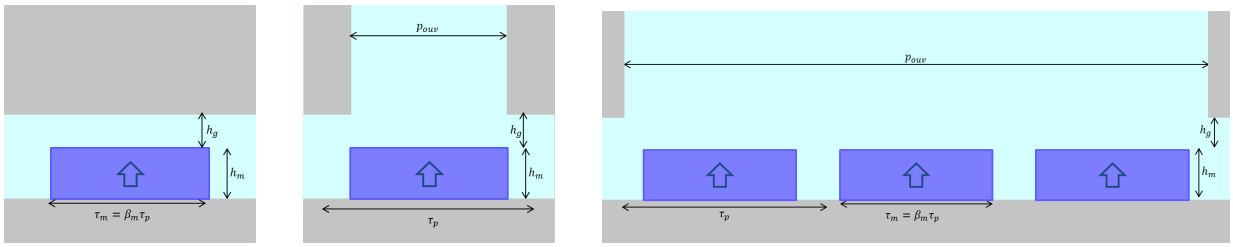
La prise en compte de la sectorisation se fait par l'intermédiaire des coefficients K_n (décomposition spectrale de la fonction de perméance qui varie avec la sectorisation) et du volume d'aimant V_{pm} (dans le cas d'une segmentation du rotor). Les fonctions de perméance considérées sont présentées au chapitre II. Pour la prise en compte de la sectorisation du stator, les fonctions de perméance permettent de considérer à la fois les variations dues à l'encochage et les variations dues à l'ouverture du gap (dans le cas d'une sectorisation amagnétique) (II.3.2.2). Pour la sectorisation du rotor, les variations vues par les aimants sont dues exclusivement aux ouvertures d'encoches (comme pour une machine sans sectorisation).

Il est important de souligner que les fonctions de perméance considérées ne présentent pas de variations en fonction du rayon (estimation pour $r = R_s$). Cela entraîne une sur-évaluation de la variation de perméance perçue par les aimants, ce qui conduit a priori à une sur-estimation des pertes induites.

Pour mieux restituer la variation de perméance perçue par l'aimant, une fonction de perméance 2D du type de la fonction décrite dans [ZH93b] pourrait être implémentée. Cela constitue une piste pour de futurs travaux.

IV.3.3.3 Étude de l'impact de la largeur de gap du stator sur les pertes dans les aimants

Afin de rendre compte de l'impact de la sectorisation du stator (sectorisation amagnétique), une étude est menée sur l'évolution des pertes dans les aimants $P_{pm,s}$, en fonction de la largeur d'une ouverture au stator. Pour cela quatre ouvertures sont introduites au stator d'une machine et nous faisons varier sa largeur p_{ouv} (comme le montre la figure IV.24).



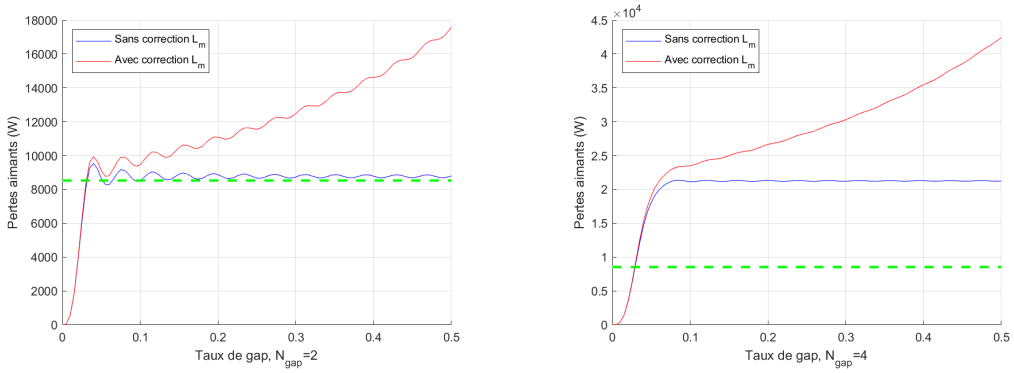
(a) $p_{ouv} = 0$ (b) $p_{ouv} = \tau_m$ (c) $p_{ouv} = 3\tau_p$

FIGURE IV.24: Structure avec variation de la largeur de l'ouverture du stator p_{ouv}.

Lorsque p_{ouv} est petit l'ouverture est considérée comme une encoche et la fonction de perméance considérée est de la forme "classique" pour la prise en compte de l'encochage (comme cela a été vu au chapitre II à la section II.3.2.1, équation (II.5)). En revanche lorsque p_{ouv} est grand (on considère ici l'ouverture comme large à partir d'un pas polaire), le modèle utilisé pour la fonction de perméance est de type gap, comme cela a été présenté au chapitre II à la section II.3.2.2 (figure II.6b).

Cette étude est faite pour les géométries du moteur PSS et de la génératrice HSS.

La figure IV.25 montre la variation des pertes dans les aimants dues à la présence de gaps, en fonction du ratio de sectorisation pour une machine non encochée de mêmes dimensions que le moteur PSS. 2 et 4 gaps sont introduits dans le stator de cette structure non encochée. Les courbes en bleu sont estimées pour une longueur axiale qui ne varie pas avec le taux de sectorisation p_{gap}, tandis que les courbes rouges considèrent une longueur axiale variant avec p_{gap}. La courbe verte en pointillé correspond aux pertes dans les aimants de la machine encochée non sectorisée de référence et donne une idée de la valeur relative des pertes dues aux gaps.



(a) Sectorisation avec 2 gaps amagnétiques. (b) Sectorisation avec 4 gaps amagnétiques.

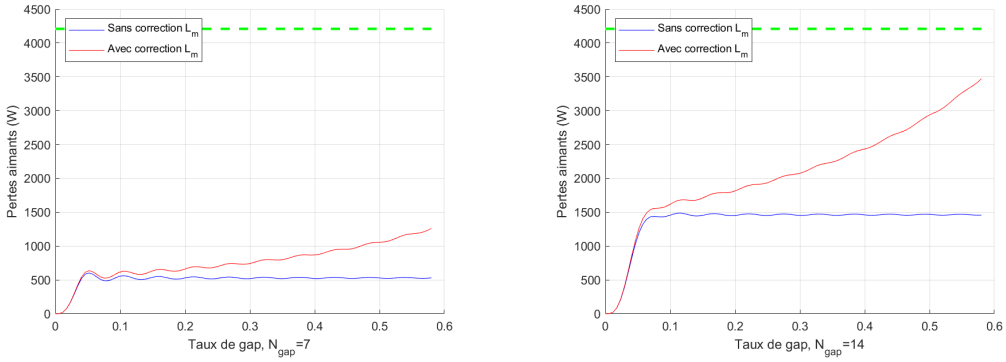
FIGURE IV.25: Pertes dans les aimants dues à la variation d'entrefer liée à une segmentation amagnétique du stator, avec la géométrie du moteur PSS ($h_g = 0{,}005$ m, $h_m = 0{,}015$ m, $p_0 = 36$ paires de pôles et $\beta_m = 1$).

De la même manière, la figure IV.26 montre la variation des pertes dans les aimants dues à la sectorisation, pour une machine non encochée dont les dimensions correspondent à la génératrice HSS. Pour cette structure les nombres de gaps considérés sont $n_{gap} = 7$ gaps et $n_{gap} = 14$ gaps. La courbe verte en pointillé sur la figure IV.26 correspond aux pertes dans les aimants de la génératrice HSS encochée non sectorisée de référence.

À partir des figures IV.25 et IV.26, on peut voir que les pertes dans les aimants dues à la sectorisation atteignent une limite lorsque le ratio de sectorisation p_{gap} augmente et si la longueur active ne varie pas avec p_{gap} (courbes bleues). En effet, si l'ouverture au stator considérée est de largeur supérieur à deux pas polaires ($2\tau_p$), les aimants devant le gap ne voient pas de variation d'induction. Les aimants en face du gap ne contribuent alors plus aux pertes dans les aimants.

Dès lors que les aimants passent devant la zone de transition gap / secteur ils voient de nouveau une variation de l'induction qui va induire des courants et générer des pertes.

Lorsque la longueur axiale augmente avec la largeur des gaps introduits (courbes rouges), les pertes dans les aimants continuent d'augmenter au delà de $p_{ouv} = 2\tau_p$ puisque le volume des aimants augmente.



(a) Sectorisation avec 7 gaps amagnétiques. (b) Sectorisation avec 14 gaps amagnétiques.

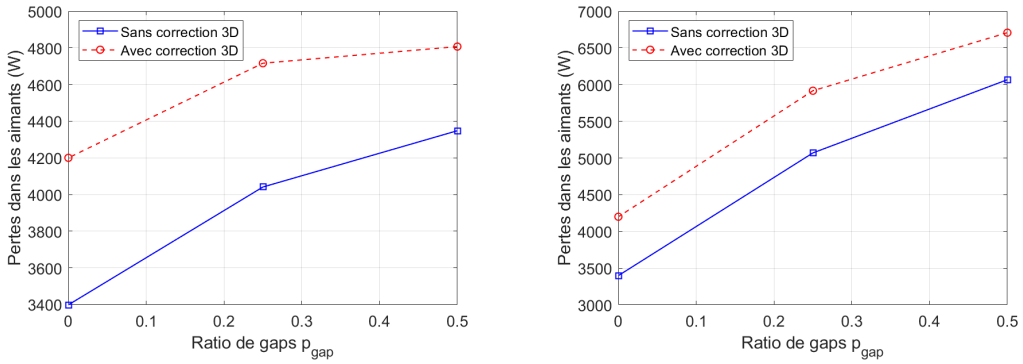
FIGURE IV.26: Pertes dans les aimants dues à la variation d'entrefer liée à une segmentation amagnétique du stator, avec la géométrie de la génératrice HSS ($h_g = 0{,}02$ m, $h_m = 0{,}021$ m, $p_0 = 140$ paires de pôles et $\beta_m = 0{,}7$)

IV.3.3.4 Étude sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien

Pour les génératrices pour hydroliennes, la sectorisation du rotor n'est pas présentée puisqu'il n'y a pas d'effet de perméance liés aux gaps au niveau du champ vu par les aimants. On peut assurer que les pertes engendrées sont quasiment constantes lorsque le facteur 3D n'est pas considéré et qu'elles diminuent si le coefficient de correction 3D est pris en compte.

Pour une sectorisation ferromagnétique du stator, les pertes dans les aimants diminuent. Cela est dû au coefficient K_{sp} qui diminue avec p_{gap}, puisque le nombre d'ouvertures, et donc de zones de variation d'induction diminue.

Les pertes totales dans les aimants dans le cas de la génératrice pour hydrolienne à stator sectorisé (HSS) sont présentées à la figure IV.27. La figure IV.27a montre les pertes pour une structure avec 7 gaps amagnétiques et la figure IV.27b pour une structure avec 14 gaps amagnétiques.



(a) Sectorisation avec 7 gaps amagnétiques. (b) Sectorisation avec 14 gaps amagnétiques.

FIGURE IV.27: Pertes dans les aimants dues à la variation d'entrefer de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) en fonction du taux de sectorisation.

Pour la machine HSS à gaps amagnétiques, les résultats obtenus pour les pertes dans les aimants sont répertoriés dans le tableau IV.6 et comparés à la puissance nominale de la machine (P=300kW).

	7 gaps amagnétiques		14 gaps amagnétiques	
	sans correction 3D	avec correction 3D	sans correction 3D	avec correction 3D
p_{gap}=0 (% de P)	3398 W (1,13%)	4200 W (1,4%)	3398 W (1,13%)	4200 W (1,4%)
p_{gap}=0,25 (% de P)	4041W (1,35%)	4716 W (1,57%)	5069 W (1,69%)	5916 W (1,97%)
p_{gap}=0,50 (% de P)	4348 W (1,45%)	4807 W (1,60%)	6760 W (2,02%)	6707 W (2,24%)

TABLE IV.6: Estimation des pertes dans les aimants de la génératrice HSS utilisant des aimants NdFeB.

Ces valeurs peuvent paraître relativement élevées mais elles sont indicatives puisque la fonction de perméance considérée ne reflète pas les effets à la surface des aimants. Les pertes dans les aimants estimées sont donc, a priori, surévaluées. Il conviendrait de les évaluer par calculs par éléments finis pour améliorer et valider l'estimation. Ces résultats permettent cependant de mettre en lumière les variations engendrées par la sectorisation, de manière qualitative.

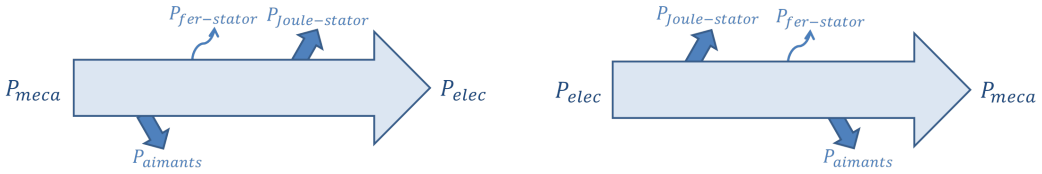
Le modèle de calcul analytique utilisé montre une augmentation des pertes dans les aimants avec le ratio de sectorisation p_{gap} (figure IV.27). Cet accroissement provient de l'augmentation de la contribution des gaps avec la longueur active. Il est à noter que la contribution des encoches est constante lorsque la longueur axiale L_z ne prend pas en compte la correction 3D (pour rappel il y a une compensation entre p_{gap} et L_z). En revanche la contribution des ouvertures d'encoches diminue lorsque la longueur axiale corrigée (qui tient compte des fuites 3D) est considérée.

L'augmentation du nombre de gaps mène à une hausse des pertes dans les aimants. Cela s'explique par l'accroissement du nombre d'ouvertures et donc de zones de variation d'induction.

Les différentes pertes étant maintenant évaluées pour les cahiers des charges d'étude, elles peuvent être utilisées directement dans le but d'estimer le rendement des machines.

IV.4 Rendement

Une fois les pertes du système connues, il est possible d'évaluer le rendement de la machine. Les figures IV.28a et IV.28b représentent ainsi les bilans de puissance d'une MSAP respectivement en convention générateur et en convention moteur. A partir de cela nous pouvons remonter aux expressions du rendement dans les deux cas (équations (IV.21) et (IV.22)).



(a) Convention générateur (hydrolienne). (b) Convention moteur (propulseur).

FIGURE IV.28: Bilan de puissance.

- En fonctionnement générateur :

$$\eta = \frac{P_{elec}}{P_{meca}} = 1 - \frac{P_{Cu} + P_{Fe} + P_{pm}}{\langle C_{em} \rangle \, \Omega} \tag{IV.21}$$

- En fonctionnement moteur :

$$\eta = \frac{P_{meca}}{P_{elec}} = \frac{\langle C_{em} \rangle \, \Omega}{\langle C_{em} \rangle \, \Omega + P_{Cu} + P_{Fe} + P_{pm}} \tag{IV.22}$$

IV.4.1 Étude sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur : cas des moteurs PSS et PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$)

Dans le cas des moteurs du cahier des charges propulseur, le rendement est présenté à la figure IV.29, en fonction du taux de sectorisation p_{gap} et pour deux gaps introduits dans la structure.

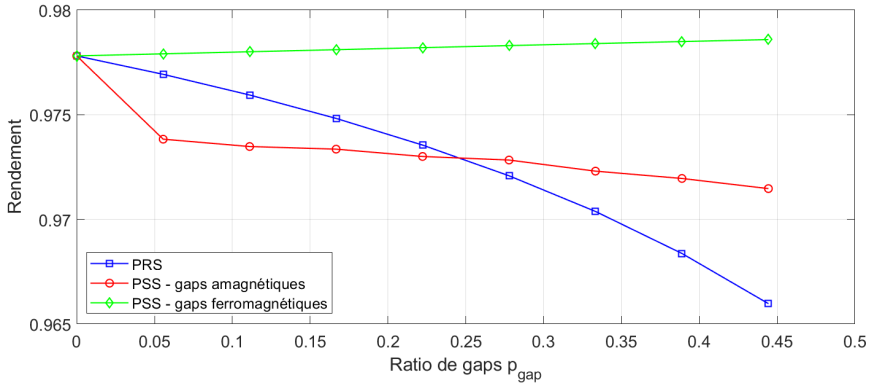


FIGURE IV.29: Rendement du moteur du cahier des charges propulseur en fonction du taux p_{gap} et du type de sectorisation.

Pour le moteur de propulsion à rotor segmenté, les pertes fer et les pertes dans les aimants sont constantes. Les pertes Joule augmentent avec la hausse du volume de cuivre (allongement de la machine avec p_{gap}), ce qui mène à une diminution du rendement (courbe bleu à la figure IV.29). Cette réduction reste cependant minime avec une perte de 1,2% du rendement par rapport à la machine non sectorisée, et pour une segmentation du rotor de l'ordre de 44%.

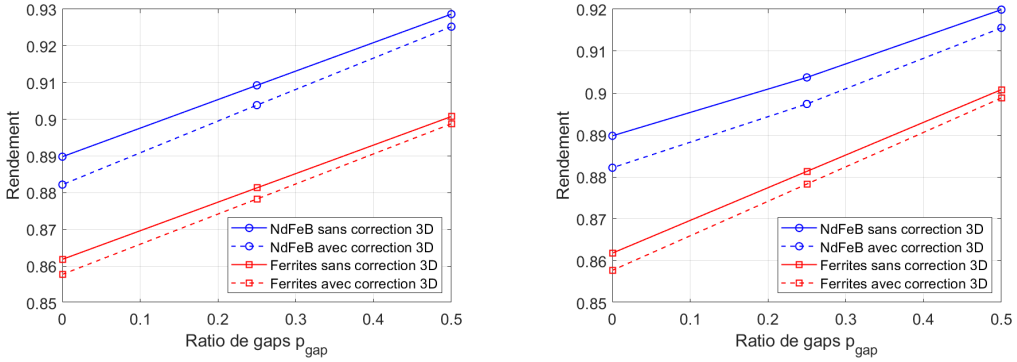
Concernant la sectorisation du stator les pertes Joule diminuent (réduction du nombre de bobines) et les pertes fer varient peu. Avec en plus la diminution des pertes dans les aimants pour une sectorisation ferromagnétique, le rendement augmente. Pour la sectorisation amagnétique, l'augmentation des pertes dans les aimants est plus importante que la réduction des pertes cuivre. Le rendement diminue. Cependant pour les structures sectorisées au stator par un matériau amagnétique, le rendement n'évolue que très peu.

Il est à noter qu'une meilleure évaluation des pertes dans les aimants pourrait conduire à une inversion de cette tendance si il était montré que les pertes dans les aimants sont fortement surévaluées par la méthode de calcul analytique.

IV.4.2 Étude sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien

IV.4.2.1 Impact de la sectorisation du stator : cas de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$).

Les figures IV.30a et IV.30b présentent respectivement les rendements des génératrices pour hydrolienne à $S_{pp} = 2/5$ avec gaps ferromagnétiques et amagnétiques au stator. Les machines utilisant des aimants en NdFeB ou des aimants en ferrites sont proposées dans les deux cas.



(a) Sectorisation ferromagnétique du stator. (b) Sectorisation amagnétique du stator.

FIGURE IV.30: Évolution du rendement de la génératrice HSS avec 7 gaps au stator ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$).

Les pertes Joule sont prédominantes pour cette structure Rim-driven. C'est pourquoi, malgré l'augmentation des pertes dans les aimants avec la sectorisation, la diminution importante du volume de cuivre, et donc des pertes Joule, conduit à une augmentation du rendement. La segmentation du stator peut ainsi permettre de capter significativement plus d'énergie pour une hydrolienne de type Rim-driven grâce à une meilleure utilisation du cuivre de la machine. Que ce soit pour la machine avec NdFeB ou ferrites, et que ce soit des gaps amagnétiques ou ferromagnétiques, le rendement augmente d'environ 4% pour un taux de sectorisation p_{gap} de 0,5.

IV.4.2.2 Impact de la sectorisation du rotor : cas de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$).

L'étude de l'hydrolienne à rotor sectorisé a montré que le matériau utilisé pour la sectorisation (amagnétique ou ferromagnétique) n'influençait pas les pertes Joule, ni les pertes fer, ni les pertes dans les aimants. Le rendement établit dans les deux cas est donc équivalent. La figure IV.31 montre l'évolution du rendement de la génératrice avec le ratio de sectorisation p_{gap}.

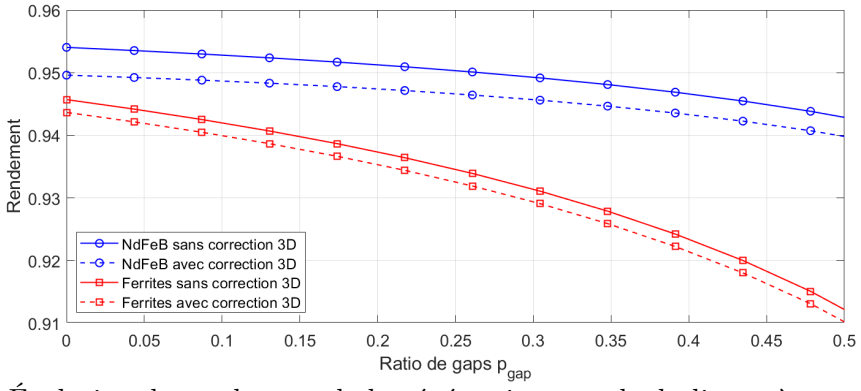


FIGURE IV.31: Évolution du rendement de la génératrice pour hydrolienne à rotor sectorisé ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$).

L'augmentation des pertes Joule liée à l'accroissement de la longueur active entraîne une diminution du rendement de la génératrice HRS avec p_{gap}. Ainsi la machine utilisant des aimants

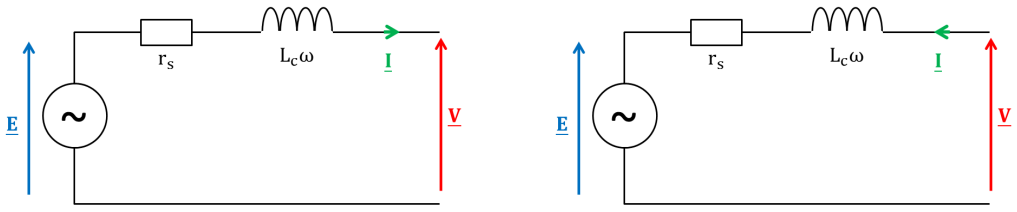
en NdBeB perd 1,1% de rendement pour un ratio de sectorisation p_{gap} de 0,48. Dans les mêmes conditions, l'utilisation d'aimants en ferrites mène à une perte de rendement de 3,2%.

Note : on peut remarquer une importante différence de rendement entre les génératrices HSS et HRS non sectorisées. La machine HSS à un bobinage concentré mono-couche tandis que l'HRS à un bobinage concentré double couche. Le diamètre des têtes de bobines est donc plus important pour la machine HSS. Elle a donc des pertes Joule plus élevées et ainsi un rendement plus faible que la génératrice HRS.

IV.5 Estimation du facteur de puissance

IV.5.1 Modèle analytique

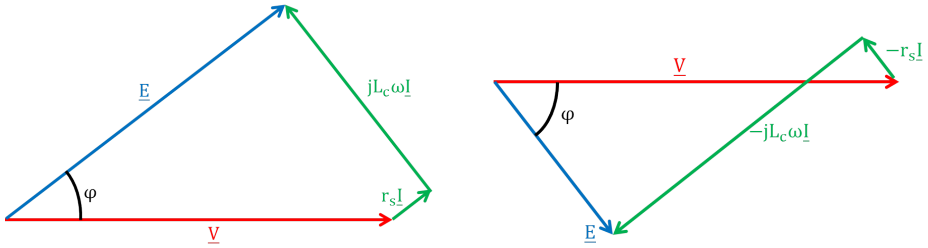
Le facteur de puissance est une caractéristique importante pour une machine électrique puisqu'il est lié au dimensionnement de l'alimentation du système. En convention générateur (comme c'est le cas de l'hydrolienne), le circuit électrique équivalent d'une phase du stator d'une MSAP est présenté à la figure IV.32a. La figure IV.32b correspond à la convention récepteur électrique (moteur). Le facteur de puissance est ainsi lié au déphasage φ entre la tension V et le courant I.



(a) Convention générateur (hydrolienne). (b) Convention moteur (propulseur).

FIGURE IV.32: Schéma électrique équivalent d'une phase du stator.

On suppose que la machine est contrôlée selon une stratégie de type couple maximal par Ampère correspondant à la minimisation des pertes Joule pour un fonctionnement donné, on considère ainsi un déphasage ψ nul entre la FEM (E) et le courant (I). Les diagrammes vectoriels correspondants sont présentés à la figure IV.33.



(a) Convention générateur (hydrolienne). (b) Convention moteur (propulseur).

FIGURE IV.33: Diagrammes vectoriels en fonctionnement à couple par Ampère maximal.

Pour le fonctionnement à couple par Ampère maximal (courant et force électromotrice fondamental en phase), le facteur de puissance s'exprime par l'équation (IV.23) en convention générateur et par l'équation (IV.24) en convention moteur.

- En fonctionnement générateur :

$$F_p = \frac{E - r_s I}{V} \tag{IV.23}$$

- En fonctionnement moteur :

$$F_p = \frac{E + r_s I}{V} \tag{IV.24}$$

La force électromotrice est déterminée par dérivation du flux à vide (comme présenté au chapitre III section III.3). E correspond alors à la valeur efficace de la FEM à la vitesse Ω. Le courant efficace I est donné dans le cahier des charges et la tension V s'obtient à partir du diagramme vectoriel.

- En fonctionnement générateur :

$$V = \sqrt{(E - r_s I)^2 + (L_c \omega I)^2} \tag{IV.25}$$

- En fonctionnement moteur :

$$V = \sqrt{(E + r_s I)^2 + (L_c \omega I)^2} \tag{IV.26}$$

Dans le but d'estimer la tension V puis le facteur de puissance F_p, il est nécessaire d'évaluer la résistance r_s et l'inductance L_c. L_c est l'inductance cyclique. Elle se détermine à partir des inductances propres et mutuelles dont les modèles ont été présentés au chapitre III section III.5. L'expression de L_c dépend des inductances d'entrefer propre L_p et mutuelle L_m et des inductances de fuites dans les encoches $L_{fp,e}$ et $L_{fm,e}$ (respectivement inductances propre et mutuelle) comme le montre l'équation (IV.27). Les fuites 3D $L_{f,tb}$ participent également à l'inductance cyclique.

$$L_c = (L_p + L_{fp-e} + L_{f-tb}) - (L_m + L_{fm-e}) \tag{IV.27}$$

La résistance d'une phase du stator r_s se décompose en deux contributions : la résistance du cuivre dans les encoches r_e (sur la longueur axiale active L_z) et la résistance du cuivre dans les têtes de bobines r_{tb}. Les têtes de bobines sont assimilées à des demi cercles de longueur L_{tb}.

Les expressions de r_e et r_{tb} sont données respectivement par les équations (IV.28) et (IV.30). Ces deux résistances dépendent de la résistivité du cuivre ρ_{Cu}, de la surface d'un conducteur $((k_r S_{enc})/n_{cd})$ et de la longueur totale des conducteurs l_{a-e} et l_{a-tb} (présentées aux équations (IV.29) et (IV.31).

$$r_e = \rho_{Cu} \frac{l_{a-e}}{(k_r S_{enc})/n_{cd}} \tag{IV.28}$$

avec la longueur active totale des conducteurs dans les encoches :

$$l_{a-e} = L_z n_{nd} \frac{n_c . Q_s}{m} \tag{IV.29}$$

$$r_{tb} = \rho_{Cu} \frac{l_{a-tb}}{(k_r S_{enc})/n_{cd}} \tag{IV.30}$$

avec la longueur totale des conducteurs dans les têtes de bobines :

$$l_{a-tb} = L_{tb} n_{nd} \frac{n_c . Q_s}{m} \tag{IV.31}$$

Les longueurs totales l_{a-e} et l_{a-tb} dépendent du nombre de conducteurs n_{cd} et du nombre d'encoches qui contiennent les conducteurs de la phase (soit $\frac{n_c.Q_s}{m}$ encoches).

La résistance r_s est alors la somme des résistances du cuivre dans les encoches et dans les têtes de bobines (équation (IV.32)).

$$r_s = r_e + r_{tb} \tag{IV.32}$$

Note : $L_{tb} = \frac{1}{2}\pi d_{tb}$ et d_{tb} est décrit en annexe E en fonction du bobinage.

IV.5.2 Étude sur les moteurs tests du cahier des charges propulseur : cas des moteurs PSS et PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$)

Pour les moteurs correspondant au cahier des charges propulseur (PSS et PRS) avec sectorisation amagnétique et aimants en NdFeB, les résultats du chapitre III montrent que le nombre de gaps n'a que très peu d'influence sur la valeur des inductances et des FEM pour un taux de sectorisation donné. On n'étudiera donc pour la suite que l'influence du taux de sectorisation sur le facteur de puissance.

Le tableau IV.7 propose l'évolution des facteurs de puissance des moteurs de propulsion PSS et PRS pour p_{gap}=0 et p_{gap}=0,11.

Configuration	Sans sectorisation	PRS (p_{gap}=0,11)	PSS (p_{gap}=0,11)
Facteur de puissance	0,89	0,87	0,89

TABLE IV.7: Facteur de puissance des moteurs PRS et PSS sans sectorisation et avec p_{gap}=0,11.

Dans les deux cas (sectorisation du rotor PRS ou du stator PSS avec p_{gap}=0,11) les facteurs de puissances obtenus sont proches du facteur de puissance de la machine de référence.

La sectorisation du rotor du propulseur entraîne une légère diminution du facteur de puissance. Cela est due à l'augmentation de l'inductance cyclique avec la sectorisation (avec l'augmentation des différentes inductances comme cela a été vu à la section III.5.5 du chapitre III) pour une FEM constante.

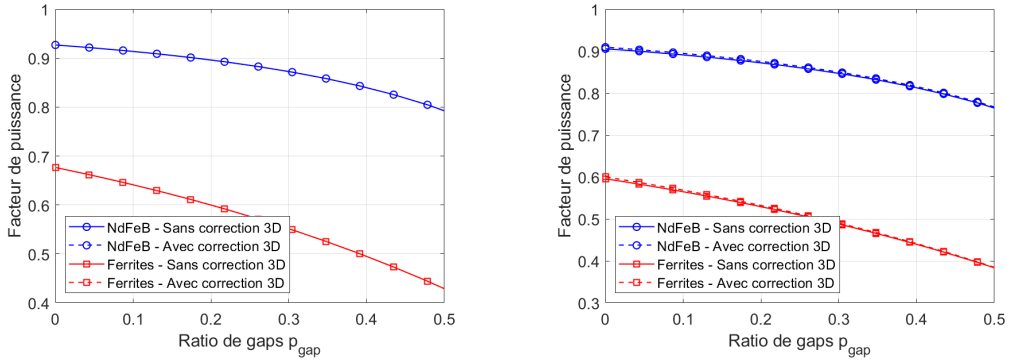
Concernant le moteur PSS, la sectorisation du stator n'influence pas les inductances ni la FEM, le facteur de puissance reste donc le même que la machine non sectorisée.

IV.5.3 Étude sur les génératrices tests du cahier des charges hydrolien

En utilisant la convention générateur, le facteur de puissance est estimé pour les génératrices pour les hydroliennes à $S_{pp} = 2/5$ (avec stator sectorisé HSS) et à $S_{pp} = 1/2$ (à rotor sectorisé HRS). Les cas des sectorisations ferromagnétiques présentent des évolutions similaires au cas des gaps amagnétiques. Seuls les cas des sectorisations amagnétiques sont donc présentés.

Il est important de préciser que, dans les cas présentés des génératrices qui correspondent à des hydroliennes Rim-driven, la contribution des têtes de bobines à l'inductance cyclique est plus importante que pour les moteurs de propulsion. Les facteurs de puissances avec et sans prise en compte des effets 3D sont présentés. Pour le modèle qui ne considère pas les têtes de bobines, l'inductance $L_{f,tb}$ dans l'équation (IV.27) et la résistance r_{tb} dans l'équation (IV.32) ne sont pas évaluées.

La figure IV.34 propose l'évolution du facteur de puissance pour la génératrice HRS. Il peut être noté que les modèles qui prennent en compte la correction 3D et ceux qui n'en tiennent pas compte donnent des résultats de facteur de puissance similaires.



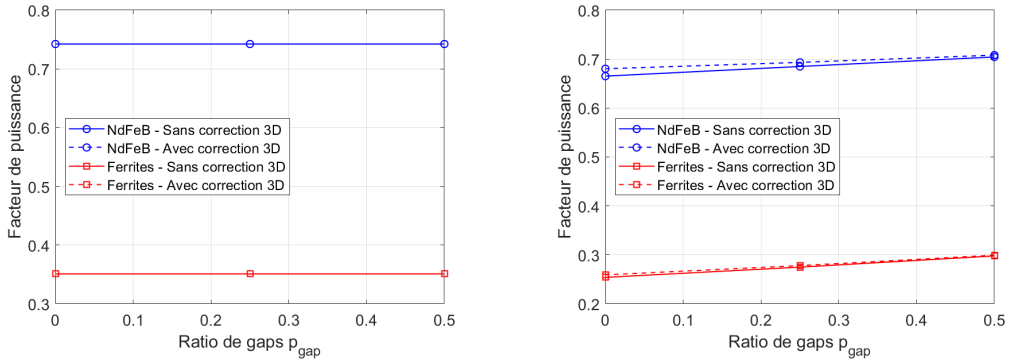
(a) Sans prise en compte des têtes de bobines. (b) Avec prise en compte des têtes de bobines.

FIGURE IV.34: Évolution du facteur de puissance de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, à $S_{pp} = 1/2$).

Pour la génératrice à $S_{pp} = 1/2$, l'utilisation d'aimants NdFeB mène à un très bon facteur de puissance. Il vaut 0,91 pour la machine de référence et descend à 0,87 pour $p_{gap} = 0{,}217$ et 0,82 pour $p_{gap} = 0{,}391$. Lorsque les têtes de bobines ne sont pas considérées (figure IV.34a), le facteur de puissance ne vaut que 0,01 ou 0,02 point de plus.

La machine HRS qui utilise les aimants ferrites présente de moins bons facteurs de puissance : on a un $\cos(\varphi)$ de 0,6 pour la machine de référence (on a 0,68 sans les têtes de bobines). Cela est dû à son champ inducteur qui est plus petit par rapport au champ induit.

Concernant la génératrice HSS, les facteurs de puissances sont montrés à la figure IV.35.



(a) Sans prise en compte des têtes de bobines. (b) Avec prise en compte des têtes de bobines.

FIGURE IV.35: Évolution du facteur de puissance de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$).

Note : la différence entre les génératrices HSS et HRS non sectorisées en termes de facteur de puissance provient des différences au niveau des FEM et des inductances entre les deux structures (les résultats sont présentés au chapitre III).

Dans le cas de la génératrice à stator segmenté la FEM est constante sans la correction 3D et diminue avec la correction. Concernant les inductances, la part des fuites dans les têtes de bobines diminue avec le ratio de sectorisation p_{gap} (comme vu au chapitre précédent). Cela mène à une augmentation du facteur de puissance avec la sectorisation, lorsque les têtes de bobines sont

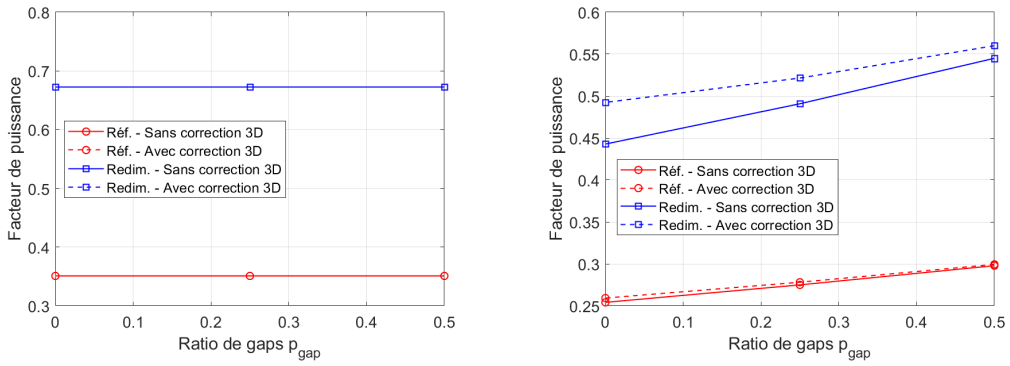
considérées (figure IV.35b). Pour la machine de référence utilisant des aimants NdFeB le facteur de puissance est autour de 0,67 et la sectorisation du stator avec $p_{gap} = 0{,}5$ mène à un cos(φ) de 0,71. Pour la machine utilisant des aimants ferrites le facteur de puissance est de 0,25 pour $p_{gap} = 0$ et passe à 0,3 pour une sectorisation du stator de l'ordre de 50%.

Lorsque les effets des têtes de bobines ne sont pas pris en compte, les facteurs de puissance sont un peu plus élevés. Pour la génératrice HSS utilisant des aimants NdFeB il vaut 0,74 tandis que pour la machine avec les aimants ferrites le cos(φ) est de 0,35 (figure IV.35a). Il est cependant nécessaire de considérer les effets 3D afin de voir l'impact de la sectorisation.

Pour la génératrice à $S_{pp} = 2/5$ utilisant des aimants ferrites les facteurs de puissances obtenus sont très faibles. On peut donc dire que le dimensionnement de la machine n'est pas concluant. Une solution pour améliorer ces facteurs de puissance consiste à augmenter le niveau d'induction créée par le rotor dans l'entrefer en augmentant la valeur de la hauteur d'aimant par rapport à celle de l'entrefer.

A titre d'exemple, voyons ce qu'il se passe si la génératrice HSS utilisant des aimants ferrites est redimensionnée avec une hauteur d'aimant cinq fois supérieure à la génératrice dimensionnée précédemment (et prise ici comme référence). Le fondamental de l'induction rotorique à la surface de l'entrefer, B_1, est alors de 0,33 T (contre 0,2T pour la machine de référence).

La figure IV.36 propose une comparaison des facteurs de puissance pour la génératrice dite de référence (avec $B_1 = 0,2T$ et notée Réf. sur la figure IV.36) et pour la génératrice redimensionnée (notée Redim. sur la figure IV.36). Il peut être noté que, lorsque les têtes de bobines ne sont pas considérées, la prise en compte du facteur de correction 3D mène aux mêmes facteurs de puissance que lorsque le facteur 3D n'est pas pris en compte.



(a) Sans prise en compte des têtes de bobines. (b) Avec prise en compte des têtes de bobines.

FIGURE IV.36: Évolution du facteur de puissance de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, à $S_{pp} = 2/5$) pour deux dimensionnements.

L'augmentation de la hauteur d'aimant permet bien d'augmenter le facteur de puissance. Il passe ainsi de 0,35 à 0,67 lorsque les inductances de fuites dans les têtes de bobines ne sont pas considérées (figure IV.36a). Le facteur de puissance est moins élevé lorsque l'on prend en compte les effets 3D, mais le redimensionnement permet néanmoins une amélioration significative du facteur de puissance (figure IV.36b).

Il est donc à noter que les facteurs de puissance faibles des machines à aimants ferrites étudiées résultent essentiellement des choix de dimensionnement et des combinaisons pôle/encoche de la machine de référence. Il faudrait, lors de travaux futurs, déterminer les dimensions et les combinaisons pôle/encoche des machines de références en introduisant de manière préalable des contraintes sur le

facteur de puissance. Cela permettrait de déterminer des machines de références avec des facteurs de puissance plus proches de 1 et donc plus compatibles avec le dimensionnement des convertisseurs de grande puissance qui vont être associés à la génératrice. Néanmoins l'étude permet de conclure qualitativement sur l'influence de la sectorisation sur le facteur de puissance. On constate ainsi que la sectorisation statorique a un impact favorable sur le facteur de puissance qui augmente avec la sectorisation. La sectorisation rotorique conduit quand à elle à une dégradation du facteur de puissance lorsque p_{gap} augmente. Cependant cette diminution du facteur de puissance reste limitée

IV.6 Conclusion

Ce chapitre a permis une exploration au premier ordre des caractéristiques de machines électriques sectorisées. L'influence de la sectorisation sur la masse et le coût des parties actives, les pertes et le rendement, ainsi que le facteur de puissance est évaluée au premier ordre.

La sectorisation entraine une augmentation de la longueur axiale. Afin d'étudier une structure où le coût des aimants est moins important, une structure utilisant des aimants ferrites a été dimensionnée. Des machines de mêmes performances utilisant des aimants NdFeB et des aimants ferrites ont donc été comparées.

La sectorisation amagnétique du stator des génératrices utilisant des aimants NdFeB a mis en évidence un taux de sectorisation optimal pour lequel la masse totale des parties actives et inférieure à la masse totale de la machine de référence non sectorisée. Cela n'est valable que pour une structure dans laquelle le volume de cuivre dans les têtes de bobines est majoritaire.

Comme attendu, la réduction de la masse de cuivre et donc des pertes Joule sur une génératrice pour hydrolienne Rim-driven à stator sectorisé a permis une amélioration du rendement de la machine. Pour les autres structures (moteurs de propulsion et génératrice pour hydrolienne à rotor sectorisé), les diminutions de rendement observées restent cependant assez faibles.

Les modèles d'estimations du rendement et donc des pertes pourraient être améliorés. Il conviendrait de considérer la contribution du bobinage dans le calcul des inductions maximales dans la culasse du stator et dans les dents nécessaires à l'évaluation des pertes fer. Cette amélioration est en particulier importante pour la machine utilisant des aimants ferrites. Le modèle d'estimation des pertes dans les aimants peut également être amélioré par considération d'une fonction de perméance 2D qui varie en fonction de la position radiale dans l'entrefer. Il serait également intéressant d'évaluer ces pertes par une simulation par éléments finis afin de valider les résultats concernant l'augmentation des pertes dans les aimants engendrées par la sectorisation amagnétique du stator.

Enfin, le facteur de puissance estimé pour les génératrices pour hydroliennes utilisant des aimants ferrites a mis en évidence que ces structures pouvaient être optimisées au niveau de la structure de référence pour atteindre des facteurs de puissance plus compatibles avec l'application. De manière qualitative l'étude montre que l'ajout de gaps amagnétiques dans une structure permet une amélioration du facteur de puissance, tandis que l'introduction de gaps au rotor entraîne une détérioration limitée de ce facteur de puissance lorsque le taux de sectorisation augmente.

Une fois les performances électromagnétiques et les caractéristiques de machines sectorisées évaluées, une dernière étape du processus de pré-dimensionnement est nécessaire. Elle consiste à évaluer la faisabilité de la machine en étudiant son comportement thermique. Les modèles d'estimations des pertes Joule et pertes fer peuvent ainsi être utilisés dans le développement de modèles thermiques spécifiques, ce qui fait l'objet du chapitre suivant.

Chapitre V

Modélisation thermique

Sommaire

V.1 Introduction 177
V.2 Modèle pour des machines non sectorisées 178
V.2.1 Évolution des résistances thermiques 178
V.2.2 Étude sur une largeur d'encoche 180
V.2.3 Étude sur une largeur de dent 182
V.2.4 Prise en compte des échange entre les encoches et les dents 182
V.3 Extension à la sectorisation du stator 183
V.3.1 Sectorisation ferromagnétique 183
V.3.2 Sectorisation amagnétique 184
V.4 Validation sur une génératrice pour hydrolienne 185
V.4.1 Cahier des charges et méthode 185
V.4.2 Estimation des coefficients de transferts thermiques 187
V.4.3 Estimation des résistances thermiques 191
V.4.4 Estimation des températures et des flux thermiques dans le système 193
V.5 Conclusion 199

V.1 Introduction

Le dimensionnement est souvent un compromis entre les aspects thermiques et magnétiques. Une fois les performances électromagnétiques estimées, il est donc important d'évaluer dans un second temps la température dans les différentes parties de la machine. Cela permet de s'assurer qu'il n'y a pas de risque de surchauffe, ce qui pourrait mener à une dégradation des matériaux comme les isolants ou les aimants par exemple. L'évaluation du comportement thermique peut alors conduire à réitérer le processus de dimensionnement électromagnétique. Il est également possible de coupler les modèles EM et thermiques afin de caractériser l'évacuation de la chaleur au sein de la machine comme une contrainte de dimensionnement.

Des modèles thermiques en régime permanent dédiés établis sous forme de réseaux de résistances thermiques sont proposés dans ce dernier chapitre. Les études des flux thermiques au sein de machines sectorisées au stator par un matériau amagnétique ou ferromagnétique ont ainsi été menées

pour les cahiers des charges de l'étude. L'influence d'ajout de gaps amagnétiques et ferromagnétiques sur la température des différents composants est ainsi évaluée.

Pour cela, une étude sur une largeur d'encoche et sur une largeur de dent sont décrites dans un premier temps séparément puis combinées afin de rendre compte des échanges entre les dents et les encoches. Enfin des éléments pour prendre en compte les transferts dans les gaps sont introduits.

Une étude numérique permet finalement une comparaison entre les transferts de chaleur dans le cas d'une machine de référence non sectorisée puis pour des machines avec gaps amagnétiques et ferromagnétiques. L'étude de l'impact de la sectorisation sur les modèles thermiques se fait sur une génératrice correspondant à un cahier des charges d'une génératrice pour hydrolienne de type Rim-driven.

V.2 Modèle pour des machines non sectorisées

La construction du réseau de résistances thermiques pour des machines non sectorisées est décrit en trois étapes : d'abord l'étude sur une largeur d'encoche, puis sur une largeur de dent et enfin les échanges entre les dents et les encoches. Ces modèles sont adaptés de ceux présentés dans les thèses [Dro10] et [Dje15]. Tout d'abord les flux thermiques des modèles sous une encoche et sous une dent sont considérés comme purement radiaux, les transferts de chaleur se faisant majoritairement vers l'extérieur. Cette hypothèse est vérifiée grâce au calcul des résistances thermiques du système. Puis, avec l'augmentation des domaines d'études, les transferts latéraux entre dents et encoches sont à leurs tours considérés. Les principales sources de pertes se situant au stator, les échanges entre l'entrefer et le rotor ne sont pas pris en compte ici, seuls les échanges relatifs au stator sont considérés. L'évacuation des pertes peut se faire vers l'extérieur et vers le fluide à l'intérieur de l'entrefer.

V.2.1 Évolution des résistances thermiques

Cette partie propose une présentation succincte des méthodologies de calcul des différents types de résistances thermiques qui seront utilisés par la suite.

Le flux thermique ϕ_{th} qui traverse une résistance thermique R_{th} dépend des températures aux bornes de cette résistance. De manière générale il est donné par l'équation (V.1).

$$\phi_{th} = \frac{\Delta T}{R_{th}} \tag{V.1}$$

V.2.1.1 Évaluation des échanges par conduction au sein des solides

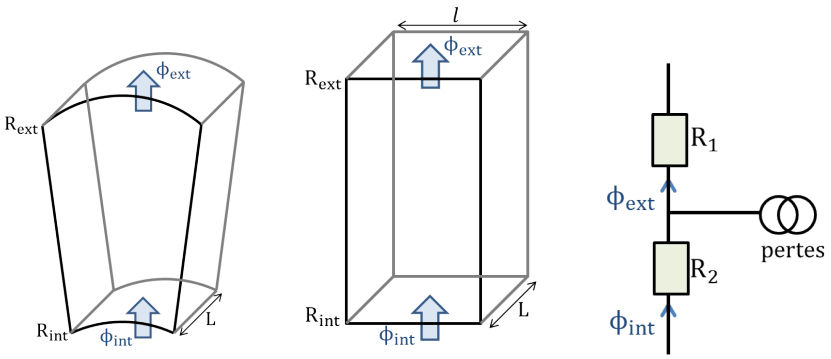
L'équation (V.2) présente l'expression générale pour le calcul d'une résistance thermique notée R_{cond} qui prend en compte les transferts de chaleur par conduction dans la matière. Elle est obtenue à partir de l'équation de la chaleur et de la loi de Fourier. La valeur de la résistance élémentaire dépend de la conductivité thermique du matériau k, de sa surface transversale au flux thermique S_{cond} et de l'épaisseur que le flux traverse dx.

$$R_{cond} = \frac{1}{k} \int \frac{dx}{S_{cond}(x)} \tag{V.2}$$

Dans le cas d'une machine électrique, les flux thermiques étudiés traversent des portions de cylindre, comme représenté par la figure V.1a. Les machines considérées pour la partie thermique sont de grand diamètre et ont un important nombre de pôles. Cela permet de simplifier les calculs

des résistances de conduction en assimilant ces portions de cylindres à des parallélépipèdes. Cette hypothèse est vérifiée puisque la différence entre les largeurs extérieures et intérieures du cylindre est seulement d'environ 1% sur un pas d'encoche (dent + encoche) pour la machine étudiée. Cependant, dans les autres cas, il est tout à fait possible de calculer les résistances thermiques sur des portions de cylindre.

Le cas d'un parallélépipède compris entre les rayons R_{ext} et R_{int}, la structure de conductivité k est traversée par un flux thermique qui peut être décomposé en deux flux : ϕ_{int} pour la partie basse de la structure et ϕ_{ext} pour la partie haute. Le volume pouvant être le siège de pertes, il est possible d'en déduire le schéma de résistances thermiques de la figure V.1c. Les flux ϕ_{int} et ϕ_{ext} traversent respectivement des résistances thermiques notées R_1 et R_2.



(a) Structure réelle. (b) Structure simplifiée. (c) Réseau de résistances thermiques équivalent.

FIGURE V.1: Structures des volumes traversés par les flux thermiques.

Si l'on suppose que la surface que traverse les flux ne varie pratiquement pas avec le rayon dans le cas de la structure de la figure V.1c, la résistance globale peut donc s'écrire suivant l'équation (V.3) :

$$R_1 + R_2 = \frac{R_{ext} - R_{int}}{k.L.l} \tag{V.3}$$

Les dimensions L et l sont respectivement l'épaisseur et la largeur du parallélépipède et sont montrées à la figure V.1b.

En regardant la variation de température ΔT il en ressort l'équation (V.4) :

$$\Delta T = R_1.\phi_{int} + R_2.(pertes + \phi_{int}) \tag{V.4}$$

D'après [MRT91], avec l'ajout de sources dans un schéma de résistances thermiques, il est nécessaire de mettre également des résistances R_{inter} dites d'interconnexion entre la source et le point de connexion au réseau radial. Ces résistances sont négatives car la température moyenne générée par la source est inférieure à la température au point de connexion [MRT91]. La résistance d'interconnexion R_{inter} permet d'estimer une température moyenne plus réaliste (au point de connexion) et vaut un tiers de la résistance de conduction à laquelle elle se connecte. L'équation (V.5) propose son expression.

$$R_{inter} = -\frac{1}{3k} \int \frac{dx}{S_{cond}} \tag{V.5}$$

Dans le cas d'un parallélépipède de hauteur R_{ext}-R_{int}, de surface S et de conductivité thermique k, l'expression de la résistance d'interconnexion devient :

$$R_{inter} = -\frac{(R_{ext} - R_{int})}{3k.S} \tag{V.6}$$

Les sources considérées pour cette étude sont des pertes Joule et pertes fer. L'estimation de ces pertes peut se faire à partir des modèles présentés au chapitre IV.

V.2.1.2 Évaluation des échanges convectifs avec les fluides en contact avec la structure

Les transferts de chaleur entre une surface solide et un fluide sont représentés par une résistance de convection R_{conv}. Il existe plusieurs types de convection comme la convection naturelle ou forcée [Ber99]. L'expression qui régit les échanges convectifs dépend du type d'écoulement (laminaire ou turbulent).

La résistance de convection est donnée par l'équation (V.7). Elle dépend du coefficient de convection h et de la surface d'échange S_{conv}.

$$R_{conv} = \frac{1}{h.S_{conv}} \tag{V.7}$$

Le coefficient h est déterminé en fonction du type de convection (forcée ou libre) et dépend de coefficients hydrodynamiques tels que les nombres de Nusselt, Reynolds ou encore Prandtl.

V.2.1.3 Prise en compte des contacts entre les parties de la structure

Enfin des études sur les résistances de contact peuvent être introduites afin de modéliser les échanges entre les différentes parties de la structure. Ces résistances ont été décrites dans la littérature [Ber99]. Elles sont dues aux aspérités des surfaces de contact entre les différents éléments de la machine. Le contact entre deux éléments peut ainsi renfermer des poches d'air qui vont entraîner des variations de température. Afin de connaitre la résistance de contact entre deux éléments, il faut se référer à des abaques qui permettent leurs calculs. Ces abaques fournissent des grandeurs données par unité de surface. L'équation (V.8) donne donc la résistance de contact R_{cont} pour une surface de contact S_{cont} ou r_{cont} est la résistance de contact par unité de surface.

$$R_{cont} = \frac{r_{cont}}{S_{cont}} \tag{V.8}$$

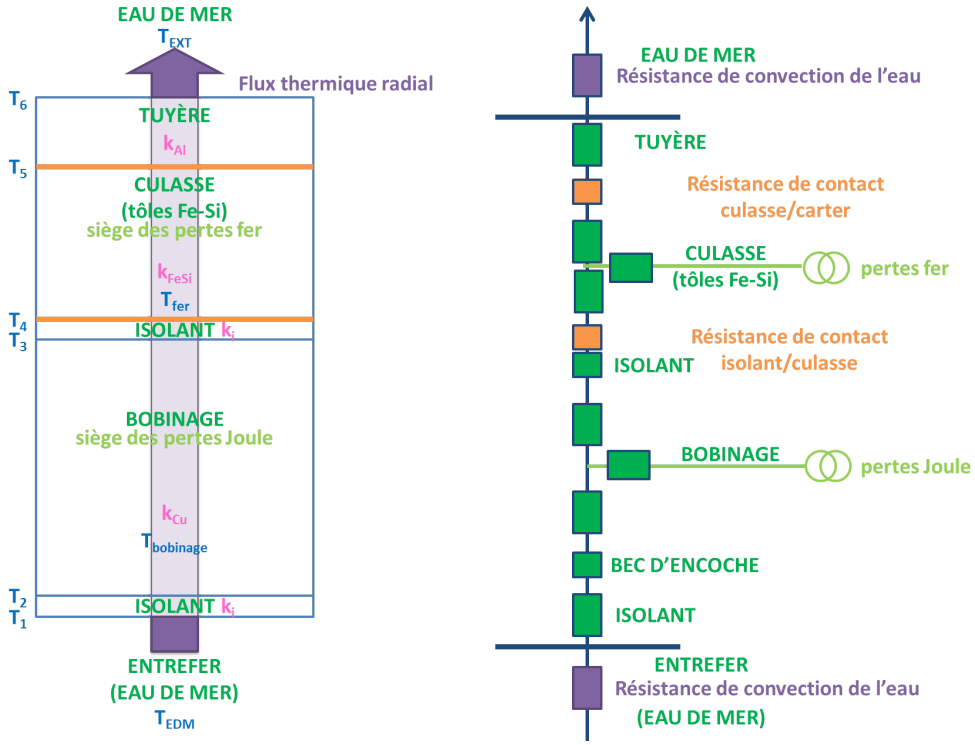
V.2.1.4 Limites de la modélisation

Il existe d'autres sortes de transferts thermiques, comme par exemple la transmission par rayonnement, qui ne seront pas évaluées ici. De plus les échanges axiaux avec les têtes de bobines ne sont pas non plus pris en compte. Les échanges au niveau des têtes de bobines sont sans doute loin d'être négligeables pour une structure type Rim-driven et constituent une piste pour de futurs travaux. Nous ne prendront également compte que les échanges en régime permanent établi en ne considérant pas les régimes transitoires thermiques.

V.2.2 Étude sur une largeur d'encoche

Tout d'abord, on considère que le flux thermique généré sur une largeur d'encoche traverse uniquement la zone angulaire de l'encoche qui comprend les conducteurs et la culasse statorique. L'encoche est le siège de pertes cuivre, et la culasse le siège de pertes fer. Il y a ainsi deux sources de

pertes à introduire dans le schéma équivalent de résistances thermiques. La structure sur une largeur d'encoche est représentée figure V.2a avec les différent matériaux et les conductivités thermiques k.



(a) Représentation de la structure. (b) Réseau de résistances thermiques équivalent.

FIGURE V.2: Structure sur une largeur d'encoche soumise à des flux thermiques.

Un réseau équivalent de résistances thermiques est présenté en figure V.2b. Il se compose de résistances thermiques de conductions (en vert), de résistances de convection (en violet) aux extrémités du stator, et de résistances de contact (en orange) entre les différentes parties de la structure. Des sources équivalentes aux pertes fer et pertes Joule sont également introduites dans le schéma équivalent. La figure V.3 détaille les résistances du système. Il est à noter qu'ici la partie équivalente aux becs d'encoche n'a pas été ajoutée puisque la machine étudiée possède des encoches droites. Dans le cas d'encoche partiellement fermée, une résistance de conduction pour les transferts dans le bec est à ajouter, ainsi qu'une résistance de contact entre l'isolant et le bec.

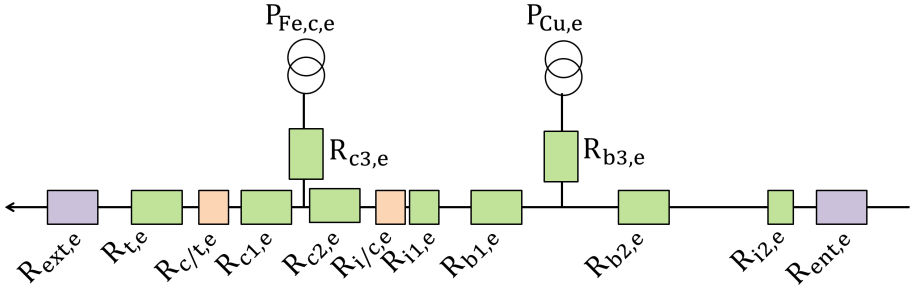


FIGURE V.3: Réseau de résistances thermiques détaillé sur une largeur d'encoche.

Il y a deux résistances de convection $R_{ext,e}$ et $R_{ent,e}$ pour les transferts avec l'extérieur et

avec l'entrefer, $R_{c/t,e}$ et $R_{i/c,e}$ sont respectivement les résistances de contact culasse/carter et isolant/culasse, et $R_{c3,e}$ et $R_{b3,e}$ correspondent aux résistances d'interconnexion avec la source des pertes fer dans la culasse ($P_{Fe,c,e}$) et avec celle des pertes Joule dans l'encoche ($P_{Cu,e}$). Les résistances restantes sont les résistances de conduction de la tuyère ($R_{t,e}$), de la culasse ($R_{c1,e}$ et $R_{c2,e}$), des isolants ($R_{i1,e}$ et $R_{i2,e}$), du bobinage ($R_{b1,e}$ et $R_{b2,e}$) et des becs d'encoches ($R_{be,e}$).

V.2.3 Étude sur une largeur de dent

Pour l'étude sur une largeur de dent, le principe est le même que sur une largeur d'encoche (on considère que le transfert de flux est limité à la largeur angulaire de la dent). La partie correspondante au bobinage est remplacée par une dent. Cette zone est ferromagnétique et va donc être la source de pertes fer comme le montre la figure V.4 représentant le réseau de résistances thermiques équivalant.

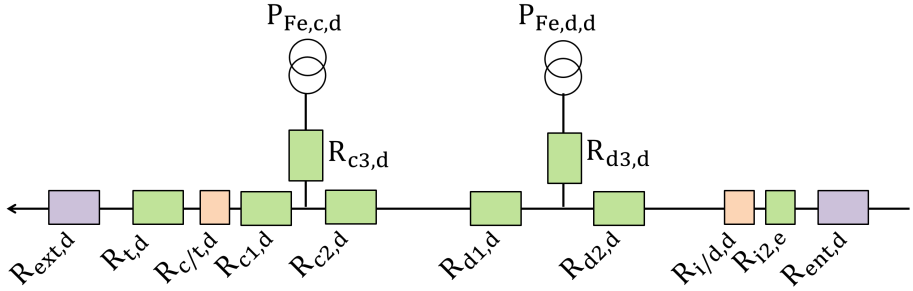


FIGURE V.4: Réseau de résistances thermiques sur une largeur de dent.

Il se compose donc de deux sources de pertes fer et ainsi de deux résistances d'interconnexion $R_{c3,d}$ et $R_{d3,d}$ respectivement pour les pertes fer dans la culasse ($P_{Fe,c,d}$) et pour les pertes fer dans la dent ($P_{Fe,d,d}$). Il y a également deux résistances de convection $R_{ext,d}$ et $R_{ent,d}$, et les résistances de conduction de la tuyère ($R_{t,d}$), de la culasse ($R_{c1,d}$ et $R_{c2,d}$), de l'isolant ($R_{i,d}$), et de la dent ($R_{d1,d}$ et $R_{d2,d}$). Enfin il y a deux résistances de contact à prendre en compte : l'une entre la tuyère et la culasse ($R_{c/t,d}$) et entre l'isolant côté entrefer et la dent ($R_{i/d,d}$).

V.2.4 Prise en compte des échange entre les encoches et les dents

Une fois que les réseaux de résistances thermiques ont été estimés sur une largeur d'encoche et sur une largeur de dent, il est possible de prendre en compte les échanges entre ces deux parties afin d'étudier les échanges thermiques sur un pas d'encoche.

Pour cela les deux réseaux déterminés séparément sont utilisés (figures V.3 et V.4) et des résistances transversales sont ajoutées afin de rendre compte des effets entre l'encoche et la dent. Il y a ainsi trois nouvelles résistances de conduction : $R_{de,tr}$ et $R_{dd,tr}$ qui représentent respectivement les résistances thermiques d'une demi encoche et d'une demi dent, et la résistance $R_{i,tr}$ pour l'isolant entre les deux, à considérer de chaque côté de l'encoche. Une résistance de contact $R_{id,tr}$ entre l'isolant et la dent est également à prendre en compte.

Dans une machine classique avec un bobinage équilibré, toutes les encoches ont, a priori, le même comportement thermique. La périodicité thermique en régime permanent est alors d'un pas d'encoche, et le réseau de résistances thermiques peut donc être réduit à un pas d'encoche (figure V.5). Pour des raisons de symétrie le modèle est modifié afin de considérer une encoche et deux demi dents. Pour cela les sources (pertes) sont divisées en deux sources équivalentes dans les encoches et les dents. Le système est présenté à la figure V.5

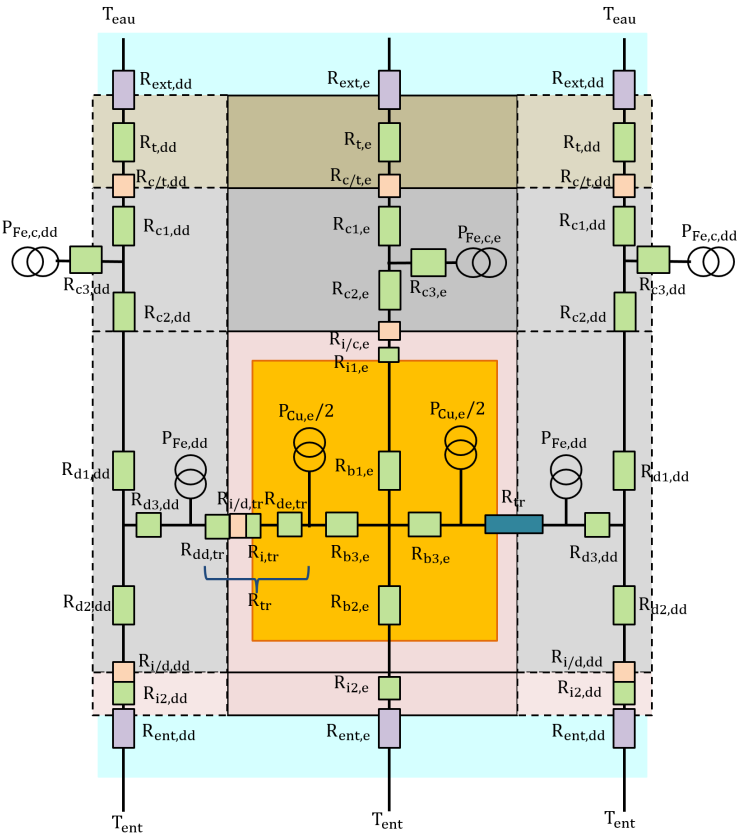


FIGURE V.5: Réseau de résistances thermiques qui modélise les échanges entre les encoches et les dents.

V.3 Extension à la sectorisation du stator

Lorsque le stator est sectorisé, les encoches centrales n'ont pas le même comportement que les encoches latérales : la périodicité thermique n'est plus d'un pas d'encoche. Il convient alors de considérer les échanges thermiques entre toutes les dents et les encoches du secteur (situées entre deux gaps).

Tous les schémas représentant les motifs 1/2 dents et encoche d'un secteur doivent donc être interconnectés. Il s'agit de mettre des réseaux comme celui représenté à la figure V.5 côte à côte. Des échanges avec un milieu amagnétique ou ferromagnétique sont ajoutés sur les côtés des secteurs. Il est important de noter que lors de la segmentation du stator avec les hypothèses précédentes, une demi dent est conservée entre le gap et l'encoche la plus proche.

La périodicité thermique à considérer est alors d'une largeur correspondant à un secteur et un gap (ou plus exactement, si l'on considère les symétries, un secteur et ces deux 1/2 gaps latéraux).

V.3.1 Sectorisation ferromagnétique

Dans le cas d'une segmentation par un matériau ferromagnétique, la culasse et les dents ne font plus qu'un pour former le gap ferromagnétique. Le réseau de résistances thermiques est donc de la même forme que celui du modèle dent + encoche présenté à la figure V.5. Les résistances thermiques sont présentées à la figure V.6.

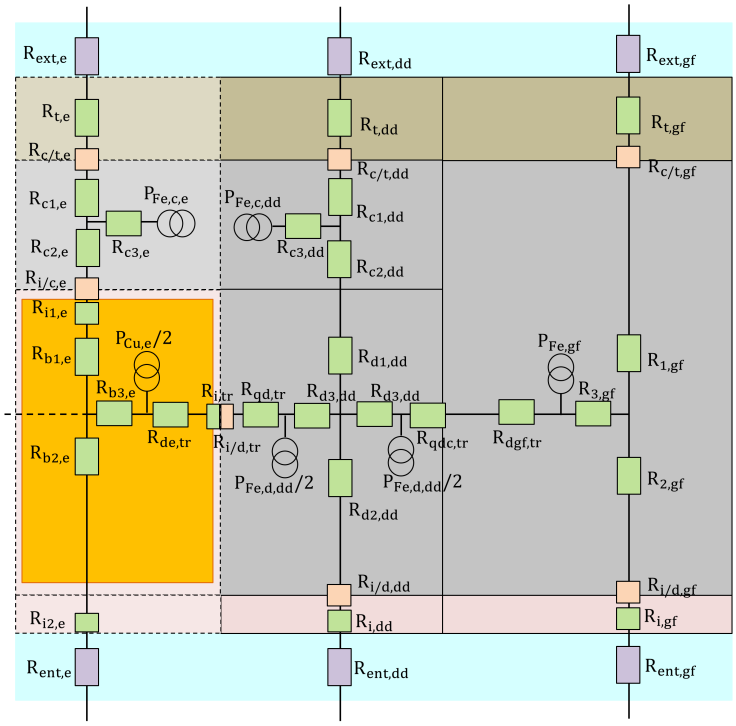


FIGURE V.6: Réseau de résistances thermiques représentant les échanges avec un gap ferromagnétique.

On y retrouve ainsi la partie encoche, la partie demi dent ainsi que la partie gap qui est le siège de pertes fer ($P_{Fe,gf}$). Ces pertes sont dues à la variation de l'induction dans le gap (partie ferromagnétique) due au passage des aimants devant le gap. Cette source est liée à une résistance d'interconnexion $R_{3,gf}$. Le gap ferromagnétique est représenté par deux résistances de conduction $R_{1,gf}$ et $R_{2,gf}$, respectivement pour la partie haute et la partie basse du gap. L'isolant entre le gap et l'entrefer a pour résistance thermique $R_{i,gf}$. La résistance $R_{t,gf}$ relate des échanges par conduction au niveau de la tuyère, et la résistance $R_{c/t,gf}$ correspond à la résistance de contact entre le gap ferromagnétique et la tuyère. Enfin $R_{ext,gf}$ et $R_{ent,gf}$ sont les résistances de convection avec l'extérieur du stator et l'entrefer, sur la largeur du gap.

V.3.2 Sectorisation amagnétique

Dans le cas où un matériau amagnétique solide est utilisé pour la sectorisation du stator, le réseau de résistances thermiques utilisé pour la sectorisation ferromagnétique pourra être modifié comme le montre la figure V.7. Les transferts thermiques avec la demi dent, et dans le matériau se font alors par conduction (à travers les résistances de conduction $R_{dga,tr}$, $R_{1,ga}$ et $R_{2,ga}$).

Pour la sectorisation amagnétique étudiée où l'on considère que le stator est ouvert sur l'extérieur et peut laisser entrer de l'eau dans les gaps, le circuit de résistances thermiques équivalent est donné figure V.8. Il se compose de la partie sous une largeur d'encoche équivalente à celle utilisée précédemment, puis d'une partie sous la largeur d'une demi dent, avec les résistances de transfert entre les deux ($R_{de,tr}$, $R_{qd,tr}$ et $R_{i,tr}$). Enfin pour la partie gap, le matériau n'est pas la source de pertes et, en considérant un gap ouvert laissant entrer l'eau de mer, les transferts thermiques avec la demi dent se font par convection (résistance violette R_{ga}). Il est important de noter que, pour maintenir la structure, un support mécanique est nécessaire. La tuyère fait normalement toute la circonférence de la machine. Son influence sur la thermique est négligée ici. La tuyère et ses

résistances n'apparaissent donc pas sur le modèle dans le cas ou le gap amagnétique est rempli d'eau figure V.8. Nous avons conscience que cette hypothèse est assez réductrice mais elle nous a permis une première évaluation qui ne nécessitait pas une connaissance approfondie des choix de la structure de maintien.

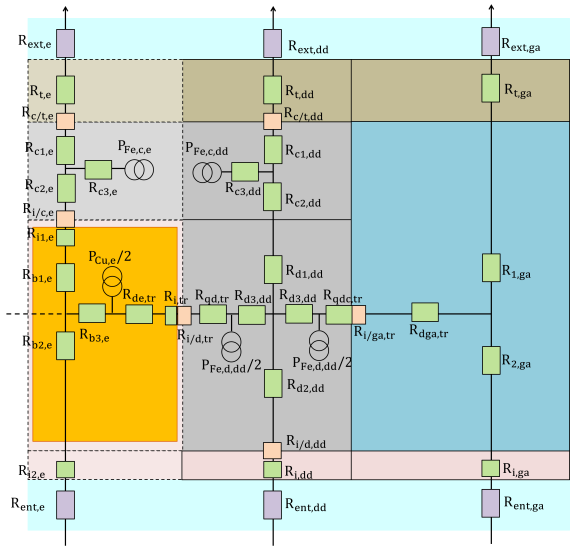


FIGURE V.7: Réseau de résistances thermiques pour une encoche plus une demi dent et un gap amagnétique de type résine par exemple.

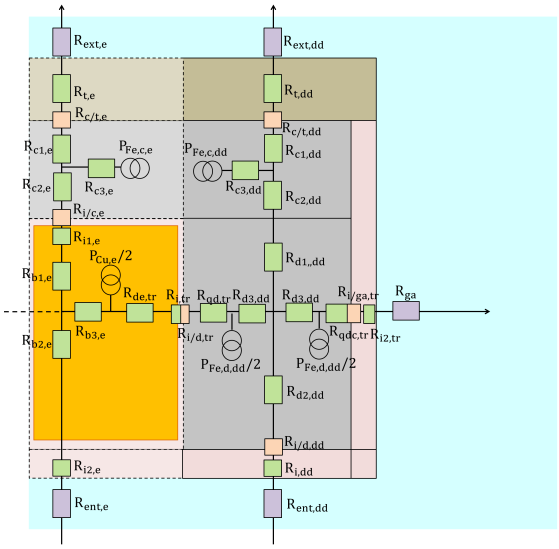


FIGURE V.8: Réseau de résistances thermiques pour une encoche plus une demi dent et un gap ouvert contenant de l'eau.

V.4 Validation sur une génératrice pour hydrolienne

Le modèle thermique est testé sur une machine issue de la littérature [Dro+07]. Trois machines vont être étudiées, une première machine sans sectorisation qui sera la machine de référence, puis deux machines sectorisées au stator : l'une avec une segmentation amagnétique, avec les gaps remplis d'eau de mer, et la seconde avec segmentation ferromagnétique. Les résultats analytiques seront comparés à des simulations numériques sous Flux^{TM}2D .

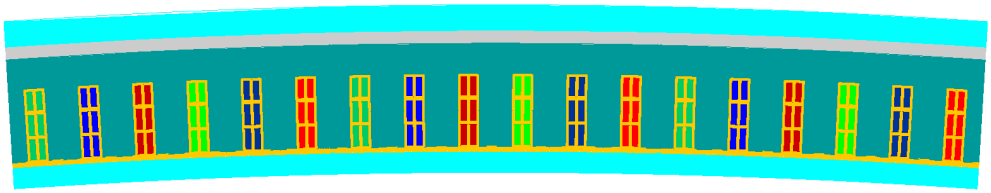
V.4.1 Cahier des charges et méthode

La génératrice pour hydrolienne Rim-driven décrite dans [Dro+07] est utilisée. Ses performances et caractéristiques géométriques sont décrites dans le tableau V.1.

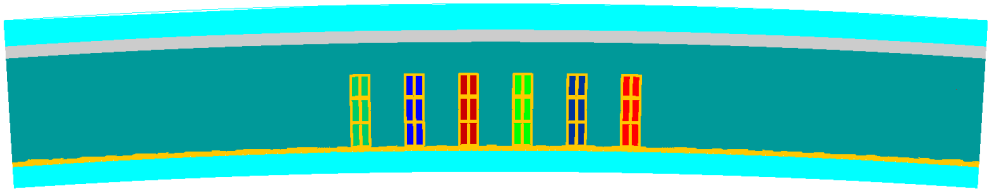
L'étude ayant pour but de voir ce qu'apportent les sectorisations amagnétiques et ferromagnétiques sur les transferts thermiques, seules 3 paires de pôles de la machine sont simulées. Cela permet d'étudier les transferts thermiques sur une paire de pôle entourée de part et d'autre par un gap. La figure V.9 présente le circuit magnétique des trois machines étudiées. La surface extérieure du stator est supposée être en contact avec de l'eau de mer et l'entrefer est supposé rempli d'eau (partie en bleu clair). Dans le cas de la machine avec gap amagnétique, l'influence sur la thermique d'un support mécanique pour tenir la structure est négligée. Afin de simplifier le modèle, le gap sera donc considéré comme totalement ouvert sur l'extérieur. Il sera alors rempli d'eau de mer, le but n'étant pas ici d'obtenir une grande précision mais plutôt une tendance. Il conviendrait, pour approfondir l'étude dans de futurs travaux, de considérer un support pour tenir la structure qui pourrait modifier considérablement la nature des transferts thermiques.

Puissance P (kW)	300
Vitesse de la turbine Ω (tr/min)	15
Longueur de l'entrefer h_g (m)	0,02
Densité linéique de courant A_L $(kA.m^{-1})$	60
Densité surfacique de courant J $(A.mm^{-2})$	4
Ratio de la largeur d'aimant (τ_m) sur le pas polaire (τ_p) β_m	0,7
Diamètre interne du stator D (m)	11,151
Induction rémanente des aimants B_r (T)	1,2
Perméabilité relative des aimants μ_r (T)	1,05
Nombre d'encoches par pôle et par phase S_{pp}	1
Largeur angulaire d'une paire de pôles (rad)	$2\pi/138$
Hauteur d'aimant h_m (m)	0,022
Hauteur d'encoche h_s (m)	0,057
Ouverture relative des encoches p_{ouv}	1
Coefficient de remplissage des encoches k_r	0,75
Nombre de spires par bobines n_{cd}	6
Ratio de la largeur de dent sur le pas dentaire	0,65
Hauteur de la culasse statorique h_{yr} (m)	0,024
Hauteur de la culasse rotorique h_{ys} (m)	0,024
Longueur axiale active L_{z0} (m)	0,04
Rayon d'une tête de bobine (m)	0,063
Épaisseur de la tuyère h_h (m)	0,01
Pertes Joule dans les encoches (W)	7570
Pertes fer (W)	7987

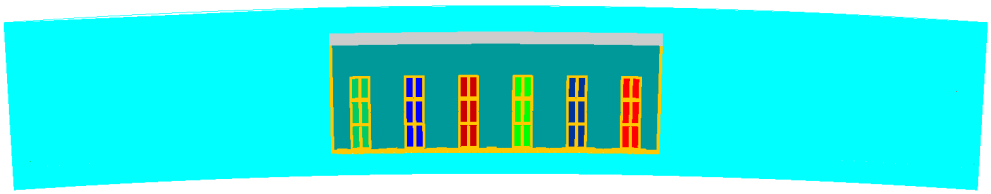
TABLE V.1: Paramètres de l'hydrolienne Rim-driven décrite dans[Dro+07]



(a) Machine de référence.



(b) Machine avec gap ferromagnétique au stator.



(c) Machine avec gap amagnétique au stator.

FIGURE V.9: Représentation de la structure sous 6 pôles étudiée thermiquement.

V.4.2 Estimation des coefficients de transferts thermiques

V.4.2.1 Transferts par conduction

Chaque matériau du système peut être caractérisé par une conductivité thermique.

Le milieu localisé dans l'encoche (bobinage + isolant) est hétérogène il est donc nécessaire de l'homogénéiser pour le modèle thermique analytique. Pour ce faire nous utiliserons une méthode décrite dans [PJH08] et reprise dans l'annexe G.

Les conductivités thermiques des matériaux sont décrites dans le tableau V.2. Elles sont majoritairement tirés de [PJH08].

Matériau	Fer avec 2,75% de Si [Ber99]	Aluminium	Cuivre	Isolant	Cuivre + isolant homogénéisé
Conductivité thermique $(W.m^{-1}.K^{-1})$	k_{FeSi} 25	k_{Al} 209	k_{Cu} 394	k_i 0,2	k_{moy} 1,3196

TABLE V.2: Conductivités thermiques des matériaux [PJH08]

V.4.2.2 Transferts par convection

Dans le cas de l'hydrolienne Rim-driven il y a deux zones d'échanges convectifs : la surface extérieure du stator et l'entrefer, toutes les deux sont en contact avec de l'eau de mer. Dans le cas de la sectorisation amagnétique étudiée, les gaps sont également remplis d'eau de mer. Il y a donc trois coefficients de convection h_{ext}, h_{ent} et h_{gap} à déterminer. Il est nécessaire pour cela de caractériser les écoulements sur les surfaces d'échanges et déterminer les nombres adimensionnels hydrodynamiques correspondants (nombres de Reynolds et de Nusselt).

Il est à noter que pour une vitesse supérieure à $0,2m.s^{-1}$, milieu dans lequel l'hydrolienne va fonctionner, les mouvements d'eau sont essentiellement turbulents [CM02]. La turbulence induit des fluctuations aléatoires de la température (nombre de Reynolds élevé), il est donc nécessaire d'utiliser des valeurs moyennes [HP90]. Pour une même structure, la convection avec de l'eau plutôt qu'avec de l'air conduira à un nombre de Reynolds plus important (la viscosité cinématique de eau étant plus faible que celle de l'air). Les modèles utilisés étant développés pour des machines plus conventionnelles avec de l'air dans l'entrefer, il est possible que certaines hypothèses ne soient pas totalement vérifiées.

i) Convection à la surface externe de l'hydrolienne

Le coefficient de convection h_{ext} qui relate des échanges entre la tuyère et l'eau de mer autour de l'hydrolienne se détermine par l'expression du nombre de Nusselt Nu_T suivante [Dro10] :

$$Nu_T = \frac{h_{ext}.L_T}{k_{eau}} \tag{V.9}$$

L_T correspond à la longueur de la tuyère et k_{eau} à la conductivité thermique de l'eau en $W.m^{-1}.K^{-1}$. La longueur de la tuyère peut être évaluée à partir de la longueur de fer de la machine (longueur axiale active) et du rayon des têtes de bobines disponibles dans le tableau V.1. La longueur axiale L_T est ainsi supposée être la somme de la longueur active L_{z0} et de deux fois le rayon d'une tête de bobine (pour les deux têtes de bobines de part et d'autre de l'empilage du stator). On suppose en effet en première approximation que la tuyère recouvre la totalité des parties de la machine et les têtes de bobines. La tuyère de s'arrêtant pas aux extrémités des têtes de bobines, il convient d'ajouter une longueur supplémentaire au calcul de L_T.

Pour être capable de déterminer le coefficient h_{ext} il faut calculer le nombre de Nusselt. Il se calcule par modèle hydrodynamique classique qui régit un écoulement turbulent sur une plaque plane ou de courbure faible. La machine étant de grand diamètre, cette hypothèse est vérifiée. Pour un nombre de Reynolds supérieur à 5.10^5 et un nombre de Prandtl supérieur ou égal à 0,5, le nombre de Nusselt moyen $\overline{Nu_T}$ s'écrit [Pad05] :

$$\overline{Nu_T} = 0,035.Re_T^{4/5}.Pr^{1/3} \tag{V.10}$$

Les nombres de Reynolds Re_T et de Prandtl Pr s'expriment par les équations (V.11) et (V.12) [Dro10].

$$Re_T = \frac{V_0.L_T}{\nu_{eau}} \tag{V.11}$$

$$Pr = \frac{\mu_{eau}.C_{p_{eau}}}{k_{eau}} \tag{V.12}$$

V_0 est la vitesse de l'eau qui arrive sur la machine, ν_{eau} la viscosité cinématique de l'eau, μ_{eau} sa viscosité dynamique et $C_{p_{eau}}$ sa capacité thermique massique.

Les propriétés de l'eau à 20°C tirées de [Ber99] utilisées sont répertoriées dans le tableau V.3.

Masse volumique $\rho_{eau}(kg.m^{-3})$	998,2
Viscosité dynamique $\mu_{eau}(Pa.s)$	1006.10^{-6}
Viscosité cinématique $\nu_{eau}(m^2.s^{-1})$	$1,008.10^{-6}$
Conductivité thermique $k_{eau}(W.m^{-1}.K^{-1})$	0,599
Capacité thermique massique $C_{p_{eau}}(J.kg^{-1}.K^{-1})$	4176

TABLE V.3: Propriétés de l'eau à 20°C [Ber99]

Avec un écoulement à 2,5 $m.s^{-1}$ (V_0) comme indiqué dans [Dro+07], et une longueur de tuyère (L_T) de 0,286m (ce qui rallonge de 10 cm la tuyère par rapport aux deux extrémités des têtes de bobines), le nombre de Reynolds vaut $7,1.10^5$ et le nombre de Prandtl est égal à 7,01. Re_T est bien supérieur à 5.10^5, et Pr est supérieur à 0,5, les hypothèses sont donc a priori valables.

Il vient $3,2.10^3$ pour le nombre de Nusselt moyen et un coefficient de convection h_{ext} de $6,72.10^3\, W.K^{-1}.m^{-2}$.

ii) Convection au niveau de l'entrefer

Le coefficient de convection au niveau de l'entrefer h_{ent} se détermine par l'expression du nombre de Nusselt Nu_E suivante :

$$Nu_E = \frac{h_{ent}.D_H}{k_{eau}} \tag{V.13}$$

Comme précédemment, le nombre de Nusselt dépend de la conductivité thermique du milieu (ici l'eau de mer) k_{eau}. Le coefficient D_H est appelé diamètre hydraulique, dans le cas considéré il dépend de l'épaisseur de l'entrefer mécanique h_g et de l'épaisseur des isolants e_i qui protègent le rotor et le stator, comme le montre l'équation (V.14).

$$D_H = 2(h_g - 2e_i) \tag{V.14}$$

Afin d'évaluer le nombre de Nusselt dans l'entrefer Nu_E, l'écoulement dans l'entrefer doit être étudié. Il y a deux mouvements dans l'entrefer : le mouvement axial de l'eau qui entre dans l'entrefer et un mouvement tangentiel dû au mouvement du rotor.

Pour la contribution axiale, on considère l'écoulement entre deux plaques parallèles : le rotor et le stator. L'hydrolienne étant de grand diamètre, et les zones d'études peu larges (comme le pas d'encoche), cette hypothèse peut paraître justifiée. En revanche, la plaque étant très courte (faible longueur axiale de la machine), le choix du modèle peut être discutable. Une étude plus approfondie pourraient être menée afin d'avoir une meilleure qualification de l'écoulement.

Le modèle d'écoulement entre deux plaques parallèles est décrit notamment dans [Pad05] et permet d'obtenir le nombre de Nusselt moyen exprimé par l'équation (V.15).

$$\overline{Nu_E} = 0,023.Re_E^{4/5}.Pr_E^{1/3} \tag{V.15}$$

Les nombres de Reynolds Re_E et de Prandtl Pr s'expriment par les équations (V.16) et (V.12) (vue précédemment) [Dro10].

$$Re_E = \frac{V_a.D_H}{\nu_{eau}} \tag{V.16}$$

La vitesse V_a est la vitesse axiale de l'eau dans l'entrefer. Elle est inférieure à la vitesse d'arrivée du fluide V_0. L'hydrolienne ayant une faible longueur axiale, il est supposé arbitrairement que l'eau dans l'entrefer a une vitesse $V_a = 0{,}75V_0$. Il serait intéressant, pour de futurs travaux, de faire une étude hydrodynamique de l'écoulement pour mieux qualifier ce coefficient de ralentissement (par exemple à l'aide d'un code CFD). Le Reynolds axial Re_E vaut alors $5,2.10^4$. Il vient un coefficient de convection axial $h_{ax} = 5,6.10^3\, W.K^{-1}.m^{-2}$.

Le calcul de la contribution tangentielle est basé sur l'étude d'un écoulement de rotation avec l'hypothèse d'un entrefer lisse [Ber99]. La encore le modèle est adapté à des machines électriques de dimensions plus classiques et donc avec une longueur axiale plus importante. Il conviendrait donc de vérifier sa validité dans le cas de notre structure de faible longueur axiale. Le modèle passe par l'estimation du nombre de Taylor T_a suivant l'équation (V.17).

$$Ta = \frac{\Omega^2 r_m (h_g - 2e_i)^3}{\nu_{eau}^2 F_g} \tag{V.17}$$

Ω est la vitesse de rotation en radians par seconde, r_m le rayon logarithmique moyen donné par l'équation (V.18) et F_g un facteur géométrique décrit dans l'équation (V.19).

$$r_m = \frac{(h_g - 2e_i)}{\ln(r_e/r_i)} \tag{V.18}$$

r_e et r_i sont respectivement les rayons externe et interne soit : $r_e = R_s - e_i$ et $r_i = R_m + e_i$.

$$F_g = \left(\frac{\pi^4}{1697g}\right)\left(\frac{r_e + r_i}{2r_i}\right) \tag{V.19}$$

avec [Tay23] :

$$g = 0,0571\left[\left(\frac{1+\mu_{eau}}{1-\mu_{eau}}\right) - 0,652\left(\frac{(h_g - 2e_i)}{r_i}\right)\right] + 0,00056\left[\left(\frac{1+\mu_{eau}}{1-\mu_{eau}}\right) - 0,652\left(\frac{(h_g - 2e_i)}{r_i}\right)\right]^{-1} \tag{V.20}$$

Pour un nombre de Taylor compris en 12000 et 4.10^6, le nombre de Nusselt s'écrit alors :

$$Nu_E = 0,409.Ta^{0,241} \tag{V.21}$$

Il est important de noter que la limite supérieure du nombre de Taylor est ici dépassée avec $T_a = 3,7.10^7$. Cependant les modèles existants, comme celui présenté, ne sont pas adaptés à des machines de grand diamètre avec de l'eau dans l'entrefer mais à des structures plus classiques. Avec cette expression, le coefficient de convection tangentiel h_{tan} vaut $584\,W.K^{-1}.m^{-2}$, ce qui représente moins de 10% du coefficient de convection dans l'entrefer h_{ent} qui s'obtient par addition du coefficient radial avec le coefficient tangentiel. On obtient $h_{ent} = 6,17.10^3\,W.K^{-1}.m^{-2}$.

iii) Convection au niveau de la paroi du gap amagnétique

Le stator étant ouvert dans le cas de la sectorisation amagnétique, on suppose en première approximation que l'écoulement de l'eau sur les parois du secteur est semblable à celui sur la surface extérieure du stator. Il faut cependant garder en tête que la longueur axiale est ici moins élevée puisque l'on ne considère pas la tuyère. Une étude plus poussée mériterait d'être menée pour mieux qualifier l'écoulement dans cette zone.

Le coefficient de convection h_{gap} qui relate des échanges entre le secteur et l'eau du gap se détermine par l'expression du nombre de Nusselt Nu_G suivante :

$$Nu_G = \frac{h_{gap}.L_{z0}}{k_{eau}} \tag{V.22}$$

où L_{z0} est la longueur active de la machine.

Le nombre de Nusselt moyen $\overline{Nu_G}$ se calcule par le modèle hydrodynamique classique qui régit un écoulement turbulent sur une plaque plane suivant l'équation (V.23). Il est rappelé que cette expression est valable pour un nombre de Reynolds supérieur à 5.10^5 et un nombre de Prandtl supérieur ou égal à 0,5.

$$\overline{Nu_G} = 0,035.Re_G^{4/5}.Pr^{1/3} \tag{V.23}$$

Le nombre de Prandtl Pr est donné par l'équation (V.12) utilisée précédemment, et le nombre de Reynolds Re_G s'exprime par l'équation (V.24) qui dépende ici de la longueur active axiale du stator L_{z0}.

$$Re_G = \frac{V_0.L_{z0}}{\nu_{eau}} \tag{V.24}$$

La viscosité cinématique de l'eau ν_{eau} est donnée dans le tableau V.3, et la vitesse de l'eau qui arrive sur la machine est supposée égale à V_0= 2,5 $m.s^{-1}$ puisque l'on considère le gap ouvert sur l'extérieur.

Il vient 665,7 pour le nombre de Nusselt moyen et $9,97.10^3\, W.K^{-1}.m^{-2}$ pour le coefficient de convection h_{gap}. Il est cependant à noter que la faible longueur axiale de la machine mène à un nombre de Reynolds équivalent à $9,9.10^4$ et donc inférieur à 5.10^5.

Le tableau V.4 répertorie les coefficients de convection calculés qui seront utilisés pour la suite.

Coefficient de convection de la surface extérieure h_{ext} $(W.K^{-1}.m^{-2})$	$6,72.10^3$
Coefficient de convection au niveau de l'entrefer h_{ent} $(W.K^{-1}.m^{-2})$	$6,17.10^3$
Coefficient de convection au niveau du gap amagnétique h_{gap} $(W.K^{-1}.m^{-2})$	$9,97.10^3$

TABLE V.4: Coefficients liés aux transferts par convection

Il est à noter que le coefficient qui résulte des effets au niveau de la surface extérieure est un peu plus important que le coefficient de convection au niveau de l'entrefer, ce qui signifie que les transferts de chaleur se feront plutôt vers l'extérieur. Le coefficient élevé qui correspond aux échanges convectifs avec le gap en eau indique que ce type de segmentation va permettre une évacuation importante de la chaleur générée au stator.

Note : des gaps et un entrefer remplis d'air conduiraient, sous les mêmes conditions, à des coefficients de convection d'un ordre de grandeur cent fois inférieur à l'utilisation d'eau de mer.

V.4.2.3 Transferts par contacts

Les résistances de contact par unité de surface sont tirées de [Ber99]. Le tableau V.5 liste les conductances équivalentes (inverse des résistances thermiques de contact par unité de surface).

Contact tuyère / tôles du stator $G_{c/t}$ $(W.m^{-2}.K^{-1})$	400
Contact tôles du stator / isolant $G_{i/c}$ $(W.m^{-2}.K^{-1})$	1100

TABLE V.5: Conductances thermiques de contact [Ber99]

V.4.3 Estimation des résistances thermiques

Le calcul des résistances thermiques à partir des dimensions et des coefficients de convection et conduction est donné en annexe H.1.

V.4.3.1 Transferts par conduction

Les résistances thermiques de conduction sont estimées avec l'équation (V.3) et avec l'équation (V.6) pour les résistances d'interconnexion avec les sources de pertes. Les conductivités thermiques listées dans le tableau V.2 sont également utilisées. Toutes les résistances de conduction sont disponibles en annexe H.1.

Les résistances de conduction obtenues mettent notamment en évidence que la tuyère en aluminium influence très peu la thermique des systèmes puisque sa résistance thermique est petite devant les autres résistances. Cela permet de valider l'hypothèse qui consiste à ne pas considérer le support mécanique de la structure avec sectorisation amagnétique du stator. Les résistances de conduction les plus importantes sont celles au sein de l'encoche ainsi que les résistances des isolants. La largeur des gaps étant plus grande qu'une dent, les résistances thermiques de conduction du gap ferromagnétique sont plus faibles que celles de la dent alors que le matériau est le même.

Le tableau V.6 propose quelques valeurs calculées de résistances thermiques relatant des transferts par conduction.

Sous une largeur d'encoche :

$R_{t,e}$	0,01 $K.W^{-1}$
$R_{c1,e}$	0,81 $K.W^{-1}$
$R_{c2,e}$	0,81 $K.W^{-1}$
$R_{i1,e}$	10,74 $K.W^{-1}$
$R_{b1,e}$	36,46 $K.W^{-1}$
$R_{b2,e}$	36,46 $K.W^{-1}$
$R_{i2,e}$	36,07 $K.W^{-1}$

Sous une largeur de dent :

$R_{t,d}$	0,01 $K.W^{-1}$
$R_{c1,d}$	0,44 $K.W^{-1}$
$R_{c2,d}$	0,44 $K.W^{-1}$
$R_{d1,d}$	1,04 $K.W^{-1}$
$R_{d2,d}$	1,04 $K.W^{-1}$
$R_{i,d}$	13,64 $K.W^{-1}$

Sous une largeur de gap (ferromagnétique) :

$R_{t,gf}$	$6,59.10^{-4} K.W^{-1}$
$R_{1,gf}$	0,21 $K.W^{-1}$
$R_{2,gf}$	0,11 $K.W^{-1}$
$R_{i,gf}$	1,48 $K.W^{-1}$

TABLE V.6: Résistances de conduction

V.4.3.2 Transferts par convection

Les résistances thermiques qui relatent des transferts par convection sont estimées avec l'équation (V.7) et les coefficients de convection répertoriés dans le tableau V.4. Les différentes résistances de convection du système sont données en annexe H.1.

Les résistances qui relatent des transferts de convection avec l'entrefer sont plus importantes que celles des transferts avec l'extérieur, avec un rapport aux alentours de 8. Cela conforte l'hypothèse que la majorité de l'évacuation de la chaleur se fait vers l'extérieur de la structure. La résistance de convection au niveau de la paroi du gap amagnétique est du même ordre de grandeur que la résistance de convection à la surface du stator. Le gap en eau permettra donc également une très bonne évacuation de la chaleur.

Il est également à noter que, même si les hypothèses faites pour déterminer les coefficients de convection sont parfois un peu réductrices, on constate que la très forte valeur des coefficients de convection h obtenus conduit à des résistances de convection faibles devant celles de conduction et de contact. De ce fait les effets des incertitudes des modèles hydrodynamiques sur le calcul des températures seront probablement faibles.

V.4.4 Estimation des températures et des flux thermiques dans le système

L'estimation des températures dans l'hydrolienne se fait par résolution d'un système linéaire. La matrice à inverser correspond aux différentes équations qui régissent le système, dérivées de l'équation (V.4) et de la loi des mailles dans les zones de connexions. Afin de réduire le système matriciel, les réseaux équivalents de résistances thermiques sont modifiés par regroupement de certaines résistances. Les résultats issus des modèles sont dans un premier temps présentés pour le motif composé d'une encoche plus une dent. Enfin deux secteurs avec six encoches et six dents sont considérés avec un gap ferromagnétique ou amagnétique de part et d'autre.

V.4.4.1 Machine de référence

Dans le cas de la machine de référence, le système étudié se compose d'une encoche entourée de deux demi dents. La matrice qui liste les différentes équations du système est assez importante (28 équations) et n'est donc pas présentée ici. A titre d'exemple, la matrice qui liste les différentes équations du système composé d'une encoche et d'une dent, et qui est moins conséquente, est donnée en (V.25) Le système matriciel est simplifié par regroupement de certaines résistances thermiques, comme présenté sur le schéma V.10.

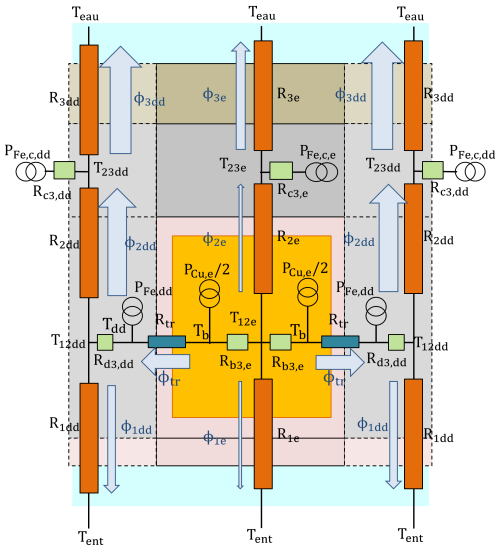


FIGURE V.10: Réseaux de résistances thermiques sur une largeur d'encoche et deux demi dents.

$P_{Cu,e}$	9,14 W	$P_{Fe,c,e}$	1,33 W
$P_{Fe,dd}$	2,92 W	$P_{Fe,c,dd}$	1,24 W
T_{12e}	71,5 °C	ϕ_{1e}	-0,7 W
T_b	81 °C	$\phi_{b3,e}$	-0,8 W
T_{23e}	31 °C	ϕ_{2e}	0,8 W
$T_{c,e}$	31 °C	ϕ_{3e}	2,15 W
		ϕ_{tr}	3,8 W
T_{12dd}	70 °C	ϕ_{1dd}	-1,6 W
T_{dd}	65 °C	$\phi_{d3,dd}$	6,7 W
T_{23dd}	55 °C	ϕ_{2dd}	5,1 W
$T_{c,dd}$	54 °C	ϕ_{3dd}	6,7 W

TABLE V.7: Températures et flux thermiques du motif composé d'une encoche plus deux 1/2 dents.

$$\begin{bmatrix}
1 & 0 & 0 & 0 & R_{1e} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
1 & -1 & 0 & 0 & 0 & -R_{2e} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_{3e} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
-1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{b3,e} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & R_{1d} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & -R_{2d} & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_{3d} & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{d3,d} & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 1 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\
0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_{tr} \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1
\end{bmatrix}
\cdot
\begin{bmatrix}
T_{12e} \\ T_{23e} \\ T_b \\ T_{c,e} \\ \phi_{1e} \\ \phi_{2e} \\ \phi_{3e} \\ \phi_{b3,e} \\ T_{12d} \\ T_{23d} \\ T_d \\ T_{c,d} \\ \phi_{1d} \\ \phi_{2d} \\ \phi_{3d} \\ \phi_{d3,d} \\ \phi_{tr}
\end{bmatrix}
=
\begin{bmatrix}
T_{ent} \\ 0 \\ T_{eau} \\ 0 \\ R_{c3,e}.P_{Fe,c,e} \\ 0 \\ P_{Fe,c,e} \\ T_{ent} \\ 0 \\ T_{eau} \\ 0 \\ R_{c3,d}.P_{Fe,c,d} \\ 0 \\ P_{Fe,c,d} \\ P_{Cu,e} \\ 0 \\ P_{Fe,d,d}
\end{bmatrix} \quad \text{(V.25)}$$

La résolution des équations du système constitué d'une encoche entourée de deux demi dents permet d'obtenir les températures et flux thermiques répertoriés dans le tableau V.7 pour une température de l'eau à l'extérieur T_{ext} et dans l'entrefer T_{ent} identiques et égales à 20°C. Les pertes considérées sont également dans le tableau V.7. Les différentes températures et flux à déterminer sont également décrits. L'épaisseur des flèches de flux sur le schéma V.10 illustre l'importance relative des flux de chaleur.

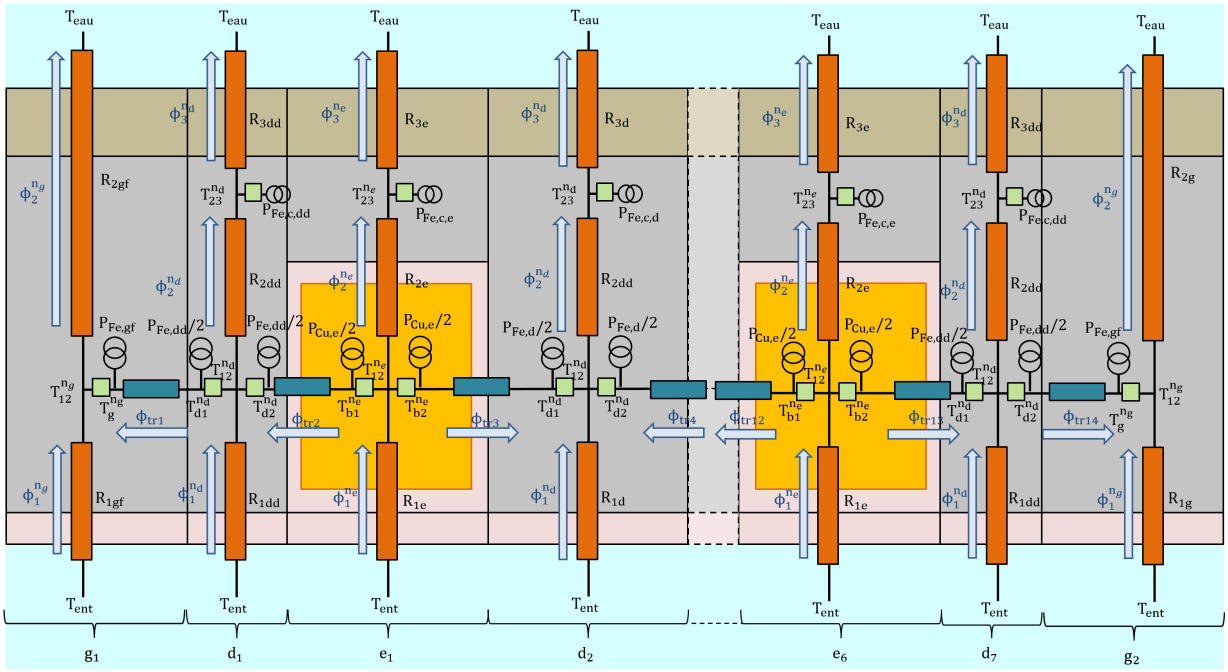
Pour une étude sur une encoche et une dent pour la machine non sectorisée, la température moyenne dans le bobinage T_b est de 81 °C. La suite va présenter l'évolution des températures en fonction de la position de l'encoche dans le stator et en fonction de la sectorisation du stator.

V.4.4.2 Machines avec sectorisation du stator

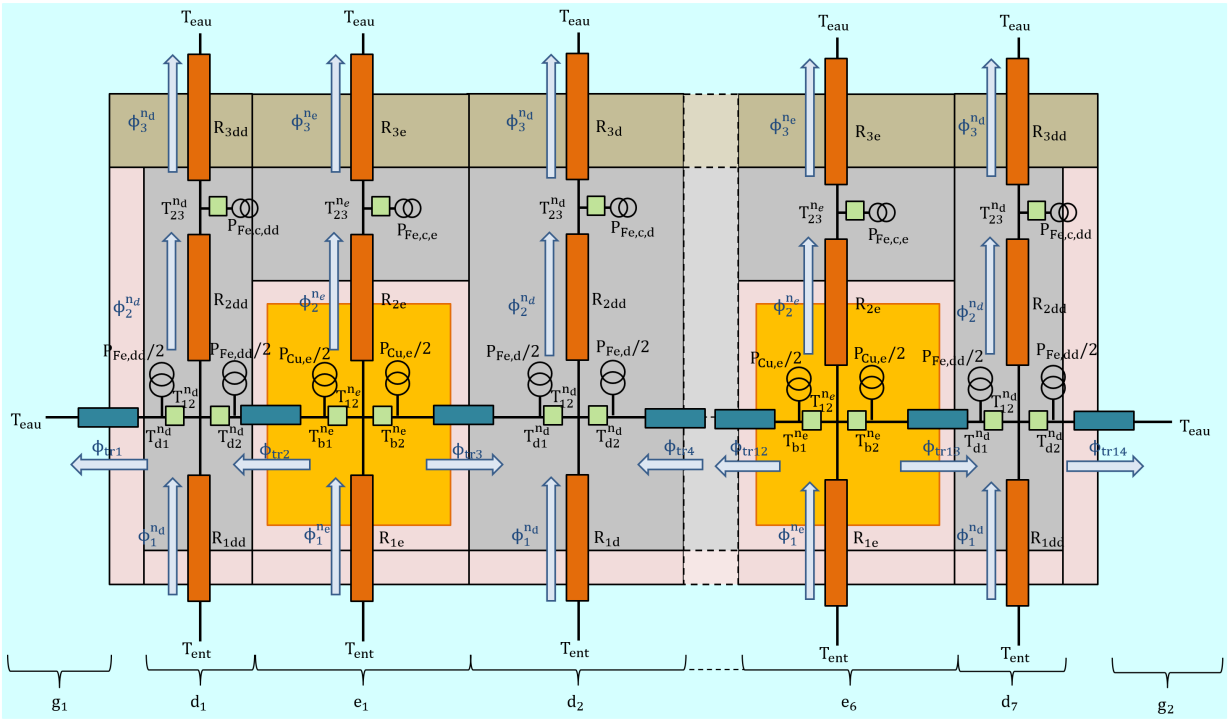
Pour les motifs avec stator sectorisé, le système composé d'une encoche entouré de deux 1/2 dents est repris et six motifs sont associés et interconnectés afin de représenter le réseau sous une paire de pôle (soit six encoches). On y ajoute un gap de part et d'autre comme le montrent les figures V.11a et V.11b respectivement pour la sectorisation ferromagnétique et amagnétique. Seules les extrémités, autrement dit les zones correspondant aux encoches latérales et aux gaps, sont représentés sur la figure V.11b.

Afin d'alléger les figures toutes les résistances et flux ne sont pas annotés. Les résistances en bleu relatent des transferts transversaux et celles en vert sont les résistances d'interconnexion avec les sources thermiques (pertes).

Le système matriciel augmente en taille et regroupe les équations des six encoches (de e_1 à e_6), 7 zones dentaires (5 dents + 2 demi dents, de d_1 à d_7) et des 12 zones d'échanges transversales entre les dents et les encoches (notée de 2 à 13 sur les figures V.11a et V.11b). Deux éléments de réseau thermique transversaux apparaissent, notées 1 et 14 sur les figures V.11a et V.11b, afin de prendre en compte les échanges thermiques entre les demi dents et les gaps.



(a) Sectorisation ferromagnétique du stator.



(b) Sectorisation amagnétique du stator.

FIGURE V.11: Réseaux thermiques équivalents des machines avec gaps (seules les parties correspondant aux 2 encoches latérales sont détaillées).

Les équations qui régissent des encoches et des dents sont les mêmes que pour la machine de référence, et des équations pour les parties gaps sont ajoutées. Les systèmes passent à 154 équations pour la segmentation ferromagnétique, et 144 équations pour la segmentation avec de l'eau. Pour éviter une présentation trop lourde le système matriciel à résoudre n'est pas détaillé ici.

Les résultats obtenus pour les différentes températures et les flux thermiques sont listés dans les tableaux V.12 et V.13 de l'annexe H.2. Pour la résolution la température de l'eau dans les gaps amagnétiques est fixée à 20 $°C$ (comme la température extérieur et celle dans l'entrefer).

La figure V.12 représente l'évolution des températures moyennes au sein des encoches ($T_b^{e_n}$ sur la figure V.11) et des dents ($T_d^{d_n}$ sur la figure V.11), pour les trois cas étudiés. Les valeurs en rouge sont celles de la machine de référence (sans sectorisation), on retrouve en vert le cas de la sectorisation ferromagnétique, et en bleu le cas du stator ouvert sur l'extérieur.

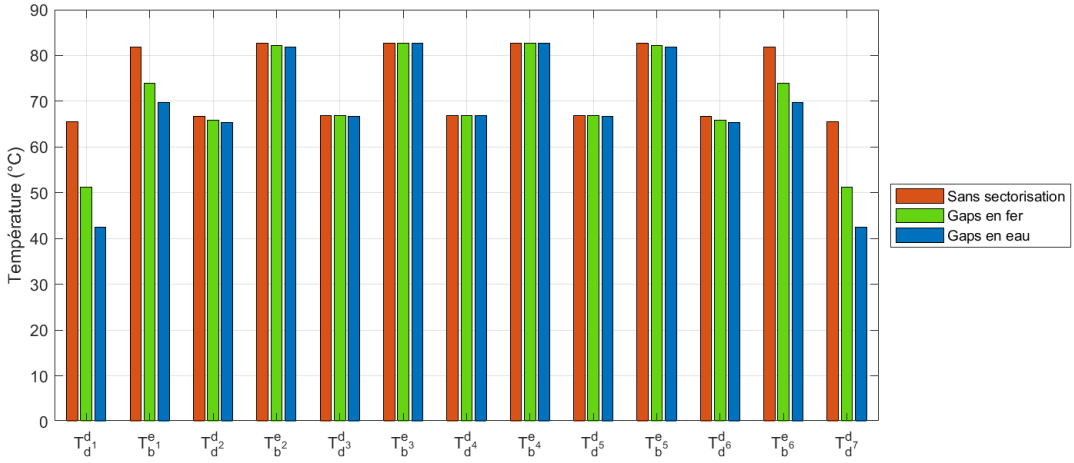
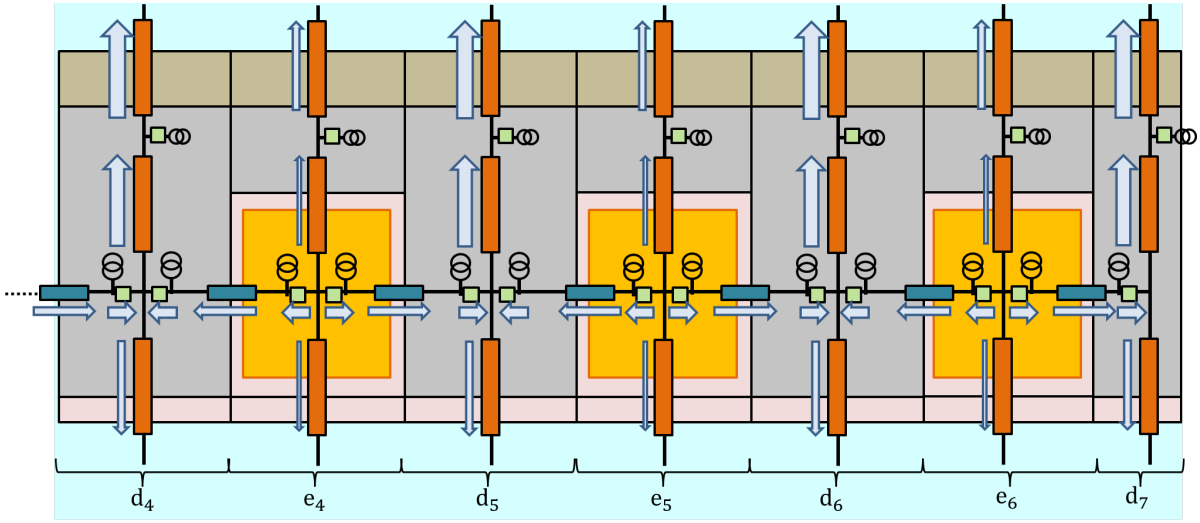


FIGURE V.12: Évolution des températures moyennes au sein des encoches (notées de $T_b^{e_1}$ à $T_b^{e_6}$) et des dents(notées de $T_d^{d_1}$ à $T_d^{d_7}$).

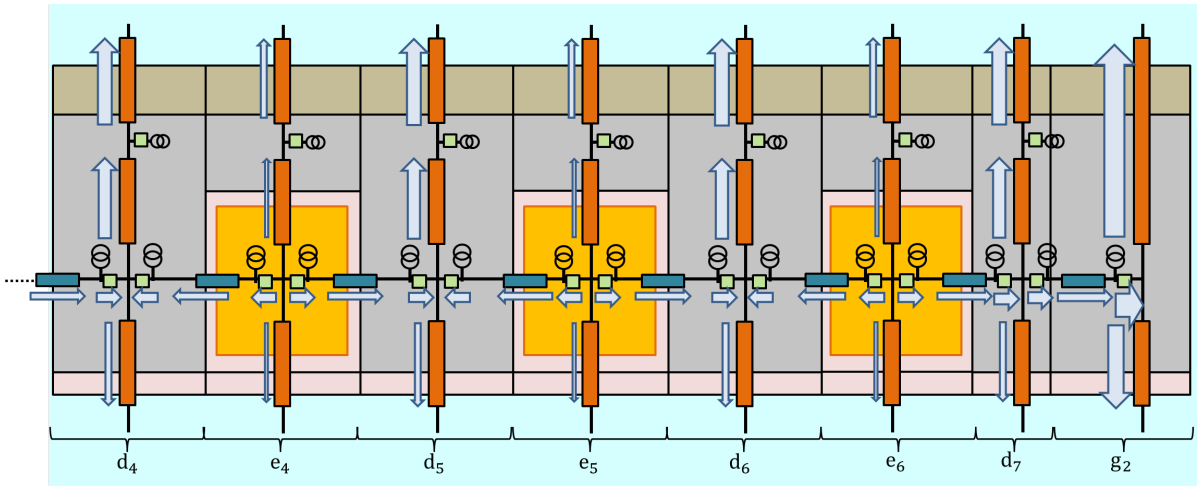
De manière générale les températures se voient diminuer lorsque le stator est sectorisé. La diminution est d'autant plus importante que la zone (encoche ou dent) est proche du gap. Le gap amagnétique permet de réduire les températures de manière plus importante que le gap ferromagnétique.

Tous les conducteurs ne sont donc pas à la même température. Ce déséquilibre impactera la durée de vie des conducteurs de manière différente et est donc à considérer.

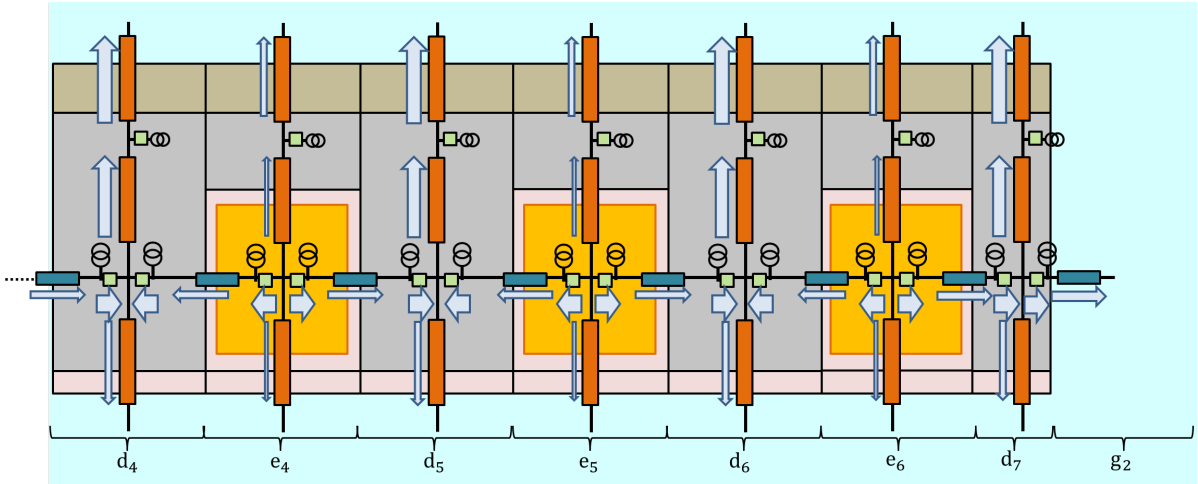
Les flux de transferts aux bornes des résistances d'interconnexion dans les encoches Φ_{b3-1} et Φ_{b3-1} sont nettement plus élevés dans le cas amagnétique grâce aux transferts par convection dans les gaps en eau. Dans le cas des gaps ferromagnétiques, ce sont les flux radiaux dans les gaps (Φ_1, Φ_2 et Φ_3 pour g_1 et g_2) qui permettent d'évacuer la majorité de la chaleur. Une augmentation des flux transversaux entre les gaps et les demi dents Φ_{tr1} et Φ_{tr14} est également visible (les données sont disponibles en annexe H.2 au tableau V.13). Ces observations sont visibles sur la figure V.13 qui propose une comparaison des échanges thermiques des trois cas étudiés. L'épaisseur des flèches représentant le flux varie en fonction de son importance relative. Au vu de la symétrie des flux et des températures, seule la moitié du système est proposée sur la figure V.13 (les résultats en termes de flux et de températures avec des indices de 1 à 3 sont identiques à ceux avec des indices de 7 à 4.).



(a) Machine de référence.



(b) Sectorisation ferromagnétique du stator.



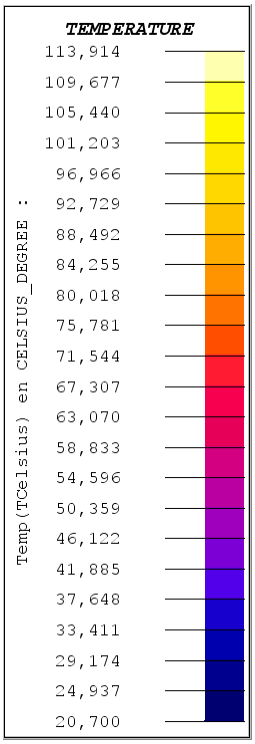
(c) Sectorisation amagnétique du stator.

FIGURE V.13: Comparaison des flux thermiques obtenus par résolution du réseau de résistances thermiques.

V.4.4.3 Étude numérique

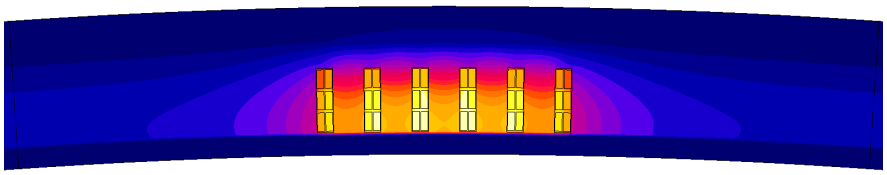
Pour compléter l'étude thermique analytique, des simulations numériques avec le logiciel de calcul par éléments finis Flux^{TM}2D sont effectuées. Pour cela les conductivités des matériaux sont fixées et des conditions de périodicités sont intégrées de part et d'autre du domaine. Des conditions de transferts par convection (coefficients de convection et température à l'infini) sont également considérées sur les surfaces extérieures et l'entrefer.

La figure V.14 présente l'évolution des températures dans les trois systèmes étudiées : la machine de référence (figure V.14a), le cas avec sectorisation ferromagnétique du stator (V.14b) et le cas avec sectorisation amagnétique en eau du stator (V.14c).





(a) Machine de référence.



(b) Machine avec gap ferromagnétique au stator.



(c) Machine avec gap amagnétique au stator.

FIGURE V.14: Évolution des températures obtenues par simulations numériques, dans le circuit magnétique de la génératrice pour hydrolienne ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1$).

Le tableau V.8 répertorie les températures moyennes dans les encoches $\langle T_b \rangle$ et dans les dents $\langle T_d \rangle$, obtenues par simulations numériques. Les valeurs en rouge correspondent à la machine de référence (sans sectorisation), on a en vert le cas de la sectorisation ferromagnétique, et en bleu le cas gap en eau.

	d_1	d_2	d_3	d_4	d_5	d_6	d_7	e_1	e_2	e_3	e_4	e_5	e_6
$\langle T_d \rangle$ (°C)	79,95 49,9 67,6	80,5 74,1 77,7	80,4 78,9 79,8	80,5 79,8 80,2	80,5 78,95 79,9	80,4 74,1 77,7	80,4 50,2 68,0	X	X	X	X	X	x
$\langle T_b \rangle$ (°C)	X	X	X	X	X	X	X	101,3 83,5 93,95	101,3 97,7 99,8	101,3 100,25 100,9	101,6 100,5 101,2	101,6 98,0 100,1	101,6 83,7 94,2

TABLE V.8: Évolution des températures et flux thermiques obtenus par simulations numériques.

Comme observé avec le modèle analytique, la sectorisation permet un abaissement de la température moyenne dans les encoches proches du gap. Cependant les résultats obtenus par calculs par EF 2D montrent que l'ajout de gaps ferromagnétiques permet une diminution plus importante de la température qu'avec des gaps amagnétiques remplis d'eau, dans les dents et les encoches proches des gaps. Les ordres de grandeurs des températures ne sont cependant pas les mêmes. Cela peut venir du fait que le modèle sous Flux^{TM}2D ne considère pas les résistances de contact.

En revanche les écarts entre les températures du cas amagnétique et du cas de référence issues de calculs analytiques et numériques sont très proches.

Un nombre important de gap peut donc permettre d'améliorer le refroidissement de la machine. Le déséquilibre des températures entre les différentes encoches et même au sein d'une même encoche est tout de même à surveiller pour une bon fonctionnement de la machine dans le temps.

V.5 Conclusion

Les modèles thermiques présentés permettent de prendre en considération les échanges de chaleur radiaux et transversaux au sein du stator de la machine. En dehors des échanges entre dents et encoches, les échanges entre les secteurs et les gaps introduits au stator sont pris en compte dans les modèles. L'évacuation de la chaleur se fait majoritairement vers l'extérieur de la machine mais une petite partie est évacuée par l'entrefer rempli d'eau.

Il est mis en évidence que la sectorisation du stator, que ce soit par un matériau amagnétique comme de l'eau ou par un matériau ferromagnétique, permet de diminuer la température moyenne dans les encoches et les dents aux extrémités des secteurs (et donc à proximité d'un gap). En revanche, la température des conducteurs présents dans les encoches plus au centre du secteur, n'est pas fortement impactée par la segmentation. La sectorisation ne semble donc pas permettre une augmentation de la charge linéique, et donc du courant dans les conducteurs. Ceci correspond bien aux hypothèses des chapitres précédents ou les charges linéiques locales et les densités de courant avaient été conservées.

La modification de la distribution de la température dans la machine peut mener à des écarts de température entre les encoches. Cela est à considérer lors de la conception puisque la durée de vie de chacun des éléments est impactée de manière différente par les températures de fonctionnement.

En termes de perspectives, la machine considérée ici étant de faible longueur axiale, les échanges au niveau des têtes de bobines sont certainement loin d'être négligeables : le modèle thermique peut donc être amélioré avec la prise en compte des échanges axiaux et notamment les effets dus aux têtes bobines.

Pour une meilleure évaluation des échanges thermiques, en particulier pour la structure où le stator contient des gaps remplis d'eau, il conviendrait d'améliorer le modèle en ajoutant les effets associés au support mécanique qui tient la structure.

De plus, il serait intéressant de faire une étude hydrodynamique de l'écoulement pour mieux qualifier le coefficient de ralentissement nécessaire à l'évaluation du coefficient de convection dans l'entrefer. Avec la prise en compte d'une structure qui maintient les secteurs du stator, le coefficient de ralentissement de l'eau de mer dans le gap sera également à évaluer.

Conclusion générale

Dans une optique d'amélioration des performances de machines électriques, une exploration des performances de MSAP sectorisées est proposée dans ce manuscrit. Les sectorisations étudiées pour ces travaux consistent en la suppression de parties actives telles que des aimants permanents du rotor ou des bobinages du stator. Le volume de secteurs supprimé est compensé par une augmentation de la longueur active.

Une présentation des machines électriques utilisées en propulsion navale ou couplées à des systèmes de récupération d'énergies a d'abord été faite. Cela a permis de porter l'étude sur les MSAP à flux radial, et plus précisément les MSAP avec une structure Rim-driven (machine à entraînement circonférentiel) qui semblent être des candidates intéressantes pour la sectorisation. Puis, après un aperçu de différentes manières de sectoriser une machine, le choix s'est porté sur une segmentation par suppression de parties actives du rotor (aimants permanents) ou du stator (bobinages). Le premier chapitre a permis également de fixer les limites des sectorisations étudiées. Ainsi les travaux ont été menés pour des machines présentant des secteurs où l'on a supprimé les parties actives, et que l'on appelle gaps larges (soit de la largeur supérieure ou égale à deux pas polaires) au rotor ou bien au stator. L'étude exploratoire concerne deux principaux cahiers des charges : une génératrice pour hydrolienne et un moteur destiné à de la propulsion navale. Ces deux structures se différencient notamment par leur rapport diamètre sur longueur axiale. En effet les hydroliennes Rim-driven étudiée ont un large diamètre (plusieurs mètres) pour une faible longueur axiale (quelques dizaines de centimètres) tandis que le moteur de propulsion a un diamètre et une longueur axiale proches du mètre.

L'exploration des performances d'une machine dans un processus de pré-dimensionnement nécessite de pouvoir évaluer les champs magnétiques créés au sein de la machine. Des modèles analytiques d'estimation des inductions magnétiques ont donc été mis en place avec en particulier le développement de fonctions de perméance originales permettant de prendre en compte la modification des lignes de flux due aux variations d'entrefer. Ces fonctions prennent en compte la géométrie particulière de la machine et la manière dont la structure est sectorisée (gaps amagnétiques ou ferromagnétiques, au stator ou au rotor). L'utilisation de ces nouveaux modèles de calculs analytiques des inductions magnétiques a ensuite permis d'évaluer les forces radiales s'exerçant sur le stator et menant à des déformations. Cela a permis de mettre en évidence l'importance d'augmenter le nombre de gaps afin de limiter les déformations. En effet doubler le nombre de gaps peut réduire l'amplitude de déformation d'un facteur 16. L'étude des forces peut permettre, dans des travaux futurs, d'évaluer la faisabilité d'une machine en termes de structure et de choisir un support mécanique chargé de maintenir la structure.

Des modèles analytiques de calcul des performances, telles que les forces électromotrices, les inductances ou encore le couple de détente, ont ensuite été implémentés et adaptés au cas de machines sectorisées, à partir des estimations des inductions magnétiques. L'estimation des performances a mis en évidence un déséquilibre des flux créés par le rotor et perçus par les bobinages d'un stator

sectorisé. Ce déséquilibre se perçoit dans les FEM, le couple EM et le couple total (qui regroupe le couple EM et le couple à vide) et n'est pas pris en compte par les modèles analytiques présentés. Les largeurs de gaps considérées étant larges, ce phénomène reste néanmoins minime. Cette hypothèse concernant la sectorisation permet aussi de limiter l'impact de la sectorisation du rotor sur les inductances d'entrefer. On a ainsi pu considérer dans cette étude que la saillance induite par l'introduction de gaps amagnétiques au rotor avait une influence négligeable sur les inductances qui varient alors très peu avec la position du rotor. Concernant le couple à vide, comme pour une machine conventionnelle (non sectorisée), l'estimation apparaît difficile si l'amplitude du couple est faible. Le modèle analytique présenté, qui utilise une fonction de perméance adaptée à la sectorisation, permet néanmoins une bonne estimation du couple à vide pour des structures de large entrefer, avec une largeur angulaire d'aimants aux alentours de 0,7, et avec de larges gaps. Ces limites correspondent à des cas où les effets de bords aux niveaux des secteurs sont faibles. Il y a également une opposition des effets de la sectorisation amagnétique du stator sur le couple à vide et sur les forces radiales. En effet, afin de limiter les perturbations liées au couple à vide il est conseillé de ne pas insérer un nombre trop important de gaps, tandis qu'augmenter le nombre de gaps permet de limiter les déformations liées aux forces radiales. Il faudra donc trouver un compromis permettant de modérer ces deux effets dans les futurs travaux où les modèles seront utilisés pour le dimensionnement de structures sectorisées.

Les caractéristiques telles que le rendement et le facteur de puissance ont ensuite été estimées à partir de modèles analytiques. Pour cela les variations des volumes des différentes parties actives des machines ont été évaluées. Il a ainsi été mis en évidence que, pour les machines courtes où les têtes de bobines contiennent une majorité de la masse de cuivre du système, une sectorisation amagnétique du stator pouvait mener à une diminution de la masse totale. Il existe donc un taux de sectorisation optimal en termes de masse, pour ces machines courtes, dépendant des dimensions de la machine. Les volumes des parties actives permettent dans un second temps d'évaluer les pertes du système. Ainsi des modèles d'évaluation des pertes Joule, des pertes fer et des pertes dans les aimants ont été implémentés. Ces modèles, sensibles à la sectorisation des structures, sont ensuite utilisés afin de rendre compte de l'impact d'introduction de gaps sur le rendement. On a ainsi pu se rendre compte d'un avantage considérable de la sectorisation du stator qui permet une amélioration du rendement. Ce type de segmentation entraîne néanmoins une augmentation du volume d'aimant. Un compromis est donc à trouver lorsque l'on voudra dimensionner ces structures de manière optimale. Cette étude à également permis de montrer l'importance d'utiliser un coefficient de correction 3D pour prendre en compte les fuites 3D dans les calculs électromagnétiques.

La mise en place de modèles thermiques dédiés vient compléter l'étude présentée. Les modèles proposés sont des adaptations de modèles à base de résistances thermiques utilisées dans de nombreux travaux antérieurs. Les échanges de flux de chaleur radiaux et latéraux au niveau des gaps ont alors été pris en compte. La sectorisation du stator mène ainsi à une diminution de la température moyenne dans les encoches situées à proximité des gaps. On constate que la température est différentes d'une encoche à l'autre. Ceci sera à considérer lors d'un processus de pré-dimensionnement.

Les modèles développés présentés permettent d'évaluer les performances de structures sectorisées et peuvent être utilisés dans un processus de pré-dimensionnement afin d'évaluer la viabilité des machines considérés. L'étude des pressions radiales sur ces structures peut permettre par exemple de sélectionner un support de maintien ou encore de choisir un matériau de sectorisation (ferromagnétique, matériau amagnétique qui amortit les phénomènes vibratoires,...).

Dans l'ensemble les modèles analytiques développés permettent une bonne retranscription des performances électromagnétique et thermiques des MSAP sectorisées avec les hypothèses d'étude

considérées.

Leur utilisation à des fins d'optimisation du dimensionnement de MSAP sectorisée peut être envisagée dans de futurs travaux.

Il reste néanmoins de nombreuses pistes pour améliorer les modèles et les mettre en œuvre.

Afin d'augmenter la plage de validation des modèles présentés il serait important d'évaluer les effets au niveaux des bords de secteurs. Cela permettrait d'améliorer l'estimation des performances EM par une meilleure évaluation des inductions magnétiques à l'interface entre les gaps et les secteurs. Avec la prise en compte des effets de bords, les modèles analytiques seraient également mieux adaptés à des structures présentant de plus petits gaps.

Pour que les modèles d'estimations des performances EM soient parfaitement adaptés à toute largeur de gaps, et notamment aux petits gaps, il est important d'étudier la reconcentration du champ en bord de segment, à l'origine de déséquilibres sur les forces électromotrices par exemple.

Un autre point important, qui n'a pas été considéré pour ces travaux, concerne le support mécanique qui maintient la structure, et qui est d'autant plus nécessaire pour une structure segmentée. La considération du support est particulièrement importante pour la modélisation thermique et mécanique du système.

Pour l'étude thermique il conviendrait également d'inclure les effets engendrés par les têtes de bobines. Pour certaines structures, comme les génératrice pour hydrolienne Rim-driven, le volume des têtes de bobines est important et peut avoir une influence considérable sur la thermique du système.

Une étude hydrodynamique pourrait venir compléter le modèle thermique afin d'avoir une meilleure estimation des flux de chaleur et des températures. Cette étude consisterait en une évaluation plus précise de l'écoulement au sein de l'entrefer mécanique et des gaps dès lors qu'ils sont ouverts et remplis d'eau. Cela permettrait d'obtenir des coefficients de convection plus proches de la réalité.

D'un point de vue des calculs par éléments finis, il serait judicieux d'étudier numériquement les pertes induites dans les aimants par la sectorisation afin de valider les résultats obtenus par les modèles analytiques. L'étude par une méthode numérique des pertes dans les aimants est particulièrement importante afin de s'assurer que la sectorisation amagnétique du stator n'engendre par une augmentation trop importante des pertes qui risquerait de démagnétiser les aimants par augmentation de la température des aimants. Une implémentation d'une fonction de perméance 2D comme présentée dans [ZH93b] améliorerait également l'estimation des pertes dans les aimants.

Annexes

Sommaire

A Article SGE 206
B Coefficients d'homogénéisation 214
B.1 Estimation de l'épaisseur de l'entrefer 214
B.2 Coefficient de Carter : cas d'un petit entrefer 214
B.3 Coefficient de Matagne : cas d'un grand entrefer 215
C Courbes EM 216
C.1 Induction créée par les aimants : PSS 216
C.2 Induction créée par les aimants : HSS 217
C.3 Induction créée par les bobinages : HSS 218
C.4 Pressions magnétiques radiales 219
C.5 Couple électromagnétique : PRS 220
C.6 Couple à vide : structure sectorisée non encochée 221
C.7 Couple à vide : HSS 221
C.8 Couple à vide : HRS 223
C.9 Couple à vide : PRS 224
C.10 Couple total : PRS 225
D Notions de densités de conducteur et de courant 226
D.1 Densité de conducteur 226
D.2 Densité de courant 227
D.3 Coefficient de bobinage complexe 227
E Estimation de l'inductance de fuite dans les têtes de bobines 228
F Évolution des pertes du cahier des charges propulseur 230
G Homogénéisation du coefficient de conduction de l'encoche 231
H Résultats des simulations thermiques analytiques 233
H.1 Résistances thermiques 233
H.2 Évolution des flux et températures dans les systèmes étudiés 236

A Article SGE

SYMPOSIUM DE GENIE ELECTRIQUE (SGE 2018), 3-5 JUILLET 2018, NANCY, FRANCE

Estimation Analytique du champ d'entrefer pour les Machines Synchrones à Aimants Déposés sectorisées

Eulalie FLEUROT, Franck SCUILLER, Jean-Frédéric CHARPENTIER
Institut de Recherche de l'Ecole Navale

RESUME –Cet article décrit un modèle analytique de pré dimensionnement adapté à des machines synchrones à aimants déposés sectorisées au stator. Un calcul du champ d'entrefer par séparation de variables et l'introduction d'une fonction de perméance intégrant l'effet de la sectorisation permettent d'estimer l'induction à vide, la force électromotrice à vide et le couple de détente. Les résultats issus de ce modèle analytique sont comparés à ceux issus de calcul numérique par éléments finis à des fins de validation, notamment pour déterminer la sensibilité et la validité de ce modèle lorsque la largeur de la sectorisation varie.

Mots-clés—Modèle analytique, machines à aimants, dimensionnement, machines sectrorisées.

1. INTRODUCTION

Dans cet article, les machines synchrones à aimants sectorisées ont un stator consistant en l'association de plusieurs modules magnétiquement indépendants, séparés par des barrières de flux, appelées gaps. Une telle topologie simplifie grandement le procédé de fabrication (et a donc déjà été mis en œuvre sur de grands générateurs éoliens) et permet d'envisager une maintenance corrective simplifiée visant à remplacer les modules en défaut. En corollaire, une meilleure aptitude à fonctionner en régime dégradé est également attendue, en raison de la séparation physique (magnétique et électrique) des bobines de phases. L'augmentation du nombre de phases, favorisant la fiabilité fonctionnelle et améliorant la qualité du couple, est également facilitée. La compacité de la machine pourrait être améliorée par l'augmentation de la surface disponible pour la réfrigération [1]. En référence à des machines conventionnelles, la sectorisation peut améliorer ou dégrader les performances vibratoires et la qualité de couple. Cet article vise à développer un modèle analytique pour estimer ces performances, dans le cadre d'une machine triphasée à bobine dentaire concentré, à une encoche par pole et par phase, et fonctionnant avec dix pôles.

2. CADRE DE L'ETUDE

Les machines étudiées sont des machines avec un stator sectorisé comme le montre la figure 1. Le stator est composé de plusieurs secteurs magnétiquement isolés, séparés par un entrefer orthoradial appelé gap dans la suite du document. Un secteur peut comporter une ou plusieurs bobines de phases. Cette étude est restreinte au cas où un secteur comporte une bobine et deux encoches, comme proposé dans [2] et illustré en figure 1. L'ensemble des machines étudiées sont caractérisées par les paramètres communs suivants donnés dans le tableau 1.

Tableau 1. Paramètres communs des machines d'étude.

Nombre d'encoches	12
Courant efficace (A)	7,34
Nombre de conducteurs par phase	132
Nombre de pôles	10
Rayon externe du stator (mm)	50
Rayon interne du stator (mm)	28,5
Hauteur de la culasse du stator (mm)	3,7
Perméabilité relative des tôles	5000
Ouverture d'encoches (mm)	2
Hauteur des ouvertures d'encoches (mm)	2
Largeur de la partie haute des encoches (mm)	16
Longueur axiale de la machine (mm)	50
Rayon externe du rotor (mm)	27,5
Longueur de l'entrefer (mm)	1
Hauteur des aimants (mm)	3
Induction rémanente des aimants (T)	1,2
Perméabilité relative des aimants	1,05

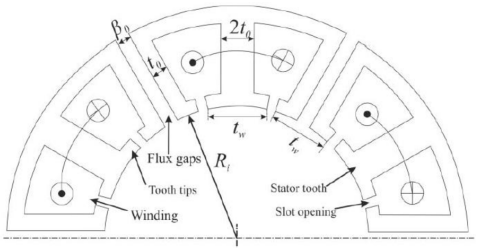


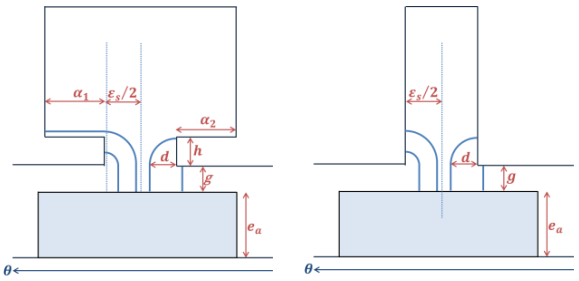
Fig. 1. Stator de la machine par secteurs proposée par Zhu.

3. METHODOLOGIE DE CALCUL

3.1. Calcul de l'induction créée par le rotor dans l'entrefer

Le modèle analytique développé pour les machines par secteurs est basé sur les modèles déjà existants utilisés pour les machines à aimants déposés [3]. Ces modèles sont basés sur la résolution de l'équation de la magnétostatique par séparation de variables dans un entrefer magnétique supposé lisse (entrefer d'épaisseur constante). L'introduction d'une fonction de perméance permet alors de tenir compte des variations de la longueur de l'entrefer due aux ouvertures d'encoches [4]. Classiquement, dans l'hypothèse d'une aimantation purement radiale, la variation de perméance est estimée en supposant que

les lignes de flux forment des arcs de cercle au niveau d'une encoche comme le montre la figure 2.



(a) encoche avec becs (b) encoche droite

Fig. 2. Lignes de flux pour une aimantation radiale [3].

L'objectif de l'étude est d'évaluer dans quelle mesure assimiler les gaps à des encoches droites de grande profondeur radiale permet d'estimer analytiquement l'induction d'entrefer créée par le rotor, et quelles sont les limites de validité de cette hypothèse. L'induction calculée est alors égale au produit de l'induction avec l'hypothèse d'un entrefer constant $B_{/R\text{-}smooth}$ [5] par la fonction de perméance $\lambda(\theta)$, cette dernière intégrant les variations de perméance liées aux encoches et aux gaps comme le montre l'équation (1). Sa variation se fait selon θ, la position angulaire sur la circonférence de la machine.

$$\lambda(\theta) = \frac{\mathrm{g} + {e_a}/{\mu_a}}{\mathrm{g} + {e_a}/{\mu_a} + d(\theta).{\pi}/{2}} \qquad (1)$$

avec :
- e_a l'épaisseur des aimants ;
- μ_a la perméabilité relative des aimants ;
- g la largeur de l'entrefer mécanique ;
- $d(\theta)$ la variation d'entrefer.

En notant ε_s l'ouverture des encoches et β_0 la largeur des gaps, on a $d(\theta)$ qui varie de 0 à $\varepsilon_s/2$ dans les encoches et de 0 à $\beta_0/2$ dans les gaps. En dehors des ouvertures d(θ) vaut 0.

La figure 3 présente la forme d'onde de la fonction de perméance pour une machine avec des gaps de 4mm de largeur.

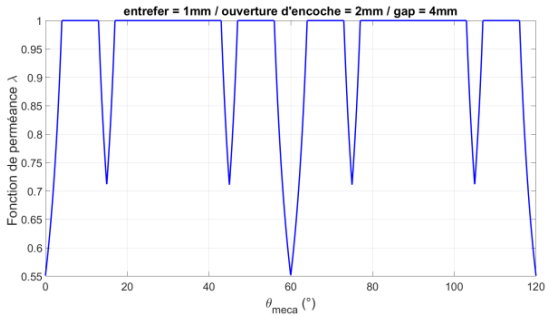
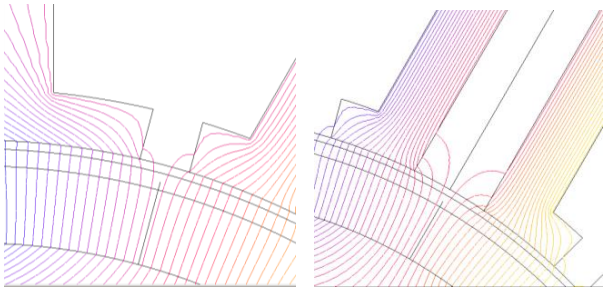


Fig. 3. Fonction de perméance pour une machine avec de gaps de 4mm.

Ces estimations analytiques seront validées numériquement par le logiciel de calcul par éléments finis Flux2D. Les modélisations numériques permettent également de valider l'hypothèse sur la forme circulaire des lignes de flux magnétiques dans les ouvertures d'encoches et les gaps, comme le montre la figure 4 pour une machine avec des gaps de 4mm.

La figure 5 présente un résultat de comparaison des calculs effectués entre la méthode proposée et la méthode des Éléments Finis 2D, pour l'induction due au rotor dans l'entrefer. La machine choisie a des gaps de 4mm de largeur.



(a) ouverture d'encoche (b) gap

Fig. 4. Lignes de flux pour une aimantation radiale sous Flux2D pour une machine avec gaps de 4mm.

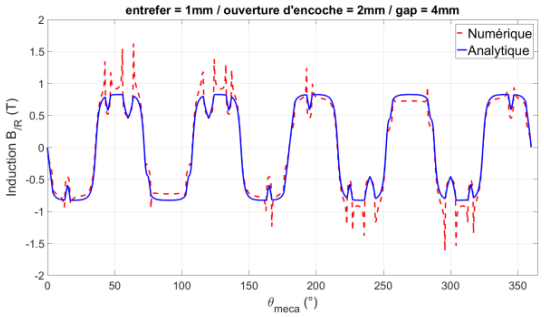


Fig. 5. Signaux $B_{/R}$ déterminés numériquement et analytiquement pour des gaps de 4mm.

Pour ce choix de paramètres, les variations d'induction dues aux ouvertures d'encoches et aux gaps sont ainsi bien modélisées sous forme analytique, et la différence de largeur des ouvertures d'encoches et des gaps est bien notable.

3.2. Calcul du couple de détente

Le couple de détente peut être analytiquement estimé à partir du calcul de l'induction créée par le rotor dans l'entrefer, en évaluant les pressions magnétiques s'exerçant sur les dents et les gaps comme présenté dans [3]. Il s'agit en fait de sommer les forces s'exerçant sur les parois des N_s encoches et des N_g gaps comme le montre l'équation (2).

$$C_d(\theta) = \frac{\mathrm{L}}{2\mu_0}.\left[\sum_{1}^{N_s}\left\{\int_{\frac{\varepsilon_s}{2}}^{\varepsilon_s} B_{/R}^2(\theta).\left(R_s + d(\theta)\right).d\theta - \int_{0}^{\frac{\varepsilon_s}{2}} B_{/R}^2(\theta).\left(R_s + d(\theta)\right).d\theta\right\} + \sum_{1}^{N_s}\left\{\int_{\frac{\beta_0}{2}}^{\beta_0} B_{/R}^2(\theta).(R_s + d(\theta).d\theta) - \int_{0}^{\frac{\beta_0}{2}} B_{/R}^2(\theta).\left(R_s + d(\theta)\right).d\theta\right\}\right] \qquad (2)$$

Avec R_s le rayon d'alésage du stator, L la longueur axiale de la machine

Il est à noter que le couple de détente est une donnée relativement difficile à estimer en numérique. Le développeur du logiciel Flux2D a néanmoins publié des instructions afin d'obtenir le meilleur signal possible [6].

La figure 6 présente une comparaison du calcul numérique (par EF2D) et analytique (par la méthode proposée) pour la même machine que pour la figure 5.

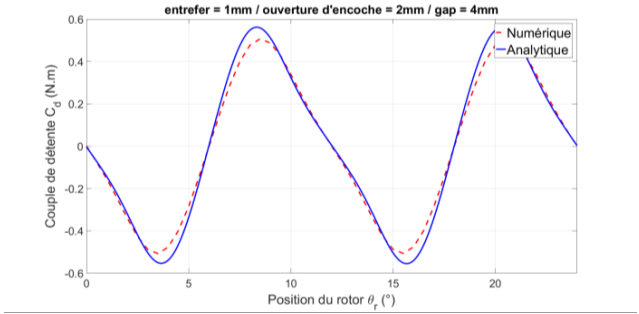


Fig. 6. Couple de détente calculé par approche analytique et numérique pour des gaps de 4mm.

Les deux signaux présentent approximativement la même forme et la même amplitude, le modèle analytique proposé fonctionne bien pour la machine étudiée. Pour une meilleure comparaison la figure 7 donne les décompositions en série de Fourier des deux signaux sur 12°, ce qui correspond à leur période.

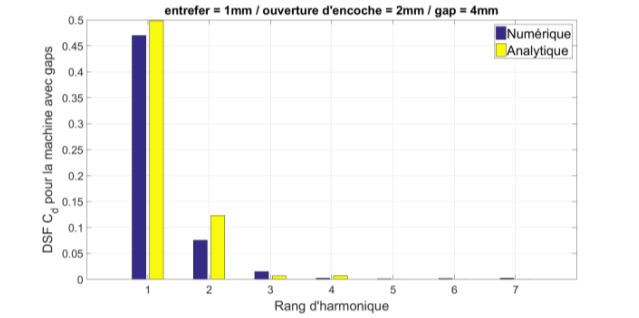


Fig. 7. DSF des signaux C_d déterminés numériquement et analytiquement.

Les encoches et les gaps ont des périodicités spatiales différentes, respectivement 6° et 12°. La largeur des gaps aura donc une influence sur la périodicité du couple de détente en fonction de la prédominance entre encoches et gaps, ainsi que sur la proportion des harmoniques 1 et 2 de leur décomposition spectrale.

3.3. Calcul des forces électromotrices et du couple

La connaissance de l'induction créée par le rotor dans l'entrefer va également permettre d'évaluer le flux magnétique à vide, et ainsi la force électromotrice (FEM).

Il existe plusieurs méthodes afin de déterminer analytiquement la force électromotrice. Nous avons choisi d'utiliser directement l'induction créée par le rotor au niveau de la surface du stator par estimation du flux coupé par les conducteurs ramenés dans les ouvertures d'encoches [7]. La force électromotrice est alors estimée par l'équation (3).

$$E_i(\theta_r) = R_s.L.\Omega \int_{\theta=0}^{2\pi} dc_i(\theta).B_{/R}(\theta,\theta_r)\,d\theta \qquad (3)$$

avec $\theta_r = \Omega t$ la position du rotor, où Ω est la vitesse de la machine, et $dc_i(\theta)$ la fonction de répartition du bobinage de la *i*ème phase.

Le signal de la fonction de perméance étendue ne permet pas de retranscrire les variations globales du niveau d'induction dues à la présence des gaps sur la force électromotrice. En effet seules les inductions en face des encoches ou entre les deux encoches contenant une bobine (bobinage concentré) sont utilisées pour le calcul de la FEM. La diminution globale des flux et niveaux d'induction liée à la présence des gaps n'est alors pas prise en compte par l'introduction de la fonction de perméance.

Afin de prendre en compte l'atténuation des flux polaires rotoriques liée aux gaps dans le calcul de la FEM, la méthode présentée par Matagne dans [8] est utilisée. Cette méthode est basée sur l'introduction de coefficients d'homogénéisation des encoches et des gaps afin de définir un nouvel entrefer lisse lors du calcul de l'induction. Afin de prendre en compte à la fois les encoches et les gaps sectorisant le stator, trois coefficients de ce type sont utilisés, deux pour les encoches et un pour les gaps. En effet la géométrie de la machine fait que les encoches n'ont pas le même pas dentaire d'un côté et de l'autre comme le montre la figure 8. Les équations (4a), (4b) et (4c) donnent les trois reluctances de surface associées ($R_{e_{ss}}$ pour les demi-encoches au voisinage d'une encoche, $R_{e_{sg}}$ pour les demi-encoches au voisinage d'un gap et R_{e_g} pour les gaps). Tandis que les équations (5a), (5b) et (5c) donnent les valeurs des nouveaux entrefers correspondants.

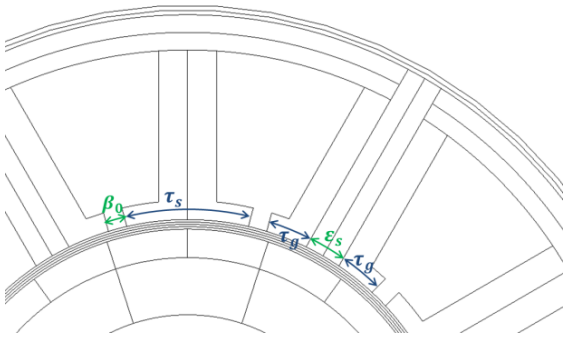


Fig. 8. Mise en évidence des paramètres géométriques nécessaires à la détermination des coefficients d'homogénéisation.

$$R_{e_{ss}} = \frac{\tau_s}{2\pi\mu_0}\left[\left(1+\frac{\varepsilon_s}{\tau_s}\right)\ln\left(1+\frac{\varepsilon_s}{\tau_s}\right) + \left(1-\frac{\varepsilon_s}{\tau_s}\right)\ln\left(1-\frac{\varepsilon_s}{\tau_s}\right)\right] \qquad (4a)$$

$$R_{e_{sg}} = \frac{\tau_g}{2\pi\mu_0}\left[\left(1+\frac{\varepsilon_s}{\tau_g}\right)\ln\left(1+\frac{\varepsilon_s}{\tau_g}\right) + \left(1-\frac{\varepsilon_s}{\tau_g}\right)\ln\left(1-\frac{\varepsilon_s}{\tau_g}\right)\right] \qquad (4b)$$

$$R_{e_g} = \frac{\tau_g}{2\pi\mu_0}\left[\left(1+\frac{\beta_0}{\tau_g}\right)\ln\left(1+\frac{\beta_0}{\tau_g}\right) + \left(1-\frac{\beta_0}{\tau_g}\right)\ln\left(1-\frac{\beta_0}{\tau_g}\right)\right] \qquad (4c)$$

$$G_{ss} = g + \mu_0 R_{e_{ss}} \qquad (5a)$$

$$G_{sg} = g + \mu_0 R_{e_{sg}} \qquad (5b)$$

$$G_g = g + \mu_0 R_{e_g} \qquad (5c)$$

Ici τ_s correspond au pas dentaire en entre deux encoches, et $\tau_g$le pas dentaire entre une encoche et un gap consécutifs. Le nouvel entrefer G à introduire dans le calcul de l'induction va être déterminé en moyennant ces coefficients en fonction de la proportion entre les largeurs d'encoches et de gaps, comme le présente l'équation (6).

$$G = G_{ss}.\frac{\varepsilon_s/2}{\varepsilon_s+\beta_0} + G_{sg}.\frac{\varepsilon_s/2}{\varepsilon_s+\beta_0} + G_g.\frac{\beta_0}{\varepsilon_s+\beta_0} \qquad (6)$$

La connaissance de cette induction au niveau de l'entrefer va permettre d'obtenir la FEM par la méthode présentée précédemment. Les forces électromotrices présentées seront alors déterminées pour une vitesse mécanique de 1 rd/s (que l'on nomme dans ce document « FEM élémentaire »). La comparaison entre le modèle analytique et la simulation numérique, pour un entrefer de 1mm et un gap de 4mm, est

présentée figure 9. Les résultats présentés correspondent à la force électromotrice d'une phase à la vitesse mécanique d'1 rad/s.

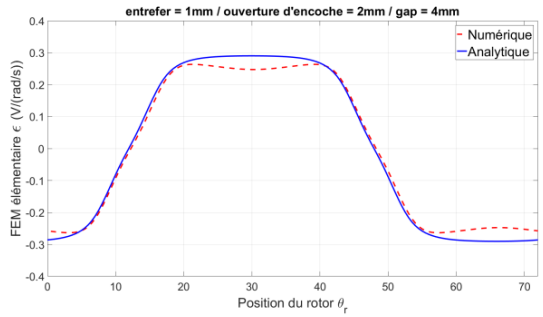


Fig. 9. FEM élémentaire d'une phase (à 1 rad/s) déterminée numériquement et analytiquement pour des gaps de 4mm.

Le calcul analytique permet d'obtenir une forme et une amplitude de la FEM comparable à celle obtenue numériquement. La connaissance de la FEM donne ensuite accès au couple électromagnétique C_{em} par l'équation (7)

$$C_{em}(\theta_r) = \sum_{i=1}^{m} \frac{E_i(\theta_r).I_i(\theta_r)}{\Omega} \qquad (7)$$

$E_i(\theta_r)$ et $I_i(\theta_r)$ sont les les forces éléctromotrices et les courants associés à la *i*ème phase, et *m* est le nombre de phases.

L'addition de ce couple électromagnétique au couple de détente C_d permet d'évaluer le couple total de la machine *C*. Les résultats sont présentés par les figures 10 et 12. Le couple électromagnétique est alors calculé avec l'hypothèse d'une alimentation des phases par des courants sinusoïdaux correspondants aux valeurs nominales du tableau 1.

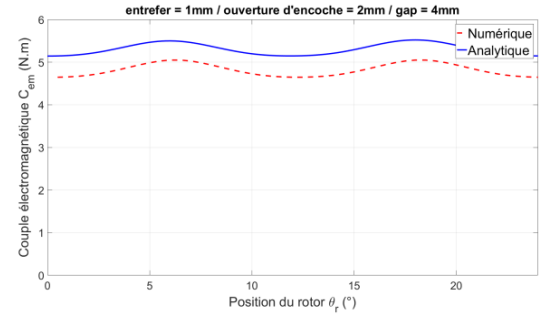


Fig. 10. Couples électromagnétiques numérique et analytique pour β_0=4mm.

Pour le cas traité le modèle analytique surestime d'approximativement 10% le couple électromagnétique moyen. En revanche l'estimation de la forme et de l'amplitude semble très correcte comme le montre les décompositions en série de Fourier (DSF) des signaux données par la figure 11 de la partie alternative des signaux de la figure 10.

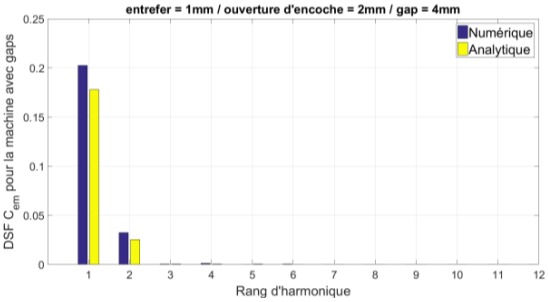


Fig. 11. DSF des couples électromagnétiques numérique et analytique.

La figure 12 compare l'addition des signaux de couple de détente et de couple électromagnétique analytiques, autrement dit le couple total de la machine, avec le couple total numérique (toujours pour un gap de 4mm).

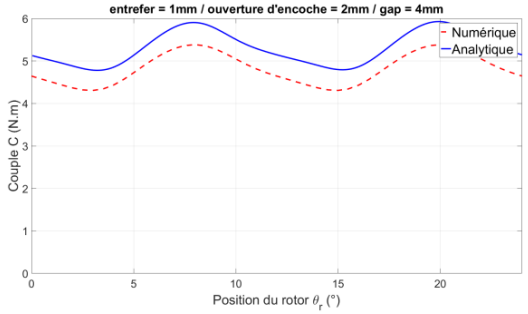


Fig. 12. Couples numérique et analytique pour des gaps de 4mm.

Comme attendu on retrouve la même différence au niveau des valeurs moyennes de couple entre les deux modèles. On peut noter qu'au niveau de l'oscillation du couple, les modèles analytique et numérique permettent d'aboutir à des résultats très similaires (formes et amplitudes). Le modèle analytique semble ainsi être adapté à une utilisation de pré dimensionnement de MSAP sectorisées, du moins pour des paramètres proches du jeu de dimensions étudié.

4. Influence de la largeur des gaps

Pour les modèles développés (induction rotorique, couple de détente, force électromotrice), une étude d'évolution paramétrique est menée afin de déterminer leur validité et leurs limites. L'influence de la largeur des gaps d'air dans le stator β_0 va ainsi être étudiée. Les paramètres géométriques communs aux machines étudiées sont donnés dans le tableau 1.

La figure 13 montre les fonctions de perméance pour différentes valeurs de gaps (1, 2, 4 et 6mm) avec un entrefer de 1mm.

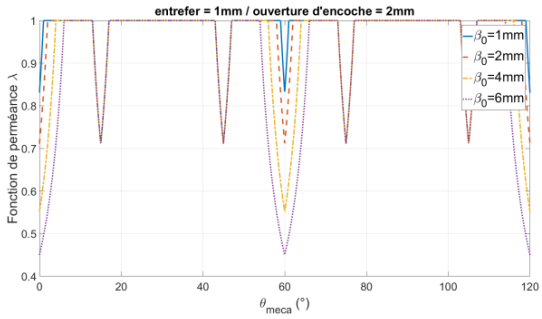


Fig. 13. Fonction de perméance pour différentes largeurs de gaps.

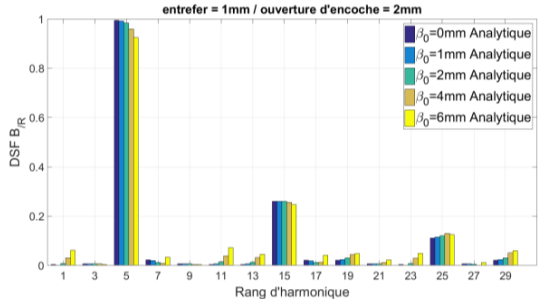
Cette fonction sera associée à l'induction rotorique et permettra de faire varier les modèles développés en fonction de la largeur du gap.

4.1. Induction créée par le rotor

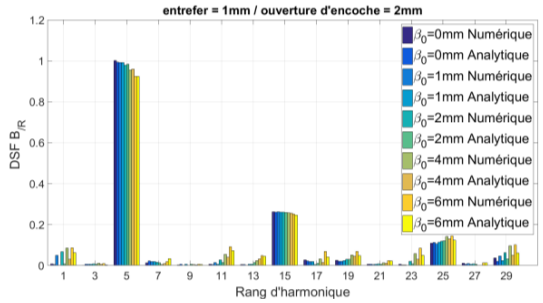
L'onde de l'induction magnétique créée par le rotor est simple à déterminer sous l'hypothèse d'un entrefer lisse, et dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents [3,5]. De même pour la fonction de perméance, qui modélise l'allongement des lignes de champ (figure 13). Le modèle analytique développé offre ainsi une bonne estimation de l'induction rotorique pour les différentes largeurs de gaps et longueurs d'entrefer.

Les figures 14a et 14b donnent les décompositions en série de Fourier des signaux d'inductions $B_{/R}$ pour une position du

rotor θ_r à 60° (positon de l'axe du nord par rapport à l'axe de la bobine *1-1'*). La figure 14a montre l'évolution des amplitudes des différents rangs d'harmoniques en fonction de la largeur des gaps, estimées par le modèle analytique avec la fonction de perméance étendue. Tandis que la validation grâce à l'environnement Flux2D est présentée figure 14b.



(a) Comparaison en fonction de la largeur de gaps.



(b) Comparaison des modèles analytiques et numériques.

Fig. 14. DSF de l'induction créée par les aimants avec utilisation de la fonction de perméance étendue, pour différentes largeurs de gaps.

Pour chacune des valeurs de β_0 choisies, le modèle analytique permet d'obtenir une bonne estimation des harmoniques principaux de B_{fR} (5 et ses multiples impairs). En effet pour les harmoniques 5 et 15 le modèle donne une différence inférieure à 2% par rapport au numérique. Les harmoniques 1 et 11 (résultant de la modulation de l'harmonique 5 de l'induction rotorique avec l'harmonique 6 de perméance, non nul dès que le gap existe), présents en numérique dès l'introduction d'un gap, n'apparaissent en analytique que pour les plus grands gaps (apparait pour 4mm et se rapproche progressivement du numérique en augmentant la largeur du gap).

L'analyse spectrale permet donc d'évaluer l'influence de la largeur des gaps sur l'amplitude de l'harmonique de travail (h=5) notamment. En effet l'augmentation de la largeur de la sectorisation entraine une diminution de cet harmonique.

4.2. Couple de détente

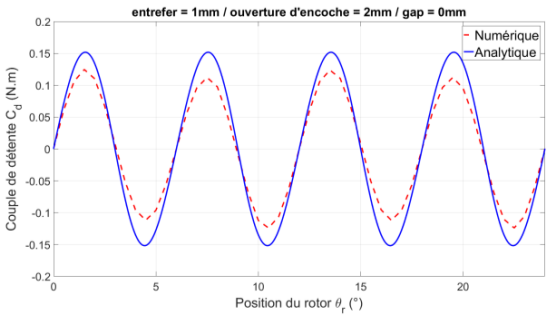


Fig. 15. Couples de détente analytique et numérique de la machine sans gaps.

La figure 15 montre le couple de détente dans le cas de référence, autrement dit dans le cas d'une machine sans gaps, et pour un entrefer de 1mm, ce qui valide le modèle utilisant la fonction de perméance pour une machine « classique » non sectorisée.

4.2.1. Cas des machines à larges gaps

Pour l'étude du couple de détente sur des machines à larges gaps, deux largeurs de gaps seront traitées, β_0=4mm et β_0=6mm. L'ouverture totale engendrée par les encoches et les gaps au niveau de l'interface stator/entrefer est ici importante. En effet pour les gaps de 4mm de largeur cela représente plus d'un quart de la machine, et pour les gaps de 6mm près d'un tiers (13,4% et 20,1% uniquement pour les gaps).

Les figures 6 et 16 présentent les couples de détente pour ces deux largeurs de gaps, et obtenus par les approches numérique et analytique.

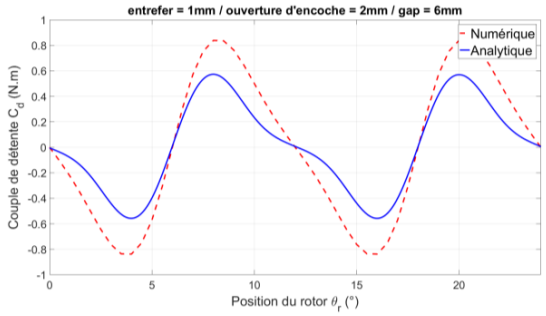


Fig. 16. Couples de détente numérique et analytique pour une largeur de gap de 6mm.

Pour ces deux grandes largeurs de gaps le modèle analytique donne des résultats assez proches du numérique. Pour s'en assurer la figure 17 présente la décomposition du couple de détente en ces deux composantes : la contribution des encoches uniquement, et la contribution des gaps. Pour effectuer cette étude nous avons considéré deux structures élémentaires : une structure où les encoches ont été éliminées (remplies de matériau magnétique doux), et une structure sans gaps (où les gaps ont été remplis de matériau magnétique doux) comme représenté à la figure 18.

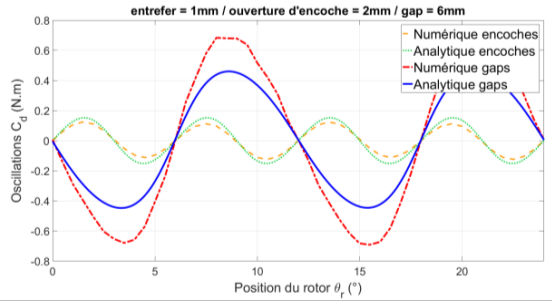
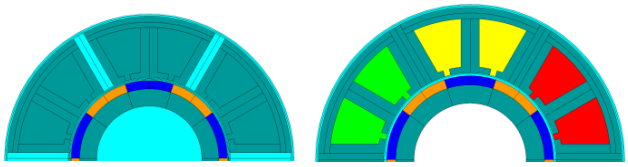


Fig. 17. Couples de détente numérique et analytique pour des gaps de 6mm : contribution des encoches et des gaps.



(a) Machine sans encoches (b) Machine sans gaps

Fig. 18. Structures élementaires d'étude sous Flux2D.

Le couple de détente obtenu par simulation d'une machine sans gap valide la contribution des encoches dans le couple de détente analytique. Il en est de même pour la contribution des gaps. Il est à noter que les deux formes d'ondes analytiques et numériques sont similaires pour les cas sans encoches et sans gaps bien que les amplitudes ne soient pas exactement les mêmes (c'est déjà le cas pour la structure sans gaps (β_0=0mm) présentée à la figure 15).

La simulation numérique d'une structure avec les mêmes dimensions au niveau de l'entrefer avec un unique gap (et sans encoches) représentée à la figure 19, permet de déterminer numériquement la contribution d'un gap au couple de détente.

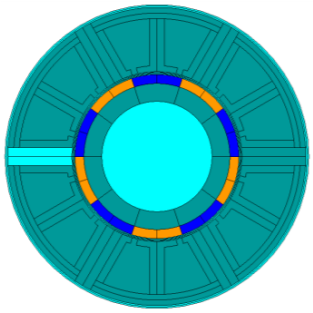


Fig. 19. Représentation sous Flux2D d'une machine avec un seul gap de 6mm.

La comparaison avec le calcul analytique sur un seul gap (figure 19), permet de valider l'hypothèse qui consiste à considérer ce large gap comme une encoche.

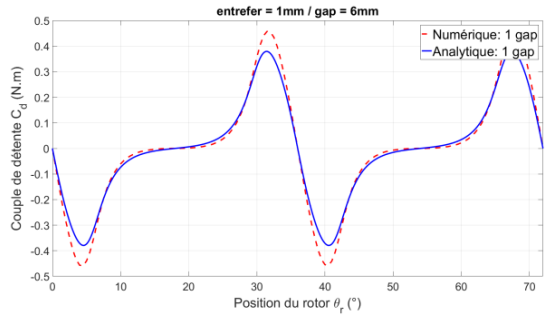


Fig. 20. Contributions d'un seul gap aux couples de détente analytique et numérique de la machine pour un gap de 6mm.

4.2.2. Cas des machines à gaps étroits

L'étude du couple de détente généré par une MSAP sectorisée à gaps étroits se base sur deux largeurs de gaps, β_0=1mm et β_0=2mm. Les figures 21 et 22 présentent les couples de détente obtenus par les approches numérique et analytique, pour ces deux largeurs de gaps.

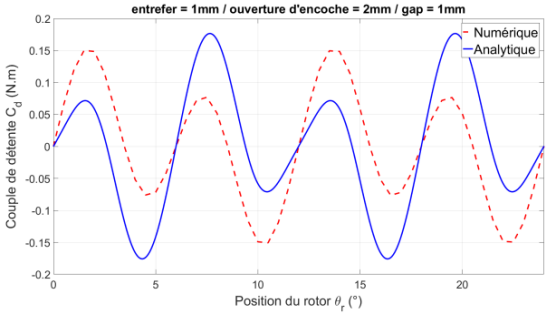


Fig. 21. Couples de détente numérique et analytique pour des gaps de 1mm.

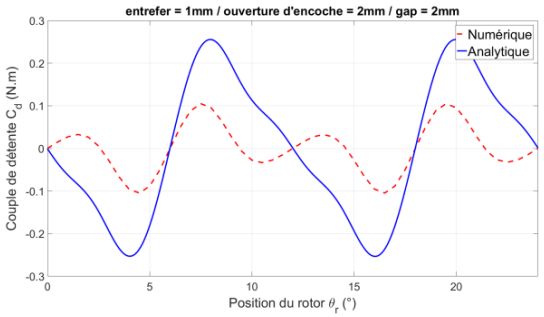


Fig. 22. Couples de détente numérique et analytique pour des gaps de 2mm de largeur.

Dans le cas d'insertion de gaps étroits, le couple de détente analytique est très différent de celui obtenu par le modèle numérique, en amplitude et en forme. Afin de comprendre pourquoi, la figure 23 présente la décomposition des couples de détentes analytique et numérique avec la contribution des encoches et des gaps pris séparément.

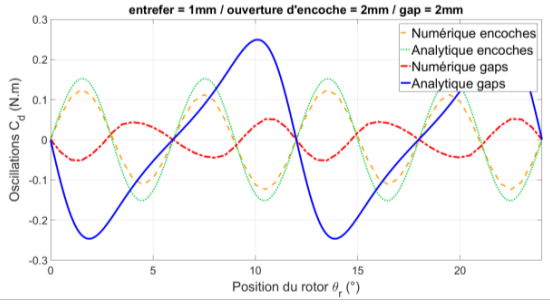


Fig. 23. Couples de détente numérique et analytique pour des gaps de 2mm : contribution des encoches et des gaps.

Le couple de détente dû aux encoches uniquement est bien modélisé par le modèle analytique puisqu'il est similaire au couple de détente numérique correspondant à une simulation d'une machine avec encoches sans gaps. En revanche les deux modèles divergent très fortement dans le cas d'une machine sans encoches, comprenant uniquement six gaps. L'effet des gaps sur le couple de détente n'est donc pas correctement pris en compte.

La visualisation des lignes de champ dans l'environnement numérique Flux2D permet d'identifier la raison de ces différences. Comme le montre la figure 24, lorsque la zone interpolaire est alignée avec un gap (partie encadrée sur la figure 24), une grande partie des lignes de champ correspondant au flux interpolaire des deux pôles passe à travers les gaps. Or le modèle analytique développé se base sur l'hypothèse que le flux magnétique n'est présent dans les gaps que sur une profondeur radiale du gap équivalente à une demi-largeur (β_0/2). On fait de plus l'hypothèse que les lignes de champs suivent un trajet circulaire canalisées dans les dents limitant le gap comme montré à la figure 2. Sur la figure 24, la pression magnétique s'exerçant sur les parois radiales du gap semble peu dépendre de l'induction d'entrefer au niveau de l'ouverture du gap. Or l'estimation analytique du couple de détente présuppose que la pression magnétique dépend exclusivement de l'induction à l'ouverture d'encoche. Ces hypothèses ne sont pas vérifiées dans le cadre des gaps étroits comme le montre la figure 24.

Par contre, dans le cas des larges gaps, ces phénomènes de traversées de flux sont minimisés par la barrière de flux que constitue le gap, ce qui est conforme aux hypothèses de l'utilisation de la fonction de perméance.

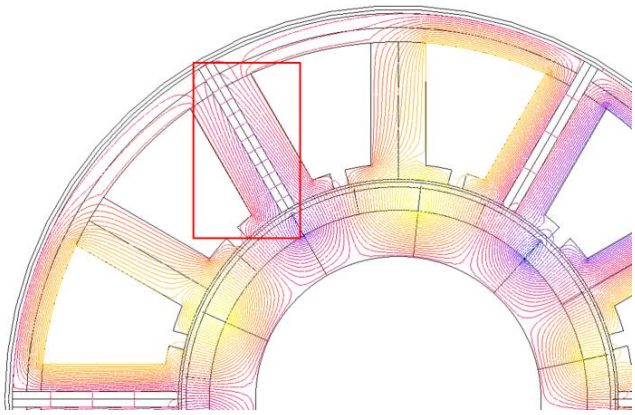
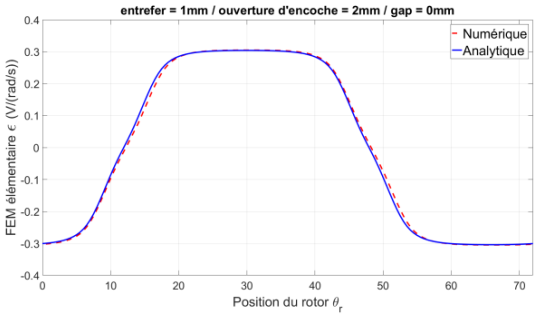


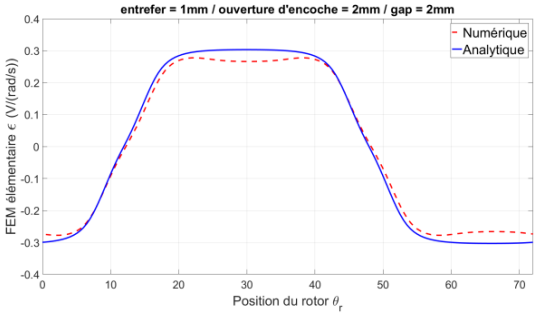
Fig. 24. Visualisation des lignes de champ sous Flux2D pour la MSAP avec un entrefer de 1mm et des gaps de 2mm.

Un perfectionnement du modèle analytique avec la prise en compte de ces phénomènes, constitue une piste d'exploration pour de futurs travaux afin d'obtenir une contribution plus réaliste des gaps au couple de détente.

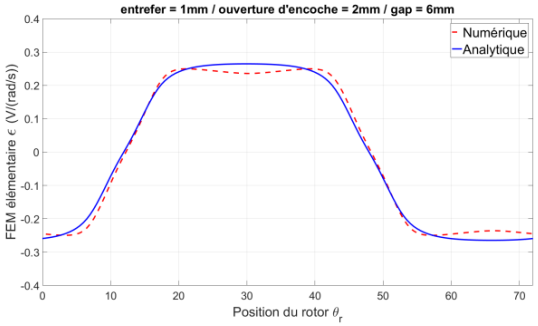
4.3. Forces électromotrices



(a) Sans gap



(b) Largeur de gap de 2mm

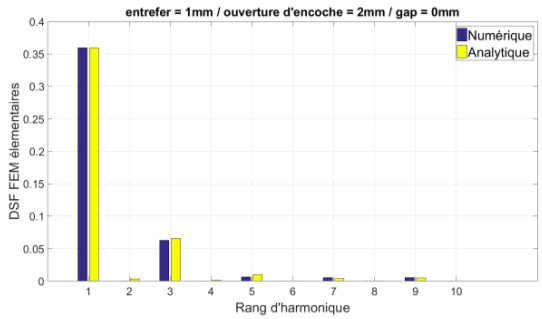


(c) Largeur de gap de 6mm

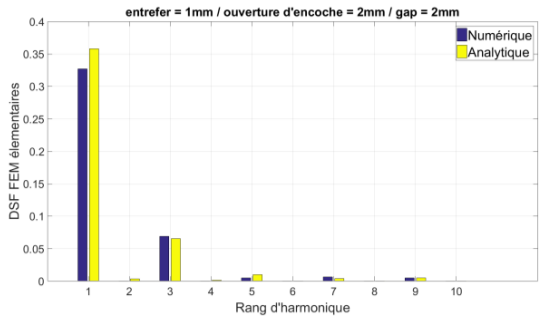
Fig. 25. Force électromotrice d'une phase à 1rd/s.

Les figures 25a, 25b et 25c présentent les formes d'ondes des FEM élémentaires de machines présentant des gaps de 0, 2 et 6mm calculées numériquement et par la méthode analytique présentée à la partie 3 (la FEM correspondant à un gap de 4mm a été présentée à la figure 9 pour illustration de la méthode). On constate que l'amplitude des FEM pour les MSAP sectorisées étudiées est bien estimée par le modèle analytique. La forme particulière induite par l'introduction de gaps (creux au centre du palier) n'est néanmoins pas modélisée par le modèle analytique utilisant le coefficient d'homogénéisation.

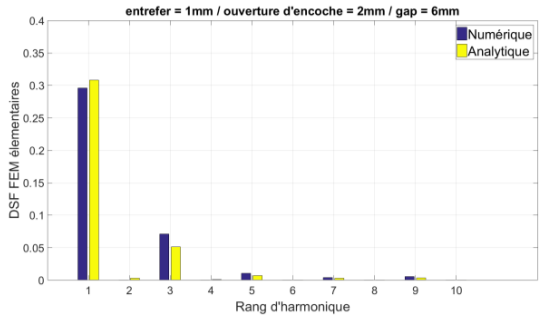
Cependant les analyses spectrales (figures 26a, 26b et 26c) montrent que le modèle analytique permet d'estimer correctement (moins de 10% de différence) l'amplitude du fondamental.



(a) Sans gap



(b) Largeur de gap de 2mm



(c) Largeur de gap de 6mm

Fig. 26. Analyse spectrale des force électromotrices d'une phase à 1rd/s.

On peut cependant noter que l'augmentation de la largeur du gap engendre une diminution de l'harmonique fondamental, tandis que l'harmonique 3 reste quasiment constant quel que soit la valeur de β_0.

5. CONCLUSIONS

Un modèle analytique est proposé permettant d'estimer les performances liées au champ crée par le rotor pour des machines à aimant dont le circuit magnétique statorique est sectorisé (les secteurs étant séparés par des gaps). Ce modèle

permet le calcul du champ crée par le rotor, de la force électromotrice et du couple de détente. Il a été validé par comparaison avec des calculs par éléments finis 2D et peut être utilisé à des fins de pré dimensionnement pour les machines à larges gaps. On constate cependant que ce modèle n'est plus valable lorsque l'on est en présence de gaps étroits, dans des configurations ou les flux magnétiques interpolaires tendent à traverser les gaps. Dans ce cas l'utilisation de ce modèle ne permet pas de calculer correctement certaines grandeurs, comme par exemple le couple de détente. La prise en compte des phénomènes électromagnétiques constatés dans le cas des gaps étroits constitue une piste de futurs développements pour des travaux de modélisation analytique de ces machines non conventionnelles.

6. REFERENCES

[1] Guang Jin Li, Bo Ren, Zi Qiang Zhu, « Design Guidelines for Fractional Slot Multi-Phase Modular Permanent Magnet Machines », IET Electric PowerApplications, Vol. 11, ISSN 1751-8660, July 2017, pp. 1023-1031.

[2] Guang Jin Lin, Zi Qiang Zhu, Martin Foster and Dave Stone, « Comparative studies of modular and unequal tooth PM machines either with or without tooth tips », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 50, No 7, July 2014.

[3] Amuliu Bogdan Proca, Ali Keyhani, Ahmed El-Antably, Wenzhe Lu and Min Dai, «Analytical model for permanent magnet motors with surface mounted magnets », IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, No 3, September 2003, pp. 386-391.

[4] Z. Q. Zhu and D. Howe, « Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors, Part III: effect of stator slotting », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 29, No 1, January 1993, pp. 143-151.

[5] Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte and B. Ackermann, « Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors, Part I: open-circuit field », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 29, No 1, January 1993, pp. 124-135.

[6] Cedrat News News n°67, « Cogging torque computation and meshing for radial electrical mototr in Flux », February 2015, 2 pages.

[7] J.F Charpentier, , « Contribution à la modélisation analytique des systèmes électromagnétiques basse fréquence au sein de leur environnement en vue de leur conception », Mémoire d'HDR, Université de Bretagne Occidentale, 2010, pp. 41-42. (téléchargeable à https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01208366/, dernière consultation 23/04/18).

[8] E. Matagne « Slot effect on the air-gap reluctance Carter-like calculation suitable for electric machines with large air-gap or surface-mounted permanent magnets », Electromotion vol. 15, no 4,2008, pp. 171-176.

B Coefficients d'homogénéisation

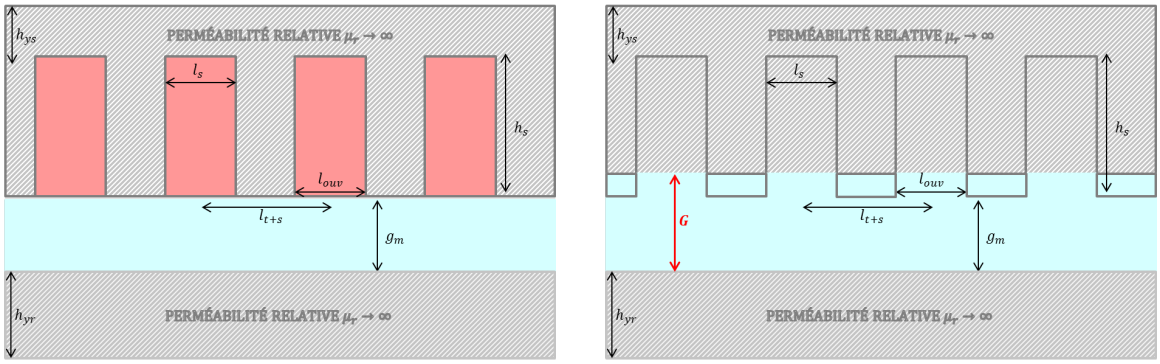
Dans le but de définir un coefficient d'homogénéisation global de l'entrefer [Mat ; ZH93b] il est d'abord nécessaire de déterminer l'épaisseur de l'entrefer équivalent. En effet, le choix entre les deux modèles d'homogénéisation dépend du fait que l'entrefer soit mince ou large. Ces deux cas correspondent respectivement au coefficient d'hominisation dit de Carter [Car26] et dit de Matagne [Mat].

B.1 Estimation de l'épaisseur de l'entrefer

La définition de l'épaisseur de l'entrefer magnétique g_m (h_g+h_m/ μ_r) dépend du pas d'encoche l_{t+s}. Il y a deux cas de figures :

- si $\frac{g_m}{l_{ts}} < 0,125$ (ou si $0,125 < \frac{g_m}{l_{ts}} < 0.5$ et que le rapport $\frac{l_{ouv}}{l_{ts}}$ est petit), l'entrefer sera considéré comme mince et le coefficient de Carter sera utilisé ;
- si $\frac{g_m}{l_{ts}} > 0,5$ (ou si $0,125 < \frac{g_m}{l_{ts}} < 0.5$ et que le rapport $\frac{l_{ouv}}{l_{ts}}$ est proche de 1), l'entrefer sera considéré comme large et le coefficient de Matagne sera utilisé.

Les différents paramètres et la structure d'un entrefer encoché puis du même entrefer homogénéisé sont présentés figure V.15.



(a) Entrefer encoché.

(b) Nouvel entrefer homogénéisé.

FIGURE V.15: Structures d'entrefer.

Il est a noter que la majorité des MSAP possèdent un grand entrefer.

B.2 Coefficient de Carter : cas d'un petit entrefer

Dans le cas d'un entrefer mince, le nouvel entrefer homogénéisé sera : $G = k_c \cdot g_m$. Le facteur k_c correspond au coefficient de Carter et est donné par l'équation (V.26) avec le coefficient σ décrit par l'équation (V.27).

$$k_c = \frac{l_{ts}}{l_{ts} - \sigma l_{ouv}} \tag{V.26}$$

$$\sigma = \frac{2}{\pi} \arctan\left(\frac{l_{ouv}}{2g_m}\right) - \frac{1}{\pi}\frac{2g_m}{l_{ouv}} \ln\left[1 + \left(\frac{l_{ouv}}{2g_m}\right)^2\right] \tag{V.27}$$

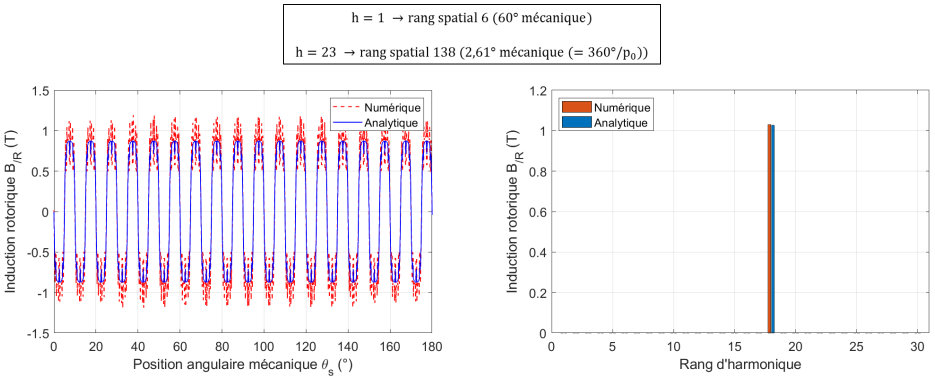
B.3 Coefficient de Matagne : cas d'un grand entrefer

Dans le cas d'un grand entrefer le nouvel entrefer homogénéisé sera : $G = g_m + \mu_0 R_e$. R_e est appelée reluctance de surface de l'entrefer et est obtenue par l'équation (V.28).

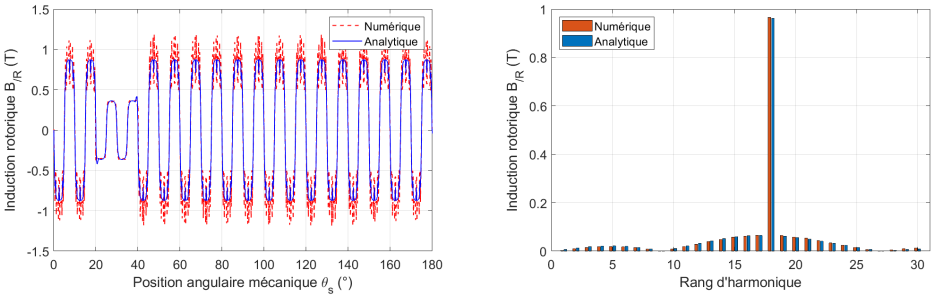
$$R_e = \frac{l_{ts}}{2\pi\mu_0}\left[\left(1+\frac{l_{ouv}}{l_{ts}}\right)\ln\left(1+\frac{l_{ouv}}{l_{ts}}\right)+\left(1-\frac{l_{ouv}}{l_{ts}}\right)\ln\left(1-\frac{l_{ouv}}{l_{ts}}\right)\right] \tag{V.28}$$

C Courbes EM

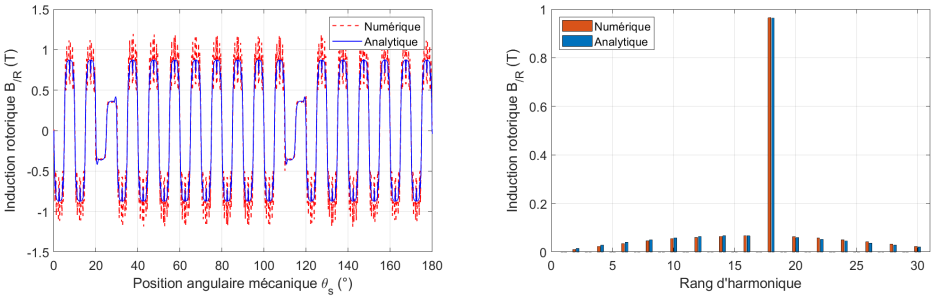
C.1 Induction créée par les aimants : PSS



(a) Sans sectorisation.



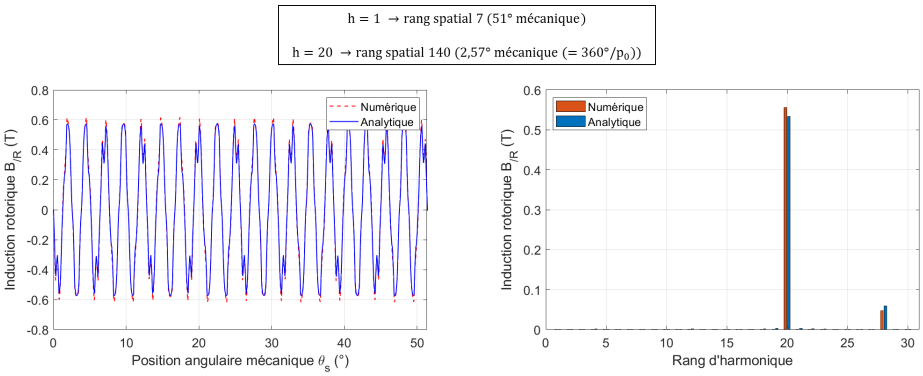
(b) PSS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 2$ gaps.



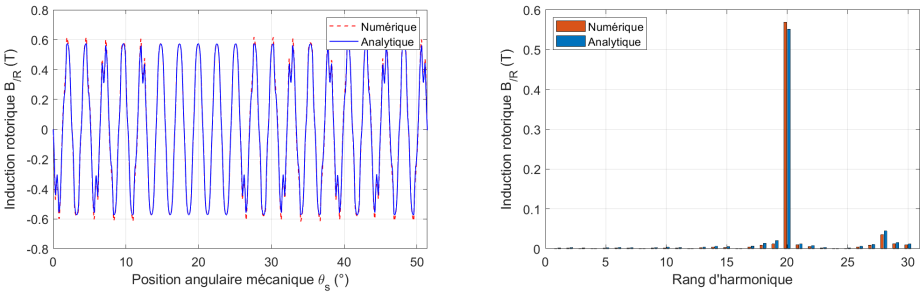
(c) PSS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 4$ gaps.

FIGURE V.16: Inductions magnétiques rotoriques pour le moteur de propulsion PSS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

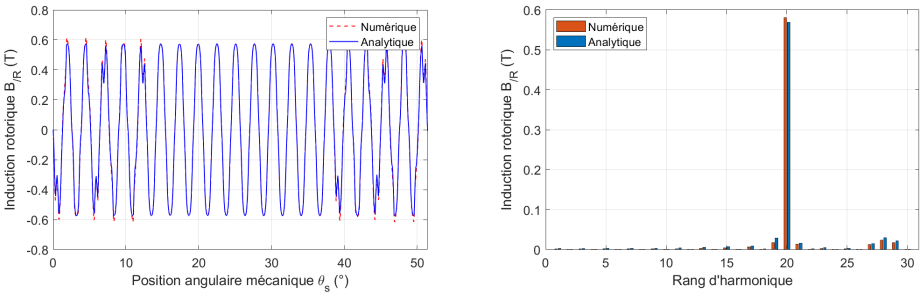
C.2 Induction créée par les aimants : HSS



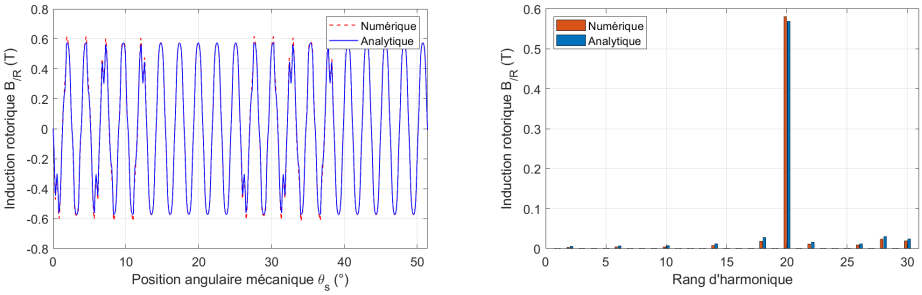
(a) Machine de référence.



(b) HSS avec $p_{gap} = 0{,}25$ et $n_{gap} = 7$ gaps ferromagnétiques.



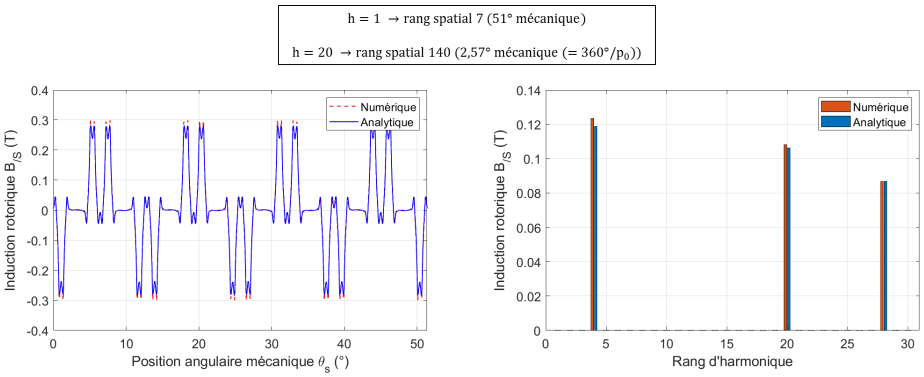
(c) HSS avec $p_{gap} = 0{,}50$ et $n_{gap} = 7$ gaps ferromagnétiques.



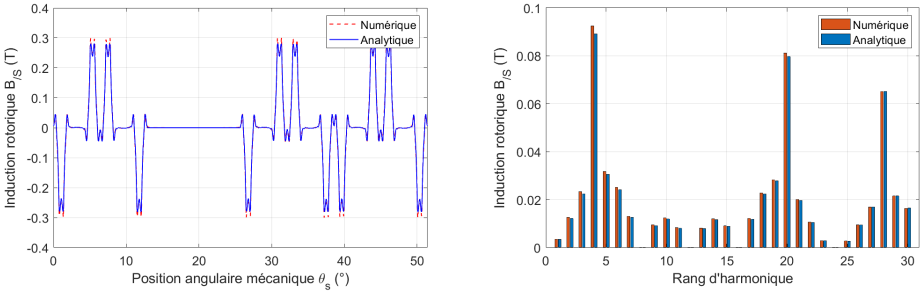
(d) HSS avec $p_{gap} = 0{,}50$ et $n_{gap} = 14$ gaps ferromagnétiques.

FIGURE V.17: Formes d'ondes et analyses spectrales des inductions rotoriques de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec différents p_{gap}.

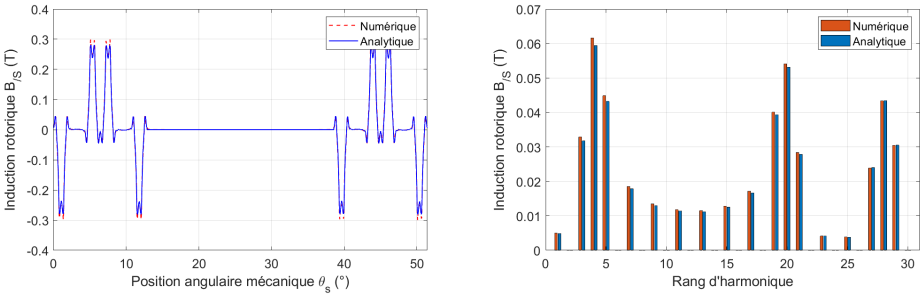
C.3 Induction créée par les bobinages : HSS



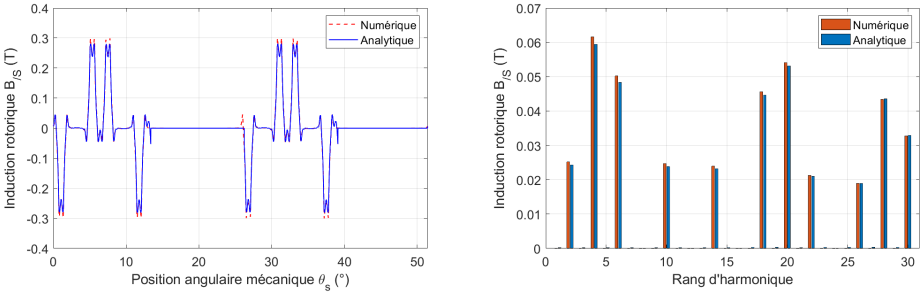
(a) Machine de référence.



(b) HSS avec $p_{gap} = 0{,}25$ et $n_{gap} = 7$ gaps amagnétiques.



(c) HSS avec $p_{gap} = 0{,}50$ et $n_{gap} = 7$ gaps amagnétiques.



(d) HSS avec $p_{gap} = 0{,}50$ et $n_{gap} = 14$ gaps amagnétiques.

FIGURE V.18: Formes d'ondes et analyses spectrales des inductions statoriques de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec différents p_{gap}.

C.4 Pressions magnétiques radiales

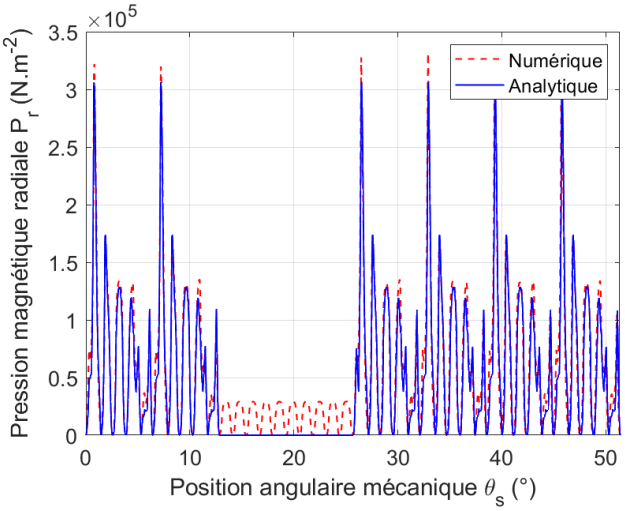


FIGURE V.19: Comparaison des pressions magnétiques analytique et numérique de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $p_{gap} = 0{,}25$ et $n_{gap} = 7$ gaps à $\theta_r = 0°$.

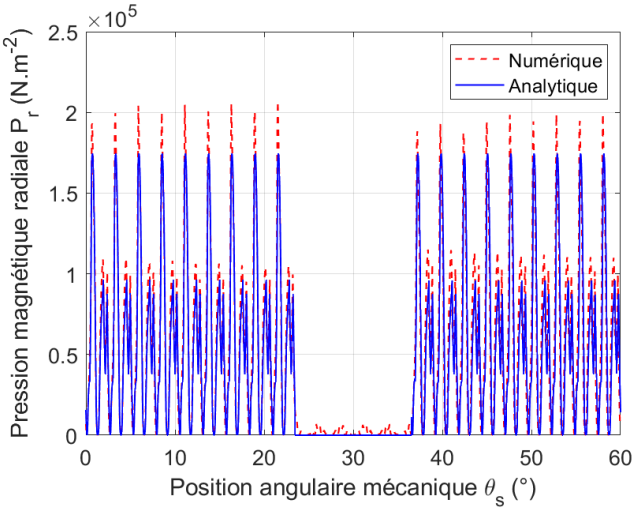
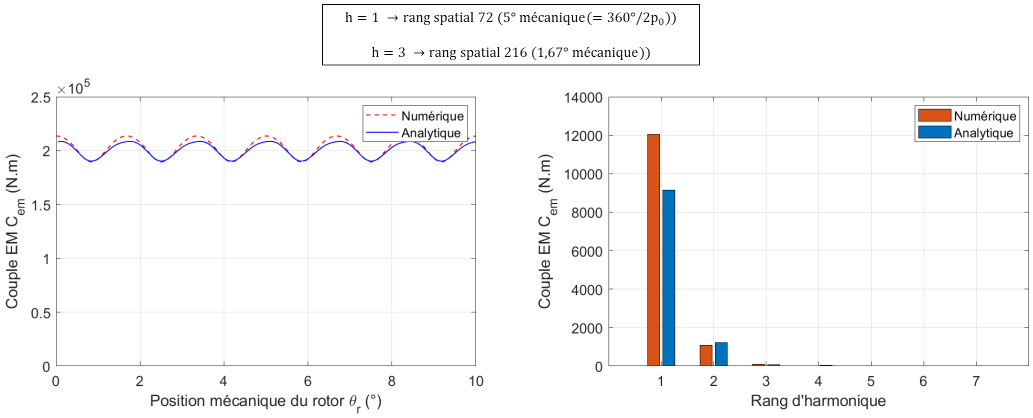


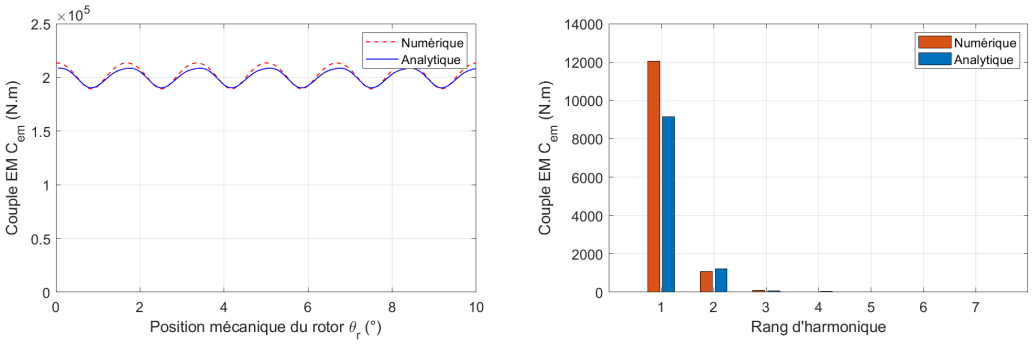
FIGURE V.20: Comparaison des pressions magnétiques analytique et numérique de la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec $p_{gap} = 0{,}217$ et $n_{gap} = 6$ gaps à $\theta_r = 0°$.

Il est important de noter que la pression magnétique calculée à partir des modèles numériques n'est pas nulle au niveau du gap. Elle est estimée à partir des inductions calculées par EF2D et le rotor créé une onde dans l'entrefer, quelque soit la configuration du stator en face. Cette onde est nulle au niveau du gap avec le modèle analytique puisqu'elle n'a pas de sens physique dans l'estimation des pressions magnétiques.

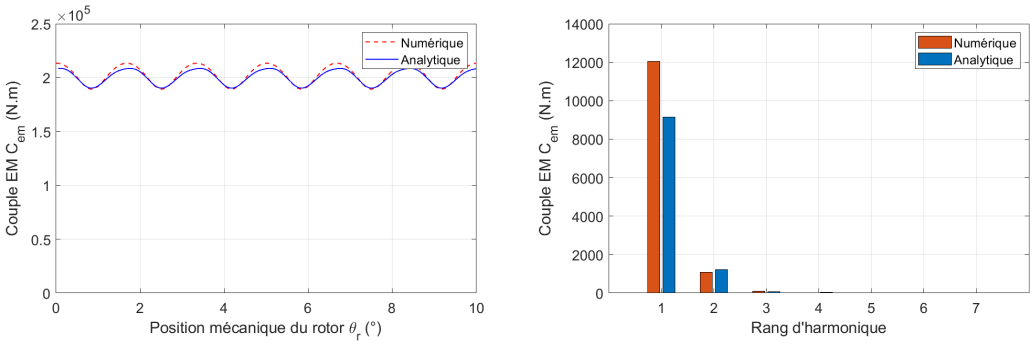
C.5 Couple électromagnétique : PRS



(a) Sans sectorisation.



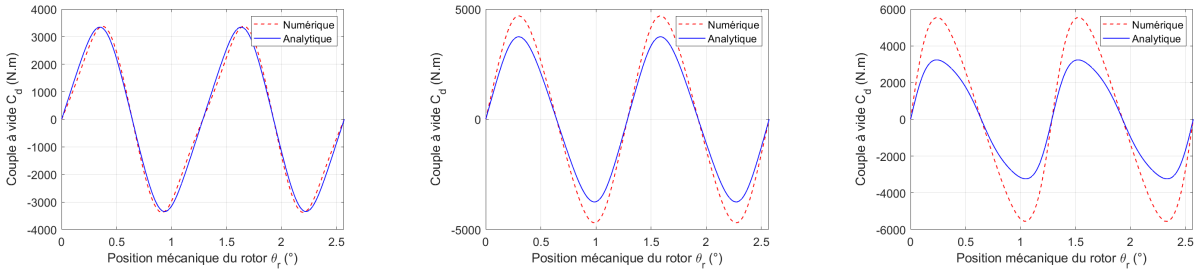
(b) PRS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 2$ gaps.



(c) PRS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 4$ gaps.

FIGURE V.21: Formes d'ondes et contenus harmoniques des couples EM obtenus par calculs analytiques et numériques le moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

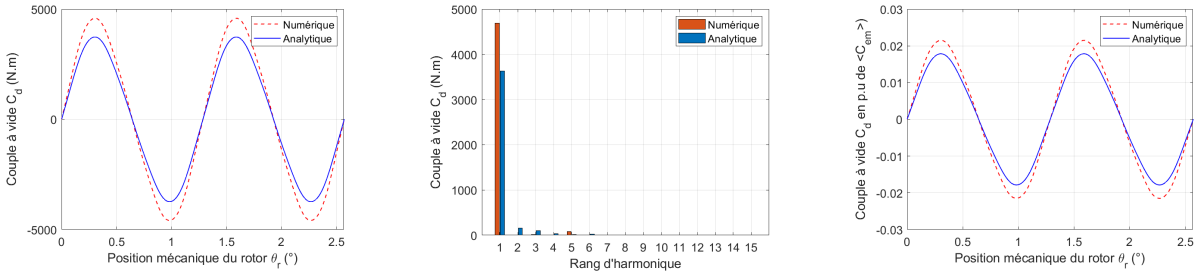
C.6 Couple à vide : structure sectorisée non encochée



(a) $\beta_m = 0{,}5$. (b) $\beta_m = 0{,}7$. (c) $\beta_m = 1$.

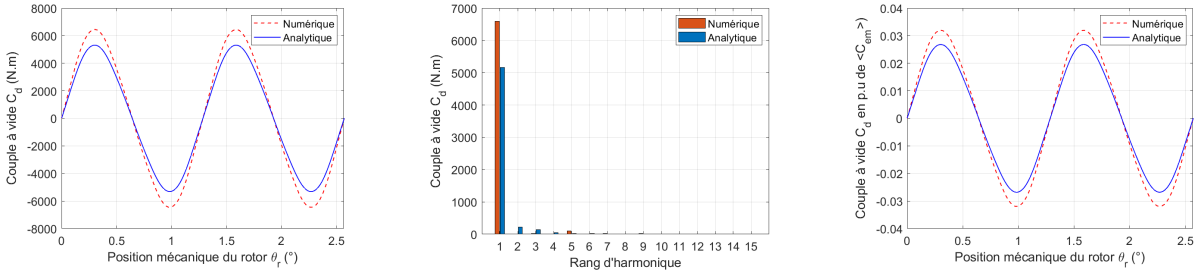
FIGURE V.22: Comparaison des couples à vide pour une structure non encochée avec 7 gaps amagnétiques, pour différents β_m et $h_g = 20$ mm .

C.7 Couple à vide : HSS



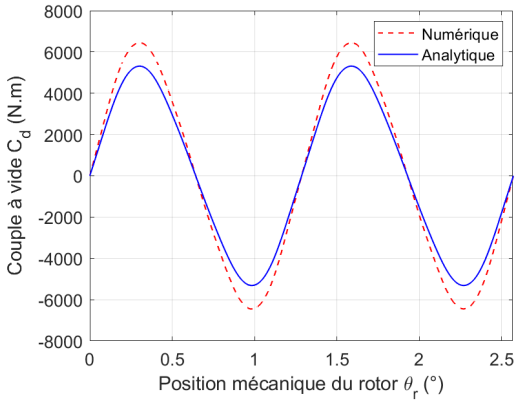
(a) Formes d'ondes. (b) Analyse spectrale. (c) Formes d'ondes en p.u. du couple électromagnétique.

FIGURE V.23: Comparaison des couples à vide de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $p_{gap} = 0{,}25$ et 7 gaps amagnétiques.

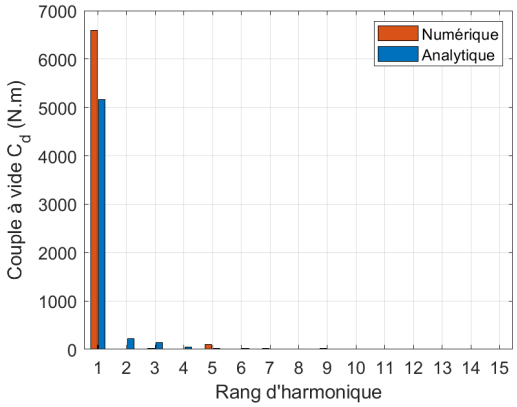


(a) Formes d'ondes. (b) Analyse spectrale. (c) Formes d'ondes en p.u. du couple électromagnétique.

FIGURE V.24: Comparaison des couples à vide de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec $p_{gap} = 0{,}50$ et 7 gaps amagnétiques.

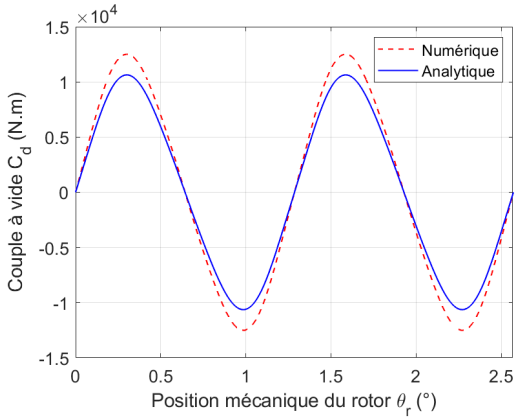


(a) Formes d'ondes.

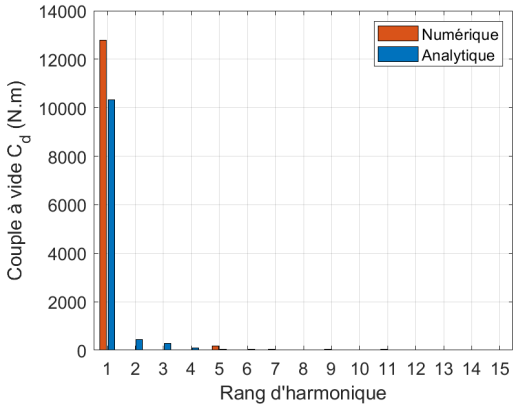


(b) Analyses spectrales.

FIGURE V.25: Couples à vide de la génératrice du cahier des charges HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec 50% de sectorisation et 7 gaps amagnétiques.



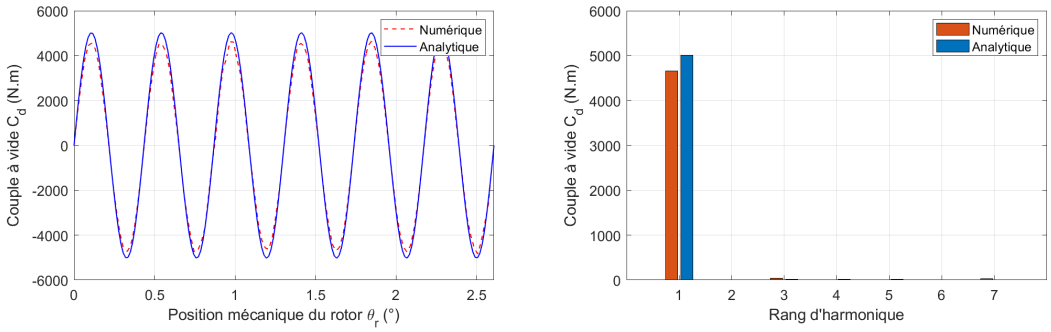
(a) Formes d'ondes.



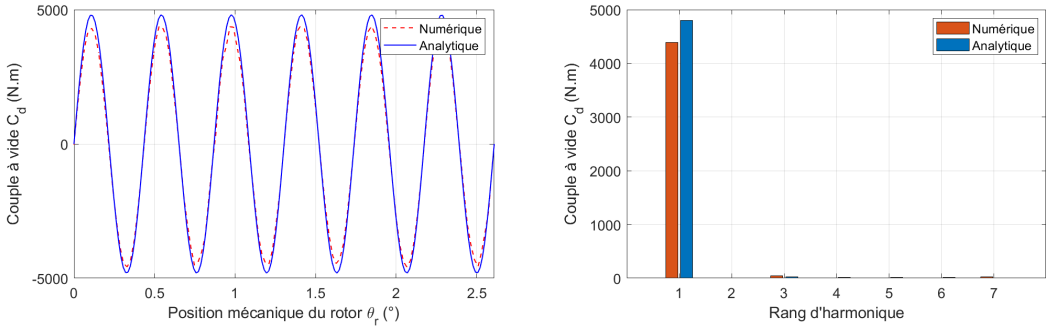
(b) Analyses spectrales.

FIGURE V.26: Couples à vide de la génératrice HSS ($p_0 = 140$, $S_{pp} = 2/5$) avec 50% de sectorisation et 14 gaps amagnétiques.

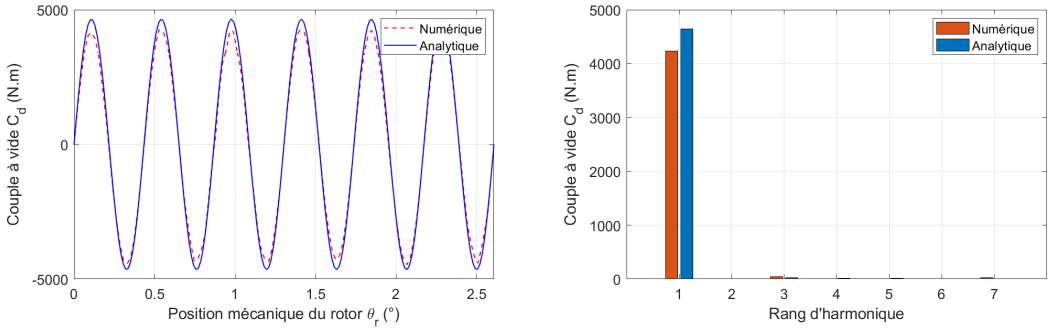
C.8 Couple à vide : HRS



(a) Machine de référence.



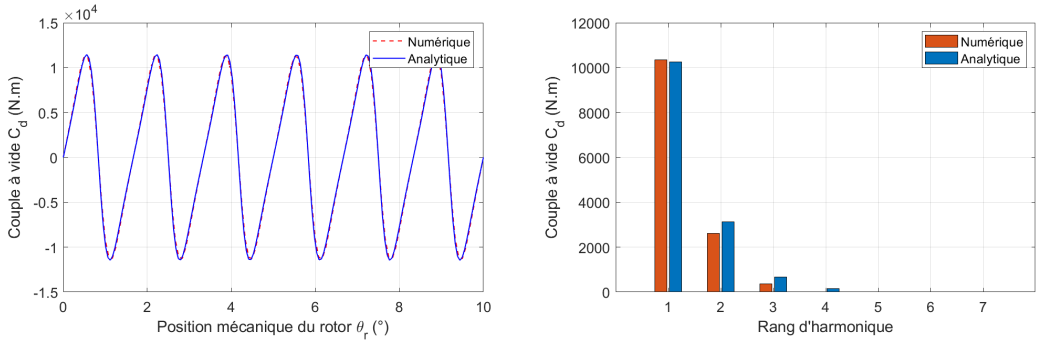
(b) HRS avec $p_{gap} = 0{,}217$ et 6 gaps amagnétiques.



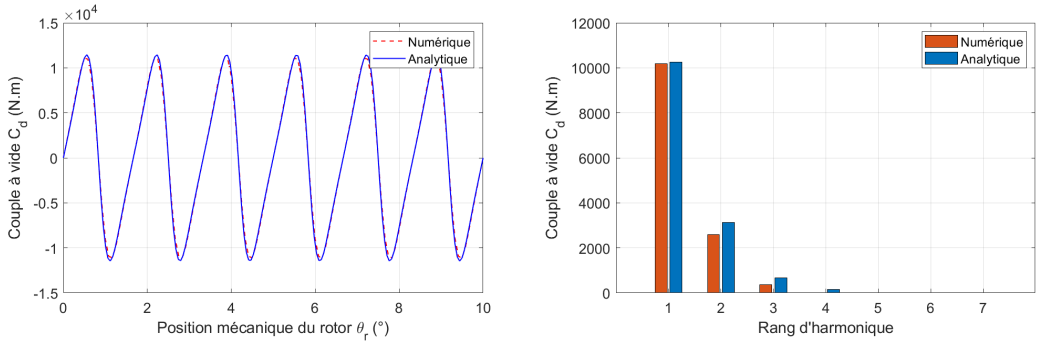
(c) HRS avec $p_{gap} = 0{,}391$ et 6 gaps amagnétiques.

FIGURE V.27: Comparaison des couples à vide pour la génératrice HRS ($p_0 = 138$, $S_{pp} = 1/2$) avec différents p_{gap}.

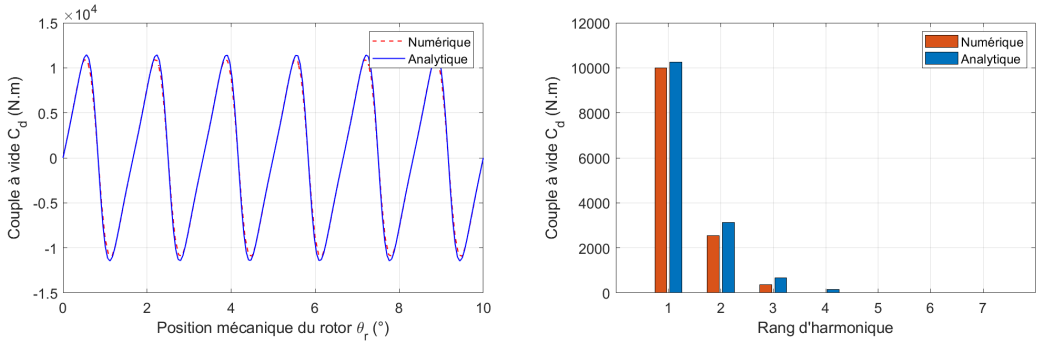
C.9 Couple à vide : PRS



(a) Sans sectorisation.



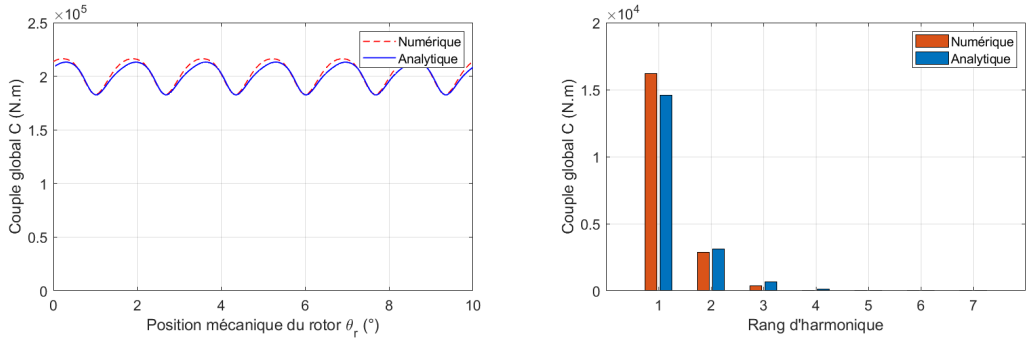
(b) PRS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 2$ gaps.



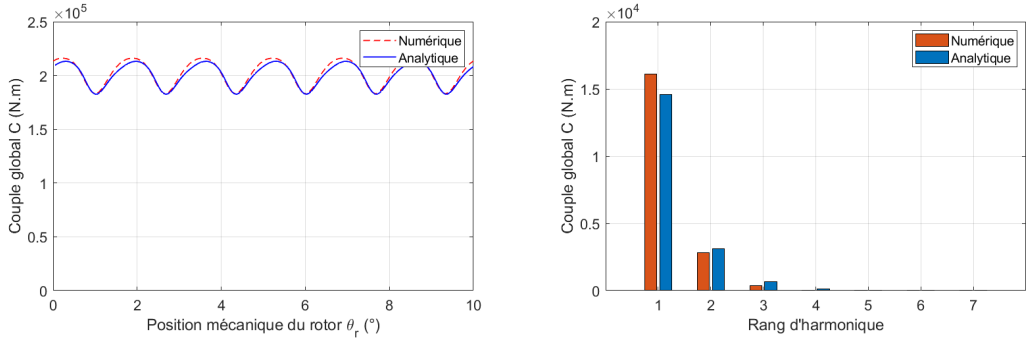
(c) PRS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 4$ gaps.

FIGURE V.28: Couples à vide du moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

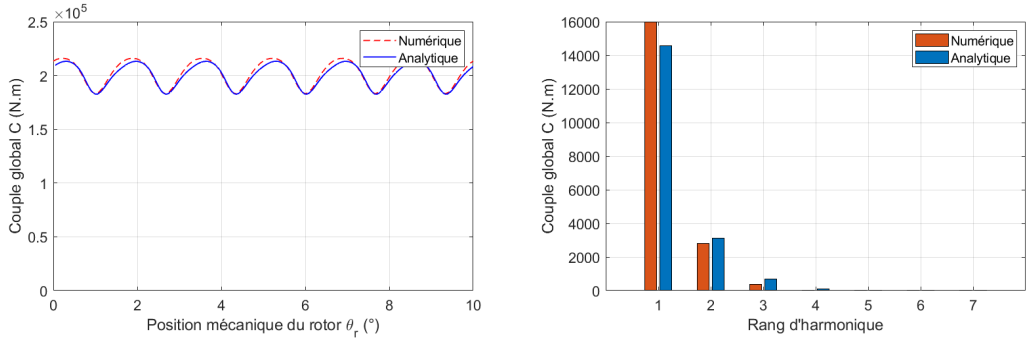
C.10 Couple total : PRS



(a) Sans sectorisation.



(b) PRS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 2$ gaps.



(c) PRS avec $p_{gap} = 4/36$ et $n_{gap} = 4$ gaps.

FIGURE V.29: Couples globaux du moteur PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

D Notions de densités de conducteur et de courant

D.1 Densité de conducteur

La densité de conducteurs D se présente sous forme de matrice à m colonnes (où m est le nombre de phases du bobinage). Le nombre de lignes correspond au nombre d'encoches et permet ainsi de représenter le bobinage dans chaque encoche. A titre d'exemple les densités de conducteurs des machines à $S_{pp} = 2/5$, $1/2$, et 1 encoche par pôle et par phase sont proposées. Les bobinages de chaque cas sont représentés sur les figures et les matrices correspondantes sont décrites sur le nombre d'encoche réduit (la matrice complète étant une répétition de ce motif).

La densité de conducteur d'une machine triphasée à $S_{pp} = 2/5$ et $n_c = 1$ couche est :

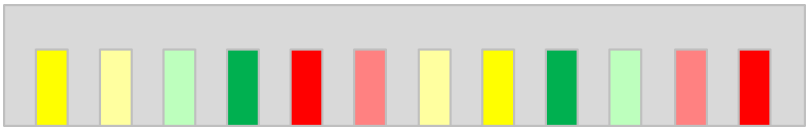


FIGURE V.30: Bobinage d'une machine triphasée à $S_{pp} = 2/5$ mono couche (comme celui de la HSS).

$$D = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \tag{V.29}$$

Dans le cas d'un bobinage triphasé à $S_{pp} = 1/2$ et $n_c = 2$ couches, la densité de conducteur s'écrit :



FIGURE V.31: Bobinage d'une machine triphasée à $S_{pp} = 1/2$ double couches (comme celui de la HRS).

$$D = \begin{bmatrix} 0{,}5 & -0{,}5 & 0 \\ -0{,}5 & 0 & 0{,}5 \\ 0 & 0{,}5 & -0{,}5 \end{bmatrix} \tag{V.30}$$

Pour un bobinage triphasé mono couche à $S_{pp} = 1$, la densité de conducteur devient :

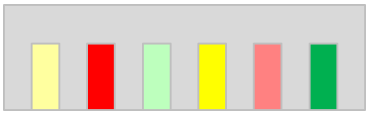


FIGURE V.32: Bobinage d'une machine triphasée à $S_{pp} = 1$ mono couche (comme celui du propuseur PSS et du PRS).

$$D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \tag{V.31}$$

La densité de conducteurs D_i de la phase i (i.e. la colonne i de la matrice D) est donnée en fonction de la densité de conducteurs adimensionnelle $d_i(\theta_s)$ par l'équation suivante [Scu20] :

$$D_i(\theta_s) = \frac{n_{cd}}{R_s \epsilon_s} d_i(\theta_s) \tag{V.32}$$

n_{cd} est le nombre de conducteurs, R_s est le rayon du stator et ϵ_s correspond à la largeur d'encoche.

La densité de conducteurs pour la phase i peut être décomposés en série de Fourir par l'équation :

$$D_i(\theta_s) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} (\widehat{D_i})_v \, \mathrm{e}^{jv\theta_s} \tag{V.33}$$

où v est le rang d'harmonique.

Il vient alors les coefficients de Fourier de la densité de conducteurs pour la phase i :

$$\widehat{D_i}_v = \frac{n_{cd}}{R_s \epsilon_s} (\widehat{d_i})_v \tag{V.34}$$

$(\widehat{d_i})_v$ est la densité de conducteurs adimensionnelle [Scu20] et est donnée, pour l'harmonique v, par l'équation :

$$(\widehat{d_i})_v = \frac{1}{\pi v} sin\left(v\frac{\epsilon_s}{2}\right) \frac{Q_{s0}}{m} \widehat{K^i_{w,v}} \tag{V.35}$$

Q_{s0} est le nombre d'encoches de la machine.

On obtient finalement les coefficients de Fourier de la densité de conducteurs :

$$\widehat{D_i}_v = \frac{n_{cd}}{R_s \epsilon_s} \frac{1}{\pi v} sin\left(v\frac{\epsilon_s}{2}\right) \frac{Q_{s0}}{m} \widehat{K^i_{w,v}} \tag{V.36}$$

D.2 Densité de courant

A partir de la fonction de densité des conducteurs D_i pour la phase i, et connaissant le courant I_i circulant dans ces conducteurs, il est possible de déterminer la densité de courant $k(\theta_s, t)$ du système par l'équation (V.37) [Scu20]. Il faut alors sommer le produit de la densité de conducteurs par le courant pour les m phases.

$$k(\theta_s, t) = \sum_{i=1}^{m} D_i(\theta_s) I_i(t) \tag{V.37}$$

On obtient alors les coefficients de Fourier de la densité de courant comme suit :

$$\widehat{k(\theta_s)}_v = \widehat{D}_{iv} I_i = \frac{n_{cd}}{R_s \epsilon_s} \frac{1}{\pi v} sin\left(v\frac{\epsilon_s}{2}\right) \frac{Q_{s0}}{m} \widehat{K^i_{w,v}} I_i \tag{V.38}$$

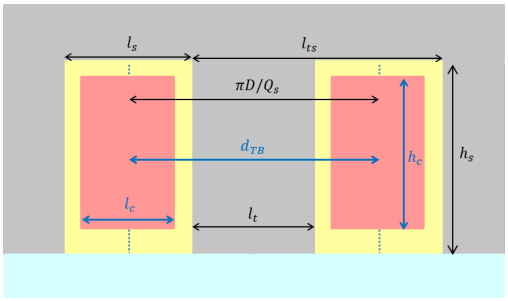
D.3 Coefficient de bobinage complexe

Le coefficient de bobinage complexe peut être estimé à partir de la décomposition spectrale (fonction *fft* dans l'équation (V.39)) de la densité de conducteur sur les Q_{s0} encoches [Scu20].

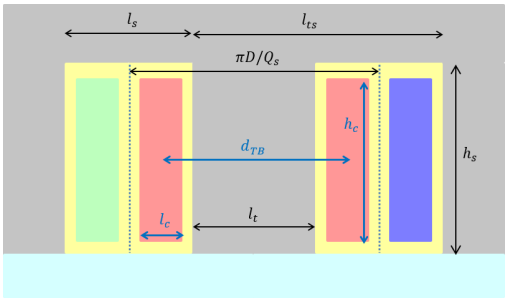
$$\widehat{K^i_{w,v}} = \frac{m}{Q_{s0}} \, \mathrm{fft}(D_i) \tag{V.39}$$

E Estimation de l'inductance de fuite dans les têtes de bobines

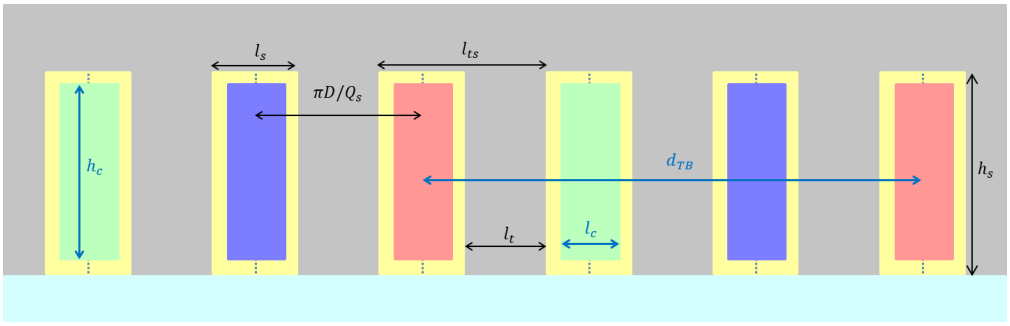
Cette annexe donne les expressions des paramètres D_{tb}, k_1 et k_2 utilisés dans l'équation (III.20) (au chapitre III) pour estimer les inductances de fuite relative aux têtes de bobines pour les bobinages des machines étudiées présentés aux figures V.33 et V.34.



(a) Bobinage concentré mono-couche.



(b) Bobinage oncentré double couche.



(c) Bobinage réparti à 1 encoche par pôle et par phase.

FIGURE V.33: Représentation des bobinages étudiés dans le manuscrit.

- Les diamètres moyens d'une tête de bobine pour des bobinages concentrés mono-couche ($n_c = 1$) et double couches ($n_c = 2$) :

$$d_{tb}(n_c = 1) = \frac{\pi D}{Q_{s0}} \tag{V.40}$$

$$d_{tb}(n_c = 2) = \frac{l_s}{4} + l_t + \frac{l_s}{4} = \frac{1}{2}(1 + \beta_t)\frac{\pi D}{Q_{s0}} \tag{V.41}$$

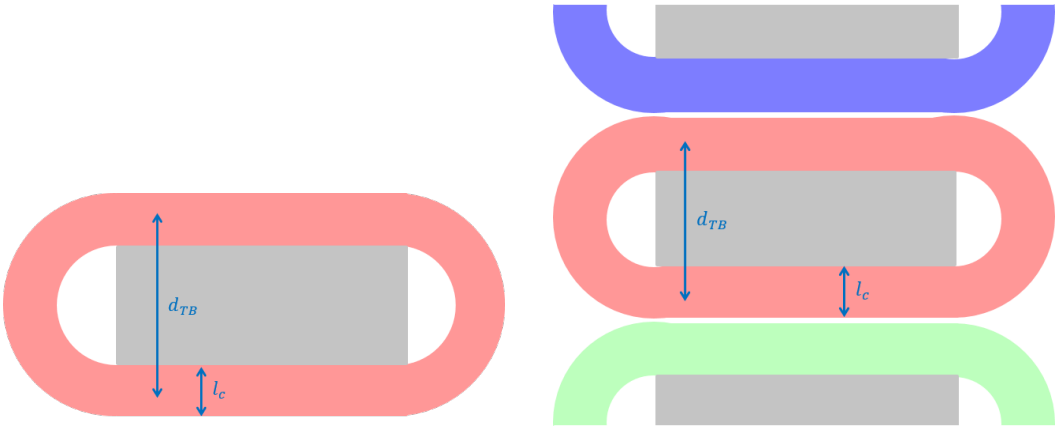
Et pour un bobinage réparti à 1 encoche par pôle et par phase :

$$d_{tb}(n_c = 1) = 3\frac{\pi D}{Q_{s0}} \tag{V.42}$$

- Le coefficient k_1 est déterminé par la formule d'une suite comme [PK14] :

$$k_1 = \frac{2\beta}{\pi}\left[\left(\ln\frac{4}{\beta} - \frac{1}{2}\right) + \frac{\beta^2}{8}\left(\ln\frac{4}{\beta} + \frac{1}{8}\right)\right] - \frac{2\beta}{\pi}\left[\frac{\beta^2}{64}\left(\ln\frac{4}{\beta} - \frac{2}{3}\right) + \frac{5\beta^6}{1024}\left(\ln\frac{4}{\beta} - \frac{109}{120}\right)...\right] \tag{V.43}$$

avec $\beta = h_c/d_{tb}$.



(a) Bobinage concentré mono-couche. (b) Bobinage oncentré double couche.

FIGURE V.34: Représentation des bobines vues du dessus.

- Le coefficient k_2 est estimé à partir de la fonction suivante :

$$k_2 = f_1 \, \mathrm{e}^{f_2 l_c/d_{tb}} + f_3 \, \mathrm{e}^{f_4 l_c/d_{tb}} \tag{V.44}$$

Les fonctions f_1, f_2, f_3 et f_4 dépendent du rapport h_c/l_c.
Si $h_c/l_c \leq 1$, on a :

$$f_1 = -0,0638 \left(\frac{h_c}{l_c}\right)^2 + 0,3298 \frac{h_c}{l_c} - 0,001973 \tag{V.45}$$

$$f_2 = -0,1165 \left(\frac{h_c}{l_c}\right)^2 + 0,0389 \frac{h_c}{l_c} - 0,3941 \tag{V.46}$$

$$f_3 = 0,06118 \left(\frac{h_c}{l_c}\right)^2 - 0,03218 \frac{h_c}{l_c} + 0,001861 \tag{V.47}$$

$$f_4 = -1,167 \left(\frac{h_c}{l_c}\right)^2 + 0,3721 \frac{h_c}{l_c} - 5,587 \tag{V.48}$$

Sinon on a :

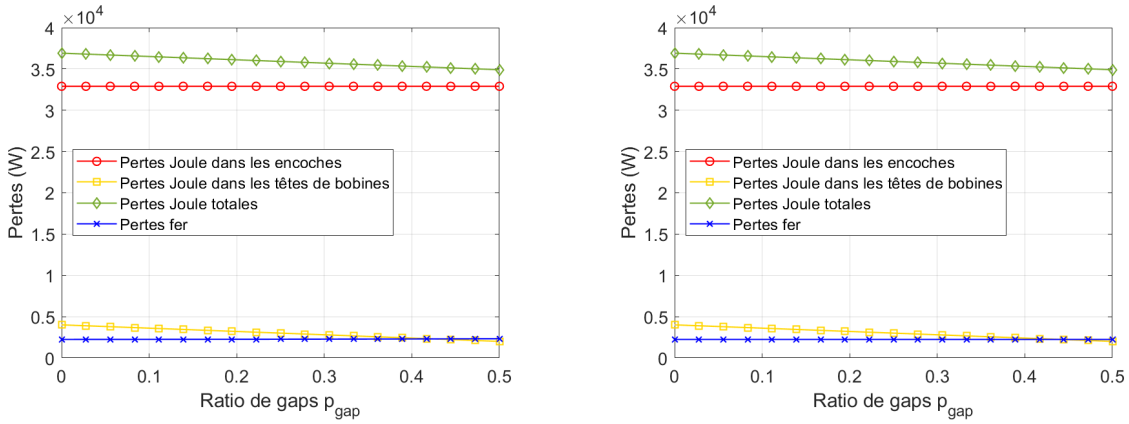
$$f_1 = -0,2652 \left(\frac{l_c}{h_c}\right)^2 + 0,6943 \frac{h_c}{l_c} - 0,01944 \tag{V.49}$$

$$f_2 = -8,246 \, \mathrm{e}^{-20,14 \frac{l_c}{h_c}} - 0,2779 \, \mathrm{e}^{-0,3369 \frac{l_c}{h_c}} \tag{V.50}$$

$$f_3 = \frac{-0,001548 \frac{l_c}{h_c} + 0,0003029}{\left(\frac{l_c}{h_c}\right)^4 - 2,211 \left(\frac{l_c}{h_c}\right)^3 + 1,1485 \left(\frac{l_c}{h_c}\right)^2 - 0,2759 \frac{l_c}{h_c} + 0,01816} \tag{V.51}$$

$$f_4 = \frac{-2,493 \left(\frac{l_c}{h_c}\right)^2 + 0,8325 \frac{l_c}{h_c} - 0,4384}{\left(\frac{l_c}{h_c}\right)^3 + 0,03686 \left(\frac{l_c}{h_c}\right)^2 - 0,2928 \frac{l_c}{h_c} + 0,05966} \tag{V.52}$$

F Évolution des pertes du cahier des charges propulseur



(a) Sectorisation ferromagnétique.

(b) Sectorisation amagnétique.

FIGURE V.35: Évolution des pertes du moteur de propulsion avec sectorisation du stator ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

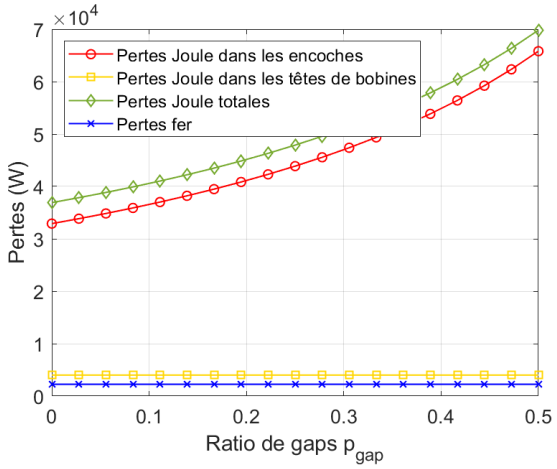


FIGURE V.36: Évolution des pertes du moteur de propulsion avec sectorisation du rotor PRS ($p_0 = 36$, $S_{pp} = 1$).

G Homogénéisation du coefficient de conduction de l'encoche (milieu isolant + bobinage)

L'encoche contient un bobinage rectangulaire avec $n_{cd} = 6$ conducteurs. Chaque spire est entourée d'isolant dont l'épaisseur est δ_h pour la hauteur et δ_l pour la largeur, comme présenté à la figure V.37a. L'étude peut se faire sur un seul conducteur correspondant à la zone encadrée en rouge dans la figure V.37a. La figure V.37b sera le milieu étudié dans le cas d'un flux thermique radial (de haut en bas), et la figure V.37c pour une flux thermique transversal (de gauche à droite)

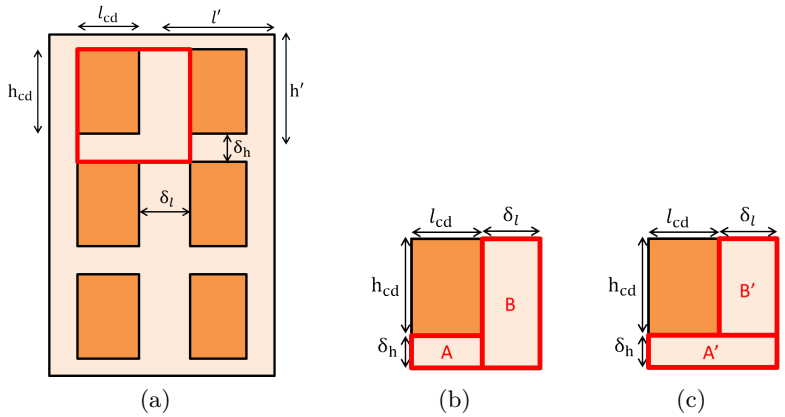


FIGURE V.37: Représentation d'une encoche de conductivité thermique hétérogène (a) avec 6 conducteurs rectangulaires, ramené à une zone hétérogène d'un seul conducteur dans le cas d'un flux thermique (b) radial et (c) transversal.

La conductivité thermique du cuivre étant 1000 fois supérieure à celle de l'isolant (tableau V.2), sa résistance thermique peut être considérée comme nulle. La résistance équivalente du milieu conducteur + isolant de la figure V.37b est donnée en fonction des résistances R_A et R_B des zones A et B en parallèle par l'équation (V.53) :

$$R_{eq} = \frac{R_A.R_B}{R_A + R_B} \tag{V.53}$$

Avec les dimensions des zones A et B, pour une conductivité thermique k_i de l'isolant, et en considérant un flux thermique radial (du bas vers le haut), il vient les résistances par unités de longueurs R_A et R_B des zones A et B (équations (V.54) et (V.55)). Ces dernières dépendent des dimensions du conducteur h_{cd} et l_{cd}.

$$R_A = \frac{\delta_h}{k_i.l_{cd}} \tag{V.54}$$

$$R_B = \frac{h_{cd} + \delta_h}{k_i.\delta_l} \tag{V.55}$$

Les expressions des résistances R_A et R_B permettent d'obtenir une nouvelle expression de la résistance équivalente du milieu (équation (V.56)).

$$R_{eq} = \frac{h'}{k_i \left(\delta_l + \frac{l_{cd}.h'}{\delta_h}\right)} \tag{V.56}$$

En considérant une conductivité thermique k_{moy} dans l'encoche homogénéisée, la résistance équivalente du milieu conducteur + isolant de dimensions $k' \times l'$ (figure V.37b) peut également s'écrire :

$$R_{eq} = \frac{h'}{k_{moy}.l'} \tag{V.57}$$

Il vient ainsi l'expression de la conductivité thermique k_{moy} homogénéisée :

$$k_{moy} = k_i \left(\frac{\delta_l}{l'} + \frac{l_{cd}.h'}{\delta_h.l'} \right) \tag{V.58}$$

De la même manière pour un flux thermique transversal, il vient l'équation (V.59). Le sens du flux n'impacte pas la valeur de la conductivité homogénéisée. La valeur obtenue sera la même lorsque l'on considère un flux thermique radial ou transversal, pour un même système.

$$k'_{moy} = k_i \left(\frac{l'.h_{cd}}{\delta_l.h'} + \frac{\delta_h}{h'} \right) \tag{V.59}$$

Les coefficients peuvent être explicités en fonction du cas test par les équations suivantes :

$$h' = h_s/3 \tag{V.60}$$

$$l' = l_s/2 \tag{V.61}$$

$$h_{cd} = \sqrt{k_r}.h' = \sqrt{k_r}\frac{h_s}{3} \tag{V.62}$$

$$l_{cd} = \sqrt{k_r}.l' = \sqrt{k_r}\frac{l_s}{2} \tag{V.63}$$

$$\delta_h = h' - h_{cd} = \frac{h_s}{3}.\left(1 - \sqrt{k_r}\right) \tag{V.64}$$

$$\delta_l = l' - l_{cd} = \frac{l_s}{2}.\left(1 - \sqrt{k_r}\right) \tag{V.65}$$

H Résultats des simulations thermiques analytiques

H.1 Résistances thermiques

H.1.1 Surfaces de transfert

Les surfaces sont supposées ne pas dépendre du rayon pour toutes les zones allant de l'entrefer à la culasse du stator, ce qui permet de se placer dans l'hypothèse de volumes parallélépipédiques (comme sur la figure V.1b). Cette hypothèse est vérifiée puisque la différence entre les surfaces intérieures et extérieures du stator est inférieure à 2% pour ce cahier des charges. Les surfaces nécessaires au calcul des résistances de conduction sont exprimées par les équations (V.66) à (V.73).

i) Sous une largeur d'encoche :

- Pour la tuyère :

$$S_{ext-e} = \frac{\pi D}{Q_{s0}} \left(1 - \beta_t\right) L_T \tag{V.66}$$

- Pour les autres zones :

$$S_e = \frac{\pi D}{Q_{s0}} \left(1 - \beta_t\right) L_{z0} \tag{V.67}$$

ii) Sous une largeur de dent :

- Pour la tuyère :

$$S_{ext-d} = \frac{\pi D}{Q_{s0}} \beta_t L_T \tag{V.68}$$

- Pour les autres zones :

$$S_d = \frac{\pi D}{Q_{s0}} \beta_t Lz0 \tag{V.69}$$

iii) Sous la largeur d'une demi dent :

- Pour la tuyère :

$$S_{ext-dd} = \frac{\pi D}{Q_{s0}} \frac{\beta_t}{2} L_T \tag{V.70}$$

- Pour les autres zones :

$$S_{dd} = \frac{\pi D}{Q_{s0}} \frac{\beta_t}{2} Lz0 \tag{V.71}$$

iv) Sous une largeur de gap

- Pour la tuyère :

$$S_{ext-g} = \frac{\pi D}{p_0} L_T \tag{V.72}$$

- Pour les autres zones :

$$S_g = \frac{\pi D}{p_0} L_{z0} \tag{V.73}$$

H.1.2 Résistances thermiques dans le motif encoche + dent

Largeur d'une encoche	
Résistances de conduction	
$R_{t,e}$	0,01 $K.W^{-1}$
$R_{c1,e}$	0,81 $K.W^{-1}$
$R_{c2,e}$	0,81 $K.W^{-1}$
$R_{i1,e}$	10,74 $K.W^{-1}$
$R_{b1,e}$	36,46 $K.W^{-1}$
$R_{b2,e}$	36,46 $K.W^{-1}$
$R_{i2,e}$	36,07 $K.W^{-1}$
Pertes	
$P_{Fe,c,e}$	1,33 W
$P_{Cu,e}$	9,14 W
Résistances d'interconnexion	
$R_{c3,e}$	-0,27 $K.W^{-1}$
$R_{b3,e}$	-12,15 $K.W^{-1}$
Résistances de convection	
$R_{ext,e}$	0,04 $K.W^{-1}$
$R_{ent,e}$	0,27 $K.W^{-1}$
Résistances de contact	
$R_{c/t,e}$	4,22 $K.W^{-1}$
$R_{i/c,e}$	1,53 $K.W^{-1}$

Entre les deux	
Résistance de conduction	
$R_{de,tr}$	2,46 $K.W^{-1}$
$R_{i,tr}$	1,09 $K.W^{-1}$
$R_{dd,tr}$	0,24 $K.W^{-1}$
Résistance de contact	
$R_{id,tr}$	0,40 $K.W^{-1}$

Largeur d'une dent	
Résistances de conduction	
$R_{t,d}$	0,01 $K.W^{-1}$
$R_{c1,d}$	0,44 $K.W^{-1}$
$R_{c2,d}$	0,44 $K.W^{-1}$
$R_{d1,d}$	1,04 $K.W^{-1}$
$R_{d2,d}$	1,04 $K.W^{-1}$
$R_{i,d}$	13,64 $K.W^{-1}$
Pertes	
$P_{Fe,c,d}$	2,48 W
$P_{Fe,d,d}$	5,84 W
Résistances d'interconnexion	
$R_{c3,d}$	-0,15 $K.W^{-1}$
$R_{d3,d}$	-0,35 $K.W^{-1}$
Résistances de convection	
$R_{ext,d}$	0,02 $K.W^{-1}$
$R_{ent,d}$	0,15 $K.W^{-1}$
Résistances de contact	
$R_{c/t,d}$	2,27 $K.W^{-1}$
$R_{i/d,d}$	0,83 $K.W^{-1}$

TABLE V.9: Résistances thermiques et pertes du motif encoche + dent

H.1.3 Résistances thermiques pour la sectorisation ferromagnétique

Largeur d'une encoche	
Résistances de conduction	
$R_{t,e}$	0,01 $K.W^{-1}$
$R_{c1,e}$	0,81 $K.W^{-1}$
$R_{c2,e}$	0,81 $K.W^{-1}$
$R_{i1,e}$	10,74 $K.W^{-1}$
$R_{b1,e}$	36,46 $K.W^{-1}$
$R_{b2,e}$	36,46 $K.W^{-1}$
$R_{i2,e}$	36,07 $K.W^{-1}$
Pertes	
$P_{Fe,c,e}$	1,33 W
$P_{Cu,e}$	9,14 W
Résistances d'interconnexion	
$R_{c3,e}$	-0,27 $K.W^{-1}$
$R_{b3,e}$	-12,15 $K.W^{-1}$
Résistances de convection	
$R_{ext,e}$	0,04 $K.W^{-1}$
$R_{ent,e}$	0,27 $K.W^{-1}$
Résistances de contact	
$R_{c/t,e}$	4,22 $K.W^{-1}$
$R_{i/c,e}$	1,53 $K.W^{-1}$

Entre l'encoche et la demi dent	
Résistance de conduction	
$R_{de,tr}$	2,46 $K.W^{-1}$
$R_{i,tr}$	1,09 $K.W^{-1}$
$R_{qd,tr}$	0,12 $K.W^{-1}$
Résistance de contact	
$R_{id,tr}$	0,28 $K.W^{-1}$

Largeur d'une demi dent	
Résistances de conduction	
$R_{t,dd}$	0,01 $K.W^{-1}$
$R_{c1,dd}$	0,87 $K.W^{-1}$
$R_{c2,dd}$	0,87 $K.W^{-1}$
$R_{d1,dd}$	2,07 $K.W^{-1}$
$R_{d2,dd}$	2,07 $K.W^{-1}$
$R_{i,dd}$	27,27 $K.W^{-1}$
Pertes	
$P_{Fe,c,dd}$	1,24 W
$P_{Fe,d,dd}$	2,92 W
Résistances d'interconnexion	
$R_{c3,dd}$	-0,29 $K.W^{-1}$
$R_{d3,dd}$	-0,69 $K.W^{-1}$
Résistances de convection	
$R_{ext,dd}$	0,04 $K.W^{-1}$
$R_{ent,dd}$	0,29 $K.W^{-1}$
Résistances de contact	
$R_{c/t,dd}$	4,55 $K.W^{-1}$
$R_{i/d,dd}$	1,65 $K.W^{-1}$

Entre la demi dent et le gap	
Résistance de conduction	
$R_{qdc,tr}$	0,08 $K.W^{-1}$
$R_{dgf,tr}$	1,57 $K.W^{-1}$

Largeur d'un gap ferromagnétique	
Résistances de conduction	
$R_{t,gf}$	$6,59.10^{-4} K.W^{-1}$
$R_{1,gf}$	0,21 $K.W^{-1}$
$R_{2,gf}$	0,11 $K.W^{-1}$
$R_{i,gf}$	1,48 $K.W^{-1}$
Pertes	
$P_{Fe,gf}$	76,74 W
Résistances d'interconnexion	
$R_{3,gf}$	-0,03 $K.W^{-1}$
Résistances de convection	
$R_{ext,gf}$	$2.10^{-3} K.W^{-1}$
$R_{ent,gf}$	$1,60.10^{-3} K.W^{-1}$
Résistances de contact	
$R_{c/t,gf}$	0,25 $K.W^{-1}$
$R_{i/d,gf}$	0,09 $K.W^{-1}$

TABLE V.10: Résistances thermiques et pertes du motif encoche + gap ferromagnétique

H.1.4 Résistances thermiques pour la sectorisation amagnétique

Largeur d'une encoche	
Résistances de conduction	
$R_{t,e}$	0,01 $K.W^{-1}$
$R_{c1,e}$	0,81 $K.W^{-1}$
$R_{c2,e}$	0,81 $K.W^{-1}$
$R_{i1,e}$	10,74 $K.W^{-1}$
$R_{b1,e}$	36,46 $K.W^{-1}$
$R_{b2,e}$	36,46 $K.W^{-1}$
$R_{i2,e}$	36,07 $K.W^{-1}$
Pertes	
$P_{Fe,c,e}$	1,33 W
$P_{Cu,e}$	9,14 W
Résistances d'interconnexion	
$R_{c3,e}$	-0,27 $K.W^{-1}$
$R_{b3,e}$	-12,15 $K.W^{-1}$
Résistances de convection	
$R_{ext,e}$	0,04 $K.W^{-1}$
$R_{ent,e}$	0,27 $K.W^{-1}$
Résistances de contact	
$R_{c/t,e}$	4,22 $K.W^{-1}$
$R_{i/c,e}$	1,53 $K.W^{-1}$

Entre l'encoche et la demi dent	
Résistance de conduction	
$R_{de,tr}$	2,46 $K.W^{-1}$
$R_{i,tr}$	1,09 $K.W^{-1}$
$R_{qd,tr}$	0,12 $K.W^{-1}$
Résistance de contact	
$R_{id,tr}$	0,28 $K.W^{-1}$

Largeur d'une demi dent	
Résistances de conduction	
$R_{t,dd}$	0,01 $K.W^{-1}$
$R_{c1,dd}$	0,87 $K.W^{-1}$
$R_{c2,dd}$	0,87 $K.W^{-1}$
$R_{d1,dd}$	2,07 $K.W^{-1}$
$R_{d2,dd}$	2,07 $K.W^{-1}$
$R_{i,dd}$	27,27 $K.W^{-1}$
Pertes	
$P_{Fe,c,dd}$	1,24 W
$P_{Fe,d,dd}$	2,92 W
Résistances d'interconnexion	
$R_{c3,dd}$	-0,29 $K.W^{-1}$
$R_{d3,dd}$	-0,69 $K.W^{-1}$
Résistances de convection	
$R_{ext,dd}$	0,04 $K.W^{-1}$
$R_{ent,dd}$	0,29 $K.W^{-1}$
Résistances de contact	
$R_{c/t,dd}$	4,55 $K.W^{-1}$
$R_{i/d,dd}$	1,65 $K.W^{-1}$

Entre la demi dent et le gap	
Résistance de conduction	
$R_{qdc,tr}$	0,08 $K.W^{-1}$
$R_{i2,tr}$	4,12 $K.W^{-1}$
Résistance de contact	
$R_{i/ga,tr}$	0,28 $K.W^{-1}$

Largeur d'un gap amagnétique	
Résistances de convection	
R_{ga}	0,03 $K.W^{-1}$

TABLE V.11: Résistances thermiques et pertes du motif encoche + demi dent + gap amagnétique

H.2 Évolution des flux et températures dans les systèmes étudiés

Les valeurs en rouge sont celles de la machine de référence, on retrouve en vert le cas de la sectorisation ferromagnétique, et en bleu le cas du stator ouvert sur l'extérieur. Pour la résolution la température de l'eau dans les gaps amagnétiques est fixée à 20 $°C$ (comme la température extérieur et celle dans l'entrefer).

	T_{d1} $(°C)$	T_{d2} $(°C)$	T_{12} $(°C)$	T_{23} $(°C)$	T_c $(°C)$	T_{b1} $(°C)$	T_{b2} $(°C)$	Φ_{d3-1} (W)	Φ_{d3-2} (W)	Φ_1 (W)	Φ_2 (W)	Φ_3 (W)	Φ_{b3-1} (W)	Φ_{b3-2} (W)
d_1	X 52,75 43,5	65,5 49,8 41,4	70,2 53,8 45,7	55,0 44,4 39,1	54,6 44,0 38,7	X	X	X 1,57 43,54	6,765 5,87 41,42	-1,60 -1,08 -0,82	5,16 3,22 2,25	6,40 4,455 3,49	X	X
d_2	66,8 65,9 65,4	66,75 65,7 65,2	69,1 68,0 67,5	54,25 53,6 53,24	53,9 53,2 52,9	X	X	6,66 6,31 65,38	6,705 6,74 65,16	-3,31 -3,24 -3,205	10,055 9,81 9,68	12,53 12,29 12,16	X	X
d_3	66,9 66,8 66,8	66,9 66,8 66,75	69,2 69,1 69,1	54,3 54,3 54,26	54,0 53,9 53,9	X	X	6,7 6,675 66,77	6,7 6,70 66,76	-3,32 -3,31 -3,31	10,08 10,065 10,06	12,56 12,54 12,53	X	X
d_4	66,9 66,9 66,85	66,9 66,9 66,85	69,2 69,2 69,2	54,3 54,3 54,3	54,0 54,0 54,0	X	X	6,7 6,70 66,855	6,7 6,70 66,855	-3,32 -3,32 -3,32	10,08 10,08 10,08	12,56 12,56 12,555	X	X
d_5	66,9 66,8 66,75	66,9 66,8 66,8	69,2 69,1 69,1	54,3 54,3 54,26	54,0 53,9 53,9	X	X	6,7 6,70 66,76	6,7 6,675 66,77	-3,32 -3,31 -3,31	10,08 10,065 10,06	12,56 12,54 12,53	X	X
d_6	66,75 65,7 65,2	66,8 65,9 65,4	69,1 68,0 67,5	54,25 53,6 53,24	53,9 53,2 52,9	X	X	6,705 6,74 65,16	6,66 6,31 65,38	-3,31 -3,24 -3,205	10,055 9,81 9,68	12,53 12,29 12,16	X	X
d_7	65,5 49,8 41,4	X 52,75 43,5	70,2 53,8 45,7	55,0 44,4 39,1	54,6 44,0 38,7	X	X	6,765 5,87 41,42	X 1,57 43,54	-1,60 -1,08 -0,82	5,16 3,22 2,25	6,40 4,455 3,49	X	X
e_1	X	X	72,4 65,7 62,2	31,0 30,4 30,1	30,6 30,0 29,7	81,2 67,7 60,6	82,4 80,1 78,8	X	X	-0,72 -0,63 -0,58	0,83 0,71 0,65	2,17 2,05 1,98	-0,72 -0,16 60,57	-0,83 -1,18 78,81
e_2	X	X	73,1 72,6 72,4	31,1 31,0 31,0	30,7 30,7 30,6	82,6 81,7 81,25	82,7 82,5 82,45	X	X	-0,73 -0,72 -0,72	0,85 0,84 0,835	2,18 2,17 2,17	-0,78 -0,75 81,26	-0,79 -0,81 82,45
e_3	X	X	73,1 73,1 73,1	31,1 31,1 31,1	30,7 30,7 30,7	82,7 82,6 82,6	82,7 82,7 82,7	X	X	-0,73 -0,73 -0,73	0,85 0,85 0,85	2,18 2,18 2,18	-0,79 -0,79 82,61	-0,79 -0,79 82,67
e_4	X	X	73,1 73,1 73,1	31,1 31,1 31,1	30,7 30,7 30,7	82,7 82,7 82,7	82,7 82,6 82,6	X	X	-0,73 -0,73 -0,73	0,85 0,85 0,85	2,18 2,18 2,18	-0,79 -0,79 82,67	-0,79 -0,79 82,61
e_5	X	X	73,1 72,6 72,4	31,1 31,0 31,0	30,7 30,7 30,6	82,7 82,5 82,45	82,6 81,7 81,25	X	X	-0,73 -0,72 -0,72	0,85 0,84 0,835	2,18 2,17 2,17	-0,79 -0,81 82,45	-0,78 -0,75 81,26
e_6	X	X	72,4 65,7 62,2	31,0 30,4 30,1	30,6 30,0 29,7	82,4 80,1 78,8	81,2 67,1 60,6	X	X	-0,72 -0,63 -0,58	0,83 0,71 0,65	2,17 2,05 1,98	-0,83 -1,18 78,81	-0,72 -0,16 60,57
g_1	X	X	48,9	X	X	X	X	X	X	-17,03	63,35	80,38	X	X
g_2	X	X	48,9	X	X	X	X	X	X	-17,03	63,35	80,38	X	X

TABLE V.12: Évolution des températures et flux thermiques

Φ_{tr1} (W)	Φ_{tr2} (W)	Φ_{tr3} (W)	Φ_{tr4} (W)	Φ_{tr5} (W)	Φ_{tr6} (W)	Φ_{tr7} (W)	Φ_{tr8} (W)	Φ_{tr9} (W)	Φ_{tr10} (W)	Φ_{tr11} (W)	Φ_{tr12} (W)	Φ_{tr13} (W)	Φ_{tr14} (W)
X	3,85	3,74	3,79	3,78	3,78	3,78	3,78	3,78	3,78	3,79	3,74	3,85	X
3,65	4,41	3,39	3,82	3,76	3,78	3,78	3,78	3,78	3,76	3,82	3,39	4,41	3,65
5,1758	4,71	3,21	3,84	3,74	3,7859	3,78	3,78	3,7859	3,74	3,84	3,21	4,71	5,1758

TABLE V.13: Évolution des flux thermiques transversaux du système.

Bibliographie

[Ame+05] J. Amemiya et al. « Basic characteristics of a consequent-pole-type bearingless motor ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* Vol. 41.No. 1 (jan. 2005), p. 82-89.

[Att+93] C. Attaianese et al. « Brushless sector motors ». In : *1993 Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives (Conf. Publ. No. 376)*. Sept. 1993, p. 636-640.

[Bal09] Laurent Baldeck. *Evaluation de la faisabilité d'une hydrolienne à entraînement circonférentiel à géométrie par secteurs*. Rapport de stage. IRENav, 2009.

[Bas13] Aslan Bassel. « Design of Multiphase PM Machine with Fractional Slot Concentrated-Windings and Wide Speed Range ». Theses. Ecole nationale supérieure d'arts et métiers - ENSAM, oct. 2013.

[BBC10] S. Benelghali, M. E. H. Benbouzid et J. F. Charpentier. « Comparison of PMSG and DFIG for marine current turbine applications ». In : *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*. IEEE, sept. 2010.

[Ber99] Yves Bertin. « Refroidissement des machines électriques tournantes ». In : *Techniques de l'ingénieur Généralités sur les machines électriques tournantes* (1999).

[Bet10] Adel Azzedine Bettayeb. « High frequency rotor power losses in permanent magnet synchronous machines fed by voltage inverter ». Theses. Supélec, oct. 2010.

[BLR07] Patrick Brutsaert, Daniel Laloy et Philippe Robert. « Construction des machines tournantes Machines à aimants à fort couple ». In : *Techniques de l'ingénieur Machines électriques tournantes : conception, construction et commande* (2007).

[BS04] D. A. Bechrakis et P. D. Sparis. « Correlation of wind speed between neighboring measuring stations ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* Vol. 19.No. 2 (juin 2004), p. 400-406.

[BTB16] Mauro Bortolozzi, Alberto Tessarolo et Claudio Bruzzese. « Analytical Computation of End-Coil Leakage Inductance of Round-Rotor Synchronous Machines Field Winding ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 52.2 (fév. 2016), p. 1-10.

[CAB06] M. Chinchilla, S. Arnaltes et J. C. Burgos. « Control of Permanent-Magnet Generators Applied to Variable-Speed Wind-Energy Systems Connected to the Grid ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* 21.1 (mar. 2006), p. 130-135.

[Car26] F. W. Carter. « The magnetic field of the dynamo-electric machine ». In : *Journal of the Institution of Electrical Engineers* 64.359 (1926), p. 1115-1138.

[CCH99] F. Caricchi, F. Crescimbini et O. Honrati. « Modular axial-flux permanent-magnet motor for ship propulsion drives ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* 14.3 (1999), p. 673-679.

[Cha10] J. F. Charpentier. « Habilitation à Diriger les Recherches : Contribution à la modélisation analytique des systèmes électromagnétiques basse fréquence au sein de leur environnement en vue de leur conception ». In : (nov. 2010).

[Che+19] Ming Cheng et al. « Analysis of Airgap Field Modulation Principle of Simple Salient Poles ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Vol. 66.No. 4 (avr. 2019), p. 2628-2638.

[CLB11] Bertrand Cassoret, Jean-Philippe Lecointe et Jean-François Brudny. *Power Electronics and Motor Drives*. Sous la dir. de J. David Irwin Bogdan M. Wilamowski. 2011. Chap. Chap. 9.

[CM02] Gérard Copin-Montégut. « Propriétés physiques de l'eau de mer ». In : *Techniques de l'ingénieur Constantes chimiques des solvants et produits* (2002).

[CNX00] J. Chen, C. V. Nayar et L. Xu. « Design and finite-element analysis of an outer-rotor permanent-magnet generator for directly coupled wind turbines ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 36.5 (2000), p. 3802-3809.

[CPK05] Y. Chen, P. Pillay et A. Khan. « PM Wind Generator Topologies ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 41.6 (nov. 2005), p. 1619-1626.

[CV02] J. Cros et P. Viarouge. « Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* Vol. 17.No. 2 (juin 2002), p. 248-253.

[DFH18] Wen Ding, Haigang Fu et Yanfang Hu. « Characteristics Assessment and Comparative Study of a Segmented-Stator Permanent-Magnet Hybrid-Excitation SRM Drive With High-Torque Capability ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.1 (jan. 2018), p. 482-500.

[DG12] Gurakuq Dajaku et Dieter Gerling. « Low costs and high-efficiency electric machines ». In : *2012 2nd International Electric Drives Production Conference (EDPC)*. IEEE, oct. 2012.

[Dje+14] Sofiane Djebarri et al. « Comparison of direct-drive PM generators for tidal turbines ». In : *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*. IEEE, nov. 2014.

[Dje15] Sofiane Djebarri. « Contribution à la modélisation et à la conception optimale de génératrices à aimants permanents pour hydroliennes ». Theses. Université de Bretagne occidentale - Brest, mar. 2015.

[Dje+16] S. Djebarri et al. « Design and Performance Analysis of Double Stator Axial Flux PM Generator for Rim Driven Marine Current Turbines ». In : *IEEE Journal of Oceanic Engineering* Vol. 41.No. 1 (jan. 2016), p. 50-66.

[Dro+07] L. Drouen et al. « Study of an innovative electrical machine fitted to marine current turbines ». In : *OCEANS 2007 - Europe*. IEEE, juin 2007.

[Dro10] Laurent Drouen. « Machines électriques intégrées à des hélices marines : contribution à une modélisation et conception multi-physique ». Thèse de doctorat dirigée par Clénet, StéphaneCharpentier, Jean-Frédéric et Semail, Éric Génie électrique Paris, ENSAM 2010. Thèse de doct. 2010.

[DYH18] Wen Ding, Shuai Yang et Yanfang Hu. « Development and Investigation on Segmented-Stator Hybrid-Excitation Switched Reluctance Machines With Different Rotor Pole Numbers ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65.5 (mai 2018), p. 3784-3794.

[Fan+12] Z. X. Fang et al. « Simple and accurate analytical estimation of slotting effect on magnet loss in fractional-slot surface-mounted PM machines ». In : *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*. IEEE, sept. 2012.

[FCS19] E. Fleurot, J. F. Charpentier et F. Scuiller. « Electromagnetic study of segmented Permanent Magnet Synchronous Machines for Rim-Driven applications ». In : *19th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering*. 2019.

[Fog99] Albert Foggia. « Méthodes de calcul des inductances de fuites ». In : *Techniques de l'ingénieur Généralités sur les machines électriques tournantes* (1999). 02.

[Fro02] Benoît Froidurot. « Discrétion magnétique des machines électriques de propulsion navale ». Thèse de doctorat dirigée par Foggia, Albert Génie électrique Grenoble INPG 2002. Thèse de doct. 2002, 1 vol. (121 p.)

[FSC18] E. Fleurot, F. Scuiller et J. F. Charpentier. « Estimation Analytique du champ d'entrefer pour les Machines Synchrones à Aimants Déposés sectorisées ». In : *Symposium de Génie Electrique, Nancy*. Juil. 2018.

[GG18] Johannes Walter Gerold et Dieter Gerling. « Analysis of Different Arrangements of Flux Barriers and Different Pole Pairs in a Stator with Concentrated Winding ». In : *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. IEEE, sept. 2018.

[Gro46] F. W. Grover. *Inductance Calculations: Working Formulas and Tables*. 1st ed. 1946.

[Hem08] Gérard Hemery. « Alternateurs hydrauliques et compensateurs ». In : *Techniques de l'ingénieur Différents types de machines électriques tournantes* (2008).

[HP90] Jacques Huetz et Jean-Pierre Petit. « Notions de transfert thermique par convection ». In : *Techniques de l'ingénieur* (1990), p. 53.

[Hua+18] Xu Zhen Huang et al. « Sectional Combinations of the Modular Tubular Permanent Magnet Linear Motor and the Optimization Design ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65.12 (déc. 2018), p. 9658-9667.

[IAY18] R. Ilka, Y. Alinejad-Beromi et H. Yaghobi. « Techno-economic design optimisation of an interior permanent-magnet synchronous motor by the multi-objective approach ». In : *IET Electric Power Applications* 12.7 (2018), p. 972-978.

[IS00] M. Inoue et K. Sato. « An approach to a suitable stator length for minimizing the detent force of permanent magnet linear synchronous motors ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 36.4 (2000), p. 1890-1893.

[Jan+11] Ki-Bong Jang et al. « Optimal Design of Auxiliary Teeth to Minimize Unbalanced Phase Due to End Effect of PMLSM ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 47.5 (mai 2011), p. 1010-1013.

[JGT18] M. Johnson, M. C. Gardner et H. A. Toliyat. « Design Comparison of NdFeB and Ferrite Radial Flux Surface Permanent Magnet Coaxial Magnetic Gears ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 54.2 (2018), p. 1254-1263.

[JMH96] A. G. Jack, B. C. Mecrow et J. A. Haylock. « A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high-performance fault-tolerant applications ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 32.4 (1996), p. 889-895.

[Kar+15] Haran Karmaker et al. « High-Power Dense Electric Propulsion Motor ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 51.2 (mar. 2015), p. 1341-1347.

[Kr04] Ø. Krøvel et al. « Design of an Integrated 100kW Permanent Magnet Synchronous Machine in a Prototype Thruster for Ship Propulsion ». In : *16th International Conference on Electrical Machines, Cracow, Poland* (jan. 2004), p. 117-118.

[LB+09] Jean-Marie LE BRETON et al. « Aimants permanents Matériaux et propriétés ». In : *Techniques de l'ingénieur Matériaux magnétiques en électrotechnique* ref. article : d2100 (2009). fre.

[LB12] Paul LETELLIER et Alain BONDU. « Navire tout électrique Évolutions et systèmes de conduite ». In : *Techniques de l'ingénieur Hydrodynamique, navires et bateaux* (2012).

[Lee+16] Tae-Yong Lee et al. « Cogging torque of surface-mounted permanent magnet synchronous motor according to segmented-stator core effect ». In : *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. IEEE, sept. 2016.

[Li+09] Y. B. Li et al. « An Interpolative Finite-Element Modeling and the Starting Process Simulation of a Large Solid Pole Synchronous Machine ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 45.10 (oct. 2009), p. 4605-4608.

[Li+14a] G. J. Li et al. « Influence of Flux Gaps on Electromagnetic Performance of Novel Modular PM Machines ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* 29.3 (sept. 2014), p. 716-726.

[Li+14b] Guang Jin Li et al. « Comparative Studies of Modular and Unequal Tooth PM Machines Either With or Without Tooth Tips ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* Vol. 50.No. 7 (juil. 2014), p. 1-10.

[Li+15] Guang-Jin Li et al. « Modular Permanent-Magnet Machines With Alternate Teeth Having Tooth Tips ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62.10 (oct. 2015), p. 6120-6130.

[Li+16] G. J. Li et al. « Cogging Torque Mitigation of Modular Permanent Magnet Machines ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 52.1 (jan. 2016), p. 1-10.

[Li+19] Y. X. Li et al. « Novel Modular Fractional Slot Permanent Magnet Machines With Redundant Teeth ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 55.9 (sept. 2019), p. 1-10.

[LL07] Z. J. Liu et J. T. Li. « Analytical Solution of Air-Gap Field in Permanent-Magnet Motors Taking Into Account the Effect of Pole Transition Over Slots ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* Vol. 43.No. 10 (oct. 2007), p. 3872-3883.

[LRZ17] Guang Jin Li, Bo Ren et Zi Qiang Zhu. « Design guidelines for fractional slot multiphase modular permanent magnet machines ». In : *IET Electric Power Applications* 11.6 (juil. 2017), p. 1023-1031.

[MA+16] Seyed Reza Mousavi-Aghdam et al. « Design and Analysis of a Novel High-Torque Stator-Segmented SRM ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.3 (mar. 2016), p. 1458-1466.

[MAC04] A. J. Mitcham, G. Antonopoulos et J. J. A. Cullen. « Favourable slot and pole number combinations for fault-tolerant PM machines ». In : *IEE Proceedings - Electric Power Applications* 151.5 (2004), p. 520.

[Mat] E. Matagne. *Physique Interne des convertisseurs électromécaniques, milieux magnétiques composites*. Notes de cours disponibles sur le site de l'université catholique de Louvain, Belgique, dernière visite en Mars 2020. url : `https://perso.uclouvain.be/ernest.matagne/ELEC2311/SEM04/S04P12B.HTM`.

[MD09] M. F. Momen et S. Datta. « Analysis of Flux Leakage in a Segmented Core Brushless Permanent Magnet Motor ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* 24.1 (mar. 2009), p. 77-81.

[Mil+99] T. J. E. Miller et al. « Calculation of inductance in permanent-magnet DC motors ». In : *IEE Proceedings - Electric Power Applications* 146.2 (1999), p. 129.

[MP08] Marko John Markovic et Yves Perriard. « A simplified determination of the permanent magnet (PM) eddy current losses due to slotting in a PM rotating motor ». In : *2008 International Conference on Electrical Machines and Systems*. 2008, p. 309-313.

[MRT91] P. H. Mellor, D. Roberts et D. R. Turner. « Lumped parameter thermal model for electrical machines of TEFC design ». In : *IEE Proceedings B - Electric Power Applications* Vol. 138.No. 5 (1991), p. 205-218.

[Pad05] Jacques Padet. « Convection thermique et massique Nombre de Nusselt : partie 1 ». In : *Techniques de l'ingénieur Transferts thermiques* (2005).

[PJH08] J. Pyrhönen, T. Jokinen et V. Hrabovcova. *Design of Rotating Electrical Machines*. Déc. 2008.

[PK14] Johannes H. J. Potgieter et Maarten J. Kamper. « Calculation Methods and Effects of End-Winding Inductance and Permanent-Magnet End Flux on Performance Prediction of Nonoverlap Winding Permanent-Magnet Machines ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 50.4 (juil. 2014), p. 2458-2466.

[Pol+06] H. Polinder et al. « Comparison of Direct-Drive and Geared Generator Concepts for Wind Turbines ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* 21.3 (sept. 2006), p. 725-733.

[Pos88] Z. Posylek. « Two-dimensional cylindrical model of the sector motor with a solid rotor ». In : *Archiv für Elektrotechnik, Vol.71, No.4* (1988), p. 237-244.

[Pro+03] A. B. Proca et al. « Analytical model for permanent magnet motors with surface mounted magnets ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* Vol. 18.No. 3 (sept. 2003), p. 386-391. issn : 1558-0059.

[QYG12] Wei Qiao, Xu Yang et Xiang Gong. « Wind Speed and Rotor Position Sensorless Control for Direct-Drive PMG Wind Turbines ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 48.1 (jan. 2012), p. 3-11.

[Ren+19] Bo Ren et al. « Performance comparison between consequent-pole and inset modular permanent magnet machines ». In : *The Journal of Engineering* 2019.17 (juin 2019), p. 3951-3955.

[Ric97] Stéphanie Richard. « Etude électromagnétique des parties frontales des alternateurs en régimes permanents et transitoires ». Thèse de doct. 1997.

[Ros+12] Poopak Roshanfekr et al. « Performance of two 5 MW permanent magnet wind turbine generators using surface mounted and interior mounted magnets ». In : *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*. IEEE, sept. 2012.

[Scu06] Franck Scuiller. « Magnet Shape Optimization to Reduce Pulsating Torque for a Five-Phase Permanent-Magnet Low-Speed Machine ». Thèse de doct. 2006.

[Scu+09] F. Scuiller et al. « Multi-criteria-based design approach of multi-phase permanent magnet low-speed synchronous machines ». In : *IET Electric Power Applications* Vol. 3.No. 2 (2009), p. 102-110.

[Scu20] Franck Scuiller. « General, compact and easy-to-compute winding factor formulation ». English. In : *IET Electric Power Applications* (avr. 2020). issn : 1751-8660.

[Seo+18] Sung-Won Seo et al. « Characteristic Analysis of the Influence of Auxiliary Teeth and Notching on the Reduction of the Detent Force of a Permanent Magnet Linear Synchronous Machine ». In : *IEEE Transactions on Applied Superconductivity* 28.3 (avr. 2018), p. 1-5.

[Shi+17] Kyung-Hun Shin et al. « Detent Force Minimization of Permanent Magnet Linear Synchronous Machines Using Subdomain Analytical Method Considering Auxiliary Teeth Configuration ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 53.6 (juin 2017), p. 1-4.

[SK01] K. Sitapati et R. Krishnan. « Performance comparisons of radial and axial field, permanent-magnet, brushless machines ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 37.5 (2001), p. 1219-1226.

[SMT97] M. Sanada, S. Morimoto et Y. Takeda. « Interior permanent magnet linear synchronous motor for high-performance drives ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* Vol. 33.No. 4 (1997), p. 966-972.

[SR12] Loránd Szabo et Mircea Ruba. « Segmental Stator Switched Reluctance Machine for Safety-Critical Applications ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 48.6 (nov. 2012), p. 2223-2229.

[Sui+19] Yi Sui et al. « Multiphase Modular Fault-Tolerant Permanent-Magnet Machine With Hybrid Single/Double-Layer Fractional-Slot Concentrated Winding ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 55.9 (sept. 2019), p. 1-6.

[SW] E. Spooner et A. Williamson. « Modular, permanent-magnet wind-turbine generators ». In : *IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*. IEEE.

[Tay23] Geoffrey Ingram Taylor. « Stability of a viscous liquid contained between two rotating cylinders. » In : *Philosophical Transactions of the Royal Society of London. A, Containing Papers of a Mathematical or Physical Character* Vol. 223 (1923), p. 223-289.

[TLZ17] Petrica Taras, Guang-Jin Li et Zi Qiang Zhu. « Comparative Study of Fault-Tolerant Switched-Flux Permanent-Magnet Machines ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64.3 (mar. 2017), p. 1939-1948.

[Ton+14] Chengde Tong et al. « Investigation of Magnetically Isolated Multiphase Modular Permanent-Magnet Synchronous Machinery Series for Wheel-Driving Electric Vehicles ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 50.11 (nov. 2014), p. 1-4.

[Val+14] M. Valavi et al. « Influence of Pole and Slot Combinations on Magnetic Forces and Vibration in Low-Speed PM Wind Generators ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 50.5 (2014), p. 1-11.

[VLN16] M. Valavi, J. Le Besnerais et A. Nysveen. « An Investigation of Zeroth-Order Radial Magnetic Forces in Low-Speed Surface-Mounted Permanent Magnet Machines ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 52.8 (2016), p. 1-6.

[Wan+03] Xinghua Wang et al. « Analytical calculation of air-gap magnetic field distribution and instantaneous characteristics of brushless dc motors ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* Vol. 18.No. 3 (sept. 2003), p. 424-432.

[Yan+17] Xinping Yan et al. « A review of progress and applications of ship shaft-less rim-driven thrusters ». In : *Ocean Engineering* 144 (nov. 2017), p. 142-156.

[Yan+20] Jiangtao Yang et al. « Analysis of the Electromagnetic Performance of Homopolar Inductor Machine Through Nonlinear Magnetic Equivalent Circuit and Air-Gap Permeance Function ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* Vol. 56.No. 1 (jan. 2020), p. 267-276.

[YL17] Yihua Yao et Qinfen Lu. « Comparative Study of E-Core and C-Core Modular PM Linear Machines With Different Slot/Pole Combinations ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 53.11 (nov. 2017), p. 1-7.

[You+08] S. W. Youn et al. « A New Cogging-Free Permanent-Magnet Linear Motor ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 44.7 (2008), p. 1785-1790.

[ZAO12] Z. Q. Zhu, Z. Azar et G. Ombach. « Influence of Additional Air Gaps Between Stator Segments on Cogging Torque of Permanent-Magnet Machines Having Modular Stators ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 48.6 (juin 2012), p. 2049-2055.

[ZH00] Z. Q. Zhu et D. Howe. « Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machines ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* 15.4 (2000), p. 407-412.

[ZH93a] Z. Q. Zhu et D. Howe. « Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. II. Armature-reaction field ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* Vol. 29.No. 1 (jan. 1993), p. 136-142.

[ZH93b] Z. Q. Zhu et D. Howe. « Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. III. Effect of stator slotting ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* Vol. 29.No. 1 (jan. 1993), p. 143-151.

[ZHC02] Z. Q. Zhu, D. Howe et C. C. Chan. « Improved analytical model for predicting the magnetic field distribution in brushless permanent-magnet machines ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 38.1 (2002), p. 229-238.

[Zhe+19] M. Zheng et al. « A Novel Modular Stator Hybrid-Excited Doubly Salient Synchronous Machine With Stator Slot Permanent Magnets ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 55.7 (juil. 2019), p. 1-9.

[Zhu+09a] Yu-Wu Zhu et al. « Investigation of Auxiliary Poles Design Criteria on Reduction of End Effect of Detent Force for PMLSM ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 45.6 (juin 2009), p. 2863-2866.

[Zhu+09b] Z. Q. Zhu et al. « Influence of slot and pole number combination on radial force and vibration modes in fractional slot PM brushless machines having single- and double-layer windings ». In : *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. IEEE, sept. 2009.

[Zhu+93] Z. Q. Zhu et al. « Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. I. Open-circuit field ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* Vol. 29.No. 1 (jan. 1993), p. 124-135. ISSN : 1941-0069.

[ZKC08] Yu-Wu Zhu, Dae-Hyun Koo et Yun-Hyun Cho. « Detent Force Minimization of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor by Means of Two Different Methods ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 44.11 (nov. 2008), p. 4345-4348.

[ZRH06] Z. Q. Zhu, S. Ruangsinchaiwanich et D. Howe. « Synthesis of cogging-torque waveform from analysis of a single stator slot ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* Vol. 42.No. 3 (mai 2006), p. 650-657.

[ZXL18] Wenxiang Zhao, Liang Xu et Guohai Liu. « Overview of permanent-magnet fault-tolerant machines: Topology and design ». In : *CES Transactions on Electrical Machines and Systems* 2.1 (mar. 2018), p. 51-64.

DOCTORAT SCIENCES BRETAGNE DE LA MER LOIRE ET DU LITTORAL

UBO Université de Bretagne Occidentale

Titre : Étude de machines électriques à structures non conventionnelles destinées à la propulsion navale et aux énergies marines

Mots clés : machine synchrone à aimants permanents, hydrolienne Rim-driven, propulsion navale électrique, sectorisation, modèles analytiques

Résumé : Les systèmes de conversion de puissance pour les énergies marines et la propulsion navale électrique requièrent l'utilisation de machines électriques très performantes. Dans ces contextes, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont souvent utilisées. La fiabilité, la robustesse et la compacité sont alors des points clés pour le dimensionnement de ces machines.

Des structures originales "non conventionnelles" de MSAP peuvent être étudiées. Ainsi cette thèse est consacrée à des machines dites sectorisées qui sont caractérisées par la suppression d'une partie de la structure du stator ou du rotor, créant ainsi des barrières de flux (appelées gaps). Ce type de sectorisation permet un assemblage simplifié, une maintenance plus simple (remplacement d'un seul module à la fois), et un meilleur fonctionnement en régime dégradé.Cela permet également de réduire la part des pertes Joule pour des structures à faible longueur axiale comme celles utilisées dans certaines hydroliennes.

Les modèles analytiques utilisés pour dimensionner et caractériser les MSAP dites "classiques" ne sont plus adaptés à ces structures sectorisées. C'est pourquoi, un développement d'outils analytiques permettant le pré-dimensionnement de ce type de machine est proposé dans cette thèse. Ces travaux ont également pour but de mettre en évidence les avantages, ainsi que les inconvénients des machines sectorisées par comparaison aux structures classiques. Des études sont ainsi menées concernant les performances de la machine (couple, FEM,...), la thermique, ainsi que le comportement vibratoire.

Title : Study of electrical machines with non-conventional structures intended for ship propulsion and marine energy

Keywords : permanent magnet synchronous machine, Rim-driven tidal turbine, electrical ship propulsion, segmentation, analytical models

Abstract : Power conversion systems for marine energy and electrical ship propulsion require the use of high-performance electrical machines. In this context, permanent magnet synchronous machines (PMSM) are often used. Fault-tolerant capability, reliability, and compactness are some of the more relevant points for the design of these machines.

Devoted "non-conventional" PMSM structures can be considered for these specifications. Thus this thesis is devoted to segmented machines that are characterized by the removal of part of the stator or of the rotor. These structures include flux barriers (called gaps) and can meet the requirements of marine energy and naval propulsion systems. Then, these machines are built with several independent modules called sectors. This kind of segmentation allows to simplify manufacturing and maintenance (only one module can be changed), and allows fault tolerance modes. Segmentation can also reduce the copper losses for structures with a short axial length such as Rim-driven tidal turbines.

The analytical models used to design and characterize the "classical" PMSMs are no longer suitable for these segmented structures. This is why dedicated analytical tools for the preliminary design and performance evaluation of this kind of machine are proposed in this thesis. The presented work also aims to highlight the advantages and disadvantages of segmented machines compared to classical structures. Studies are carried out concerning performances of the machine (torque, EMF,...), thermal and vibratory behaviors.