



HAL
open science

Analyse magnéto-vibroacoustique des machines synchrones discoïdes à commutation de flux dédiées aux véhiculex électriques hybrides

Hamza Ennassiri

► **To cite this version:**

Hamza Ennassiri. Analyse magnéto-vibroacoustique des machines synchrones discoïdes à commutation de flux dédiées aux véhiculex électriques hybrides. Autre. Normandie Université, 2018. Français. NNT : 2018NORMLH36 . tel-02074386

HAL Id: tel-02074386

<https://theses.hal.science/tel-02074386v1>

Submitted on 20 Mar 2019

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.



Normandie Université

THESE

Pour obtenir le diplôme de doctorat

Spécialité Génie électrique

Préparée au sein du « Groupe de Recherche en Électrotechnique et Automatique du Havre (EA 3220)»

Analyse magnéto-vibroacoustique des machines synchrones discoïdes à commutation de flux dédiées aux véhicules électriques hybrides.

**Présentée et soutenue par
Hamza ENNASSIRI**

**Thèse soutenue publiquement le (19/12/2018)
devant le jury composé de**

Mr / Vincent LANFRANCHI	Professeur des universités à l'Université de Technologie de Compiègne	Rapporteur
Mr / Jean-Philippe LECOINTE	Professeur des universités à l'Université d'Artois - LSEE	Rapporteur
Mr/ Johan Paulides	Docteur, Advanced Electromagnetics BV	Examineur
Mr / Guillaume VEREZ	Docteur, Chef de projet à Sonceboz Group	Examineur
Mr / Mouheb DHIFLI	Docteur, design leader chez Valeo	Examineur
Mr / Ferhat CHABOUR	Docteur, Université Le Havre Normandie	Examineur
Mr / Yacine AMARA	Professeur des universités à l'Université du Havre	Encadrant
Mr / Georges BARAKAT	Professeur des universités à l'Université du Havre	Directeur de thèse

Thèse dirigée par Georges BARAKAT, laboratoire GREAH



Remerciement

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé au Laboratoire Groupe de Recherche en Électrotechnique et Automatique du Havre (GREAH) à l'université du Havre. Il a été financé par la région Haute-Normandie.

Je tiens à exprimer ma gratitude envers **Mr Jean-Philippe LECOINTE**, Professeur à l'Université d'Artois et **Mr Vincent LANFRANCHI**, Professeur à l'Université de Technologie de Compiègne, d'avoir accepté d'être rapporteurs de ce travail.

Ma gratitude va également à **Mr Johan Paulides**, Directeur à Advanced Electromagnetics BV, et **Mr Guillaume VEREZ**, Chef de projet à Sonceboz Group, d'avoir accepté d'être examinateur de ce travail.

Je tiens à remercier très chaleureusement **Mr Georges BARAKAT**, Professeur à l'université du Havre et directeur du GREAH, qui m'a encadré durant ces trois dernières années. Merci de m'avoir fait confiance ainsi que tes conseils. La participation aux nombreuses conférences m'a apporté le goût de la communication scientifique mais aussi cet esprit critique.

Mes remerciements s'adressent également à **Mr Yacine AMARA**, Professeur à l'université du Havre et chef d'équipe pour son accueil chaleureux et ses encouragements.

Que soit remercié **Mr Ferhat CHABOUR**, Maître de conférences à l'université du Havre, merci pour ta disponibilité et ton savoir.

Mes remerciements vont aussi à **Mr Mouheb DHIFLI**, ingénieur-docteur design leader chez Valeo, pour avoir partagé avec nous sa riche bibliographie et ces travaux de recherche.

Je remercie aussi **toute l'équipe et personnels du laboratoire GREAH** mais aussi mes amis et collègues **Mohammed Ali Benhamida**, **Adel Bellara**, **Habiba Bali**, **Mohammed Ammani** et **Nabih Debbah**, pour les diverses collaborations scientifiques, soutiens et partage tout le long de cette thèse.

Je tiens à remercier du fond du cœur mes parents **Abdellatif** et **Rachida** pour leur soutien inestimable et permanent tout au long de mes études, c'est grâce à eux que j'en suis là aujourd'hui. Ces remerciements vont aussi à mon petit frère **Ayoub** et ma petite sœur **Asmaa**.

Je terminerais en remerciant du fond du cœur mon amour, ma femme **Sonia** qui m'a soutenue et supporté durant toute cette thèse. Je te remercie énormément de m'avoir épaulé et aidé dans cette rédaction.

Finalement, je dédie cette thèse à tous ceux et celles qui y ont collaboré de près ou de loin.

Liste de Publications

Articles publiés dans des revues internationales avec comités de lecture	
Novembre 2017	M. A. Benhamida, H. Ennassiri , M. Dhifli, Y. Amara et G. Barakat <i>Slots & Poles combination influence on the vibro-acoustic behavior of axial type flux switching permanent magnet machines.</i> Journal of Mathematics and Computers in Simulation (MATCOM). (Submitted)
Novembre 2017	H. Ennassiri, M. A. Benhamida, M. Dhifli, G. Barakat, <i>Vibro-acoustic response of a discoidal switching flux permanent magnet machine due to electromagnetic origin.</i> Journal of Mathematics and Computers in Simulation (MATCOM). (Submitted)
Octobre 2017	Benhamida, M. A., Ennassiri, H., Amara, Y., et G. Barakat, <i>Reluctance Network Lumped Mechanical & Thermal Models for the modeling and predesign of concentrated Flux synchronous machine.</i> Open Physics Journal. (Accepted)
Janvier 2016	M. Dhifli, H. Ennassiri, F. Chabour, Y. Amara et G. Barakat, <i>Numerical and experimental validation of multi-physics design models for axial flux permanent magnet wind generator.</i> European Journal of Electrical Engineering EJEE, , vol. 18, no. 01-02, pp. 27-60, 2016.

Articles présentés dans des conférences nationales et internationales avec comités de lecture	
Septembre 2017	<i>Reluctance Network & Lumped Mechanical Models for the modeling of concentrated Flux synchronous machine.</i> International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics (ISEF), Lodz, Poland.
Septembre 2017	<i>Influence of contact coefficients on vibrational behavior of PM machines using a new investigation approach.</i> International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics (ISEF), Lodz, Poland.
Septembre 2017	<i>Reluctance Network Based Optimization of Large Concentrated Flux Permanent Magnet Wind Generator.</i> International Symposium on Applied Electromagnetics and Mechanics (ISEM), Chamonix Mont Blanc, France.
Juillet 2017	<i>Slots and Poles combination influence on the vibro-acoustic behavior of axial type flux switching permanent magnet machines.</i> Electrimacs 2017, Toulouse, France.
Juillet 2017	<i>Vibro-acoustic response of a discoidal switching flux permanent magnet machine due to electromagnetic origin.</i> Electrimacs 2017, Toulouse, France.
Octobre 2016	<i>Comparison between Axial type Surface Mounted and Switching Flux Permanent Magnet machines for wind turbine application.</i> Conférence Internationale en Sciences et Technologies Électriques au Maghreb (CISTEM), Marrakech, Maroc.

Octobre 2016	<i>Modélisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation Série par un circuit de Réductances Maillé.</i> Conférence Internationale en Sciences et Technologies Électriques au Maghreb (CISTEM), Marrakech, Maroc.
Octobre 2016	<i>Interpolation coupling for reluctance network models dedicated to the predesign of Switching Flux Permanent Magnet machines.</i> Conférence Internationale en Sciences et Technologies Électriques au Maghreb (CISTEM), Marrakech, Maroc. Lien
Septembre 2016	<i>Impact Of the Airgap Magnetic Field Harmonics On The Performances of A Disc Type Flux Switching Machine For Wind Application.</i> International Conference on Electrical Machines (ICEM), Lausanne, Switzerland. Lien
Juin 2016	<i>Couplage électromagnétique vibroacoustique pour l'étude des émissions sonores d'une Machine Synchrone à Rotor Bobiné (MSRB).</i> Symposium de Génie Électrique (SGE), Grenoble, France. Lien
Avril 2016	<i>Magneto-vibro-acoustic analysis of a discoidal switching flux permanent magnet machine dedicated to wind turbine application.</i> International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), Monaco. Lien
Avril 2016	<i>Steady state hybrid thermal modelling of permanent magnet electrical machines.</i> International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), Monaco. Lien
Octobre 2015	<i>Magneto-vibro-acoustic analysis linking FLUX 2D-3D to ANSYS Mechanical.</i> CEDRAT News magazine edition 69, Lyon, France. Lien
Septembre 2015	<i>Modeling of axial flux switching permanent magnet machine using magnetic equivalent circuit.</i> International Symposium on Electromagnetic Fields (ISEF), Valencia, Spain.

Table des matières

Introduction Générale	1
PREAMBULE.....	7
P.I. Notions de mécanique vibratoire.....	9
P.I.1. Définition	9
P.I.2. Instabilité vibratoire.....	9
P.I.3. Atténuation des vibrations.....	9
P.I.4. Résonance vibratoire.....	10
P.I.5. Analyse modale	10
P.I.6. Comportement vibratoire des systèmes mécanique.....	11
P.II. Notions de vibroacoustique.....	13
P.II.1. Vibrations et bruit sonore.....	13
P.II.2. Physique du son	14
P.II.3. Propagation du son.....	14
P.II.4. Quantification du son.....	19
P.II.5. Psychoacoustique et perception du son.....	21
Chapitre I : Analyse Bibliographique	25
I.1. Le défi du véhicule électrique et hybride.....	27
I.1.1. Contexte : Pourquoi le véhicule électrique et hybride ?.....	27
I.1.2. Histoire du véhicule électrique (nouvelle ancienne technologie)	28
I.1.3. Enjeu sociétal.....	32
I.1.4. Enjeu environnemental.....	33
I.1.5. Enjeu politique.....	40
I.1.6. Enjeu économique.....	41
I.1.7. Enjeu technique et technologique	43
I.1.8. Barrières et leviers d'améliorations du véhicule électrique.....	43
I.2. Les configurations du véhicule électrique et hybrides.....	52
I.3. Tendances technologiques des machines électriques	54
I.4.1. Historique.....	54
I.4.2. Progrès dans l'ingénierie de matériaux pour les machines électriques	58
I.4.3. Techniques de bobinages	68
I.4.4. Conception assisté par ordinateur CAO	70
I.4.5. Refroidissement	70
I.4.6. Bilan sur le progrès dans l'ingénierie des matériaux pour les machines électriques	72

I.4.7.	Impact sur les machines dédiées aux véhicules électriques.....	73
I.4.	Typologie des moteurs destinés à la traction électrique	76
I.4.1.	Classification des machines électriques	76
I.4.2.	La machine à courant continu.....	78
I.4.3.	La machine asynchrone.....	78
I.4.4.	La machine synchrone	78
I.4.5.	La machine synchrone à réluctance variable	80
I.4.6.	La machine synchrone à commutation de flux	81
I.4.7.	Sélection des machines pour le véhicule électrique.....	81
I.5.	Problématique de la thèse (Bruit et vibrations des machines tournantes dédiées à la traction électrique)	85
I.6.	Présentation de la machine à commutation de flux	87
5.1.	Principe de la commutation de flux	87
5.2.	Etat de l'art de la MCF.....	88
5.3.	Diverses architectures des MCF.....	90
I.7.	Conclusion	92
Chapitre II : Modélisation Multi physique des Machines discoïdes en vue de l'étude des émissions vibroacoustiques		93
II.1.	Introduction.....	95
II.2.	Origines du bruit et vibrations dans les machines électriques.....	96
II.3.	Historique des études de bruit et vibrations des machines électriques	99
II.4.	Problématique de la modélisation thermo-magnéto-vibroacoustique.....	102
II.8.1.1.	Modélisation analytique	106
II.8.1.2.	Modélisation circuit équivalent.....	113
II.8.1.3.	Modélisation à constantes localisées	116
II.5.	Particularités des machines discoïdes à flux axial.....	119
II.6.	Modélisation Magnétique	121
II.1.	Problématique de la modélisation magnétique	121
II.2.	Modélisation quasi-3D	121
II.2.2.1.	Modèle analytique.....	123
II.2.2.1.1.	Expression générale du potentiel-vecteur dans la région i	126
II.2.2.1.2.	Calcul des grandeurs globales de la machines	126
II.2.2.1.2.1.	Calcul du flux et de la force électromotrice (f.é.m).....	127
II.2.2.1.2.2.	Calcul du couple de détente	128
II.2.2.1.2.3.	Calcul de la force d'attraction axiale	129

II.2.2.2.	Modèle réseau de perméances	129
II.2.2.2.1.	Modèle réseau réductant couplé avec les fonctions d'interpolation.....	130
II.2.2.2.2.	Modélisation de l'entrefer	131
II.2.2.2.2.1.	Solution Analytique:.....	131
II.2.2.2.2.2.	Réseau réductant variable :	132
II.2.2.2.2.3.	Interpolation polynomiale au niveau de la surface de glissement :	133
II.7.	Modélisation électrique.....	133
II.7.1.	Modèles électriques dq.....	133
II.7.2.	Approche de modélisation :	135
II.7.2.1.	Modélisation dans le référentiel statorique abc :	135
II.7.2.2.	Modélisation dans le repère dq :	136
II.7.2.2.1.	Équations en régime permanent de la MCF :	137
II.8.	Modélisation vibroacoustique	139
II.8.1.	Propriétés mécaniques des matériaux	139
II.8.2.	Prise en compte de l'influence de la température	140
II.8.3.	Modèle mécanique.....	141
II.7.10.1.	Création de la géométrie.....	141
II.7.10.2.	Maillage de la géométrie	142
II.7.10.3.	Affectation des matériaux.....	143
II.7.10.4.	Matrice de connectivité	144
II.7.10.5.	Généralisation de l'approche 2D pour le 3D	146
II.7.10.6.	Masse et raideurs élémentaires	149
II.7.10.7.	Calcul de la rigidité et des masses.....	149
II.7.10.8.	L'analyse Modale.....	152
II.7.10.9.	Calcul de la matrice d'amortissement.....	152
II.7.10.10.	Réduction du système matriciel	153
II.7.10.11.	Analyse structurelle transitoire	153
II.7.10.12.	Analyse structurelle harmonique	154
II.8.4.	Modèle acoustique	155
II.9.	Modélisation thermique	156
II.9.1.	Problématique de la modélisation thermique	156
II.9.1.1.	Transfert de chaleur.....	156
II.9.1.1.1.	Calcul du coefficient de transfert de chaleur par convection	157
II.9.1.1.2.	Prise en considération de l'isolant d'encoche	160
II.9.2.	Modèle circuit équivalent.....	160

II.10.	Couplage magnéto-vibroacoustique	161
II.10.1.	Problématique du couplage multi physique.....	161
II.10.2.	Outils de couplage – Application sur une machine synchrone à rotor bobiné.....	164
II.10.3.	Modèle électromagnétique de la MSRB.....	165
II.10.4.	Modèle vibroacoustique de la MSRB	167
II.10.5.	Couplae magneto-vibrao-acoustique.....	169
II.10.6.	Résultats et discussions	171
II.10.7.	Conclusion.....	173
II.11.	Conclusion	174
Chapitre III : Modélisation multi-physique optimale d’une machine à concentration de flux pour le véhicule électrique par la méthode des constantes localisées		175
III.1.	Introduction	177
III.2.	Modélisation multi-physique : Méthode de constantes localisées	178
III.2.1.	Modèle magnétique : Réseau réductant	178
III.2.1.1.	Prise en considération de la saturation des matériaux magnétiques doux	181
III.2.2.	Modèle thermique : réseau de résistance thermique	181
III.2.3.	Model mécanique.....	183
III.2.4.	Validation du modèle multiphysique	186
III.2.3.1.	Simulation électromagnétique	186
III.2.3.2.	Simulation thermique.....	190
III.2.3.3.	Simulation mécanique.....	191
III.2.3.3.1.	Analyse Modale	191
III.2.3.3.2.	Etude transitoire.....	193
III.2.3.3.3.	Etude harmonique	194
III.3.	Conclusion	195
Chapitre IV : Étude des performances magnéto-vibroacoustique de quelques machines électriques		197
IV.1.	Introduction	199
IV.2.	Etude des performances d’une machine synchrone discoïde à commutation de flux	199
IV.2.1.	Présentation de la machine	199
IV.2.2.	Model magnétique	201
IV.2.2.1.	Model EF 3D.....	201
IV.2.2.2.	Model EF Quasi 3D.....	202
IV.2.3.	Model mécanique vibro acoustique	204
IV.2.4.	Approches de réduction du niveau de bruit et vibration.....	205
IV.2.4.1.	Etude de l’influence des combinaisons encoches/pôles	205

IV.2.4.1.1.	Résultats de la Modélisation magnétique.....	206
IV.2.4.1.2.	Résultats Modélisation mécanique vibroacoustique	212
IV.2.4.2.	Étude de la déflexion du disque rotorique.....	214
IV.2.4.2.1.	Force électromagnétique axiale	215
IV.2.4.2.2.	Couplage magnéto mécanique faible	216
IV.2.2.1.	Conclusion	217
IV.2.5.	Approches de modélisation vibroacoustique réduite.....	217
IV.2.5.1.	Première approche : Analyse vibroacoustique sous contraintes magnétiques transitoire	218
IV.2.5.2.	Deuxième approche : Analyse vibroacoustique basé sur une superposition modale	219
IV.2.5.3.	Résultats de l'analyse modale	220
IV.2.5.4.	Résultats de la première approche	222
IV.2.5.5.	Résultats de la deuxième approche.....	223
IV.2.5.6.	Comparaison des deux approches de modélisation	226
IV.2.5.7.	Résultats de l'analyse harmonique	226
IV.2.5.8.	Conclusion	227
IV.3.	Étude des performances d'une machine synchrone discoïde à aimants permanents montés en surface	227
IV.3.1.	Présentation de la machine	227
IV.3.2.	Modélisation magnétique	228
IV.3.2.1.	Calcul des grandeurs locales	229
IV.3.2.2.	Calcul des grandeurs globales	230
IV.3.2.2.1.	Couple de détente.....	230
IV.3.2.2.2.	Couple électromagnétique	230
IV.3.2.2.3.	Puissance électromagnétique	230
IV.3.3.	Modélisation mécanique vibroacoustique	231
IV.3.4.	Étude de déflexion du disque rotorique.....	236
IV.3.4.1.	Force électromagnétique axiale.....	236
IV.3.4.2.	Couplage magnéto-mécanique faible.....	237
IV.3.5.	Conclusion.....	239
IV.4.	Comparaison des performances des MSDAP monté en surface et MDCF.....	240
IV.4.1.	Présentations des deux prototypes à APFA	240
IV.4.2.	Comparaison des résultats	245
IV.4.2.1.	Étude du fonctionnement à vide	245
IV.4.2.1.1.	Mesure de la résistance de phase	248

IV.4.2.2.	Étude du fonctionnement en court-circuit	248
IV.4.2.3.	Étude du fonctionnement en charge	250
IV.5.	Étude d'une machine synchrone à aimants permanents à flux radial	252
IV.5.1.	Présentation de la machine	253
IV.5.2.	Modélisation magnétique	254
IV.5.3.	Modélisation mécanique vibroacoustique	255
IV.5.3.1.	Analyse modale:	256
IV.5.3.2.	Analyse vibratoire	259
IV.5.3.2.1.	Analyse structurelle sous contraintes magnétiques statiques	260
IV.5.3.2.2.	Analyse structurelle sous contraintes magnétiques transitoires.....	262
IV.5.3.2.3.	Comparaison des résultats	265
IV.5.3.2.3.1.	Présentation de test	265
IV.5.3.2.3.1.1.	Choix de l'accéléromètre	266
IV.5.3.2.3.2.	Analyse et comparaison des résultats.....	271
IV.5.4.	Conclusion de l'étude de la MSAPFR	272
IV.6.	Conclusion	273
	Conclusion générale	275
	Annexe	281
	Références	283

Liste des figures

Figure P.1. Illustration du gaz dans un tube.	14
Figure P.2. Physiologie de l'oreille humaine.	21
Figure P.3. Sensibilité d'écoute de l'oreille humaine.	22
Figure P.4. Courbes isosoniques normalisées.	23
Figure P.5. Courbes de pondération normalisées pour le passage de dBSPL en dB(A), dB(B), dB(C) et dB(D).	24
Figure I.1. Voiture électrique construite par Gustave Trouvé en 1881.	28
Figure I.2. Reproduction de la voiture électrique construite par Ayrton & Perry en 1881.	29
Figure I.3. Thomas Parker assis dans une voiture électrique une des première au monde.	29
Figure I.4. La Jamais Contente au mondial de l'automobile de Paris 2014.	29
Figure I.5. Station de recharge et d'échange des batteries d'accumulateurs de la firme Krieger (Paris-1898).	30
Figure I.6. Electrovair II (1966) de General Motors alimentée par batteries de zinc de 532 volts.	31
Figure I.7. Exemple de véhicules électriques commercialisée de nos jours Renault ZOE et Tesla S.	31
Figure I.8. Évolution mondiale de la population et la production de véhicules.	32
Figure I.9. Illustration des taux de pollutions et la dégradation de la qualité d'air en France.	33
Figure I.10. Illustration des taux de pollutions et la dégradation de la qualité d'air en France.	34
Figure I.11. Émission carbonique globale en fonction de la motorisation du véhicule.	34
Figure I.12. Cartographie du bruit des transports en région Parisienne.	35
Figure I.13. Sources de bruit dans un véhicule léger.	36
Figure I.14. Illustration des conditions de mesure en champ libre du bruit des véhicules.	37
Figure I.15. Comparaison du niveau de bruit pour un véhicule léger en fonction de la motorisation.	37
Figure I.16. Comparaison du niveau de bruit à 20 Km/h pour un véhicule lourd.	38
Figure I.17. Production annuelle mondiale de combustibles fossiles et prévisions.	39
Figure I.18. Principaux Pays détenant la réserve et la production mondiale du Pétrole.	40
Figure I.19. Principaux Pays consommateur du Pétrole.	40
Figure I.20. Ventes de voitures électriques, parts de marché et parts des ventes de véhicules électriques à batteries VEB et de véhicules hybrides rechargeable VHR dans certains pays, 2010-2016.	41
Figure I.21. Carte du monde présentant l'attractivité du marché du véhicule électrique.	42
Figure I.22. Évolution du parc automobile électrique mondial, 2010-16.	42
Figure I.23. Scénario moyenné de l'évolution des ventes de véhicules légers par type, 2000-50.	42
Figure I.24. Situation actuelle et avenir de la distribution d'énergie.	43
Figure I.25. Évolution du coût, poids, volume, puissance et rendement du groupe moteur propulseur.	44
Figure I.26. Comparaison du rendement énergétique de la chaîne thermique et électrique.	44
Figure I.27. Principaux producteurs et consommateur de cuivre dans le monde.	45
Figure I.28. Comparaison des technologies de batteries.	46
Figure I.29 Principaux producteurs de batteries au Lithium dans le monde 2016.	47
Figure I.30. Évolution du cout, poids, volume et capacité des batteries Lithium-ion à l'horizon de 2022.	47
Figure I.31. Répartition par secteur des technologies de commutateurs électroniques de puissance en fonction de la fréquence de découpage et la puissance.	48
Figure I.32. Principales topologies de convertisseurs de puissance pour le véhicule électrique.	49
Figure I.33. Configuration de base du convertisseur embarqué pour la recharge et la traction électrique.	50
Figure I.34. Évolution technologique des unités de conversion de puissance embarquées dans le VE.	51
Figure I.35. Classification globale des véhicules électriques.	52
Figure I.36. Principaux composants d'une chaîne de traction électrique.	53
Figure I.37. Principales topologies du véhicule électrique à batteries.	53
Figure I.38. Principales topologies du véhicule électrique hybride.	54
Figure I.39. Liste non exhaustive des premiers concepts de moteurs électriques [Multon 1995].	55
Figure I.40. Les technologies d'entraînement peuvent évoluer d'une très petite puissance (inférieure à 1 W) à une puissance élevée (plus de 10 MW) [Doncker 2006].	56
Figure I.41. Évolution du moteur asynchrone Hitachi de 5 CV (3,7 kW, quatre pôles) [Mikami 2011].	56
Figure I.42 : Classification des principaux types de matériaux magnétiques doux [Cyr 2007].	58
Figure I.43. Comparaison des pertes fer spécifique pour Accucore et Somaly TM 500.	62
Figure I.44. Comparaison des pertes fer en fonction des niveaux d'induction et la fréquence [Krings 2014].	63
Figure I.45. Évolution historique des aimants permanents (1 MGOe = kJ/m ³) [lien].	64
Figure I.46. Les différentes couches d'isolant d'un fil émaillé.	65

Figure I.47. Réalisation et essais d'un moteur supraconducteur incluant un accouplement magnétique [Dolisy 2016].....	67
Figure I.48. Exemple de réalisation de bobinages à base de fibres de carbone	68
Figure I.49. Principales technologies de bobinages existantes sur le marché [Fleischer 2017]	68
Figure I.50. Optimisation géométrique multi-objectives d'une machines synchrone à aimants montés en surface	70
Figure I.51. Illustration du circuit de refroidissement du stator d'une machine électrique.....	71
Figure I.52. Evolution de la motorisation de la Prius entre 2002 et 2017.....	74
Figure I.53. Comparaison du poids des aimants et du cuivre en fonction de la puissance de certaines machines électriques utilisés par les constructeurs automobiles.....	74
Figure I.54. Construction et assemblage du moteur électrique de la Chevy Spark de GM Lien.....	75
Figure I.55. Présentation de la voiture électrique de Sumitomo Electric avec son moteur supraconducteur [Lien].....	75
Figure I.56. Avantages de la supraconduction pour la traction électrique	76
Figure I.57. Classification des machines en fonction de la direction principale du flux, structure proposée dans [Bracikowski 2012].....	76
Figure I.58. Organigramme de classification des topologies à flux variable proposée dans [Gaussens 2013].....	77
Figure I.59. Comparaison des prix de fabrication en fonctions des matériaux pour différentes machines électriques [Lien].	84
Figure I.60. Limite du bruit acoustique selon la norme CEI 60034-9.....	85
Figure I.61. Vue de la MDCF avec distribution des bobinages.....	87
Figure I.62. Principe de la commutation de flux d'un aimant dans la bobine proposée dans [Bali 2011].....	88
Figure I.63. Machine monophasée 6/4 proposée dans [Rauch 1955].....	88
Figure I.64. Première MCF-AP triphasée proposée dans [Hoang 1997]	88
Figure I.65. Publications sur les MCF selon Google Scholar.....	90
Figure II.1. Approche de modélisation de la génération de bruit [LE besnerais 2010] [Dupont 2012].....	95
Figure II.2. Sources de bruit dans les machines électriques en fonction de la fréquence.....	97
Figure II.3. Distribution spatiale de la force magnétique avec a) 68 pôles / 69 encoches ; b) 60 pôles / 72 encoches ; c) 10 pôles / 12 encoches [Meier 2008].....	98
Figure II.4. Illustration des forces Maxwell et de magnétostriction [LE besnerais 2008 (a)]	98
Figure II.5. Représentation des forces magnétomotrices et de la pression de Maxwell à un moment donné [LE besnerais 2008 (a)]	100
Figure II.6. Présentation des approches de réduction de bruit active et passive	101
Figure II.7. Complexité de la modélisation mécanique d'une machine électrique.....	103
Figure II.8. Processus de bobinage dentaire.....	104
Figure II.9. Approche de modélisation d'un bobinage dentaire [Millithaler 2015].....	104
Figure II.10. Modélisation éléments finis du feuilletage du circuit magnétique	105
Figure II.11. Comparaison des déformations pour une modélisation EF par feuilletage et par matériau massif équivalent	105
Figure II.12. Machine décomposée en trois coques minces cylindriques [Verez 2014]	107
Figure II.13. Etapes de modélisation vibroacoustiques [Verez 2014]	108
Figure II.14. Procédure du calcul analytique de niveau de bruit acoustique rayonné par une machine.....	109
Figure II.15. Présentation de l'équivalence entre le circuit mécanique et le circuit électrique	114
Figure II.16. Représentation du modèle mécanique via circuit équivalent [Lecoite 2004].....	115
Figure II.17. Modèle à constantes localisées simplifié d'une machine électrique	118
Figure II.18. Présentation d'un modèle à constantes localisées d'une MSRV (a) modèle mécanique b) mise en équations sur Matlab-Simulink [Matveev 2006].....	119
Figure II.19. (a) Géométrie de la MDCF (b) Subdivision annulaire de la machine à flux axial (c) Géométrie 2D déroulé idéalisée.....	122
Figure II.20. Subdivision de la machine en couches annulaires.....	122
Figure II.21. Circuit réactant équivalent d'un aimant	130
Figure II.22. Représentation d'un bloc élémentaire avec des réactances rectangulaires bidirectionnelles.....	130
Figure II.23. Représentation d'un bloc élémentaire avec des réactances cylindriques bidirectionnelles	130
Figure II.24. Motif statorique maillé avec des réactances bidirectionnelles	131
Figure II.25. Module de Young et coefficient de cisaillement en fonction de la température	141
Figure II.26. Coefficient de Poisson en fonction de la température.....	141
Figure II.27. Construction de la géométri.....	142
Figure II.28. Présentation du maillage d'une structure à flux radial.....	143
Figure II.29. Présentation de l'afféctation des matériaux aux éléments du maillage.....	143
Figure II.30. Présentation de la numérotation des nœuds et de la périodicité.....	144
Figure II.31. Illustration graphique de la connexion entre deux éléments adjacents.....	145
Figure II.32. Exemple d'un élément du maillage mécanique 3D	146

Figure II.33. Présentation de la géométrie et de l'affectation des matériaux	147
Figure II.34. Présentation du maillage 3D	147
Figure II.35. Aperçu des matrices bandes de raideurs en 2D à gauche et 3D à droite	148
Figure II.36. Exemple de déformations 3D obtenues suite à l'analyse modale.....	148
Figure II.37. Block élémentaire pour l'étude mécanique	149
Figure II.38.....	150
Figure II.39. Stratégies de couplage magnéto-vibroacoustique	161
Figure II.40. Différentes méthodes de calcul et d'application des efforts électromagnétiques	163
Figure II.41. Présentation de la partie active de la machine.....	164
Figure II.42. Calcul des efforts au noeuds du maillage magnétique	166
Figure II.43. Induction magnétique au milieu de l'entrefer	166
Figure II.44. Pression magnétique au niveau du rayon interne de l'alésage statorique	166
Figure II.45. Contenu harmonique de la pression magnétique.....	167
Figure II.46. Schéma complet du modèle magnéto-vibroacoustique.....	168
Figure II.47. Vue éclatée de l'ensemble des éléments modélisés de la structure.....	169
Figure II.48. Partage de la géométrie à partir de différents modèles magnétiques	170
Figure II.49. Interface graphique de la macro de couplage	171
Figure II.50. Transfert des efforts vers Ansys pour une et plusieurs couches.....	171
Figure II.51. Transfert des efforts aux nœuds du maillage mécanique.....	171
Figure II.52. Exemple des déformations du stator	172
Figure II.53. Déplacements dynamiques de la structure pour le premier pas de temps	173
Figure II.54. Pression acoustique pour le premier pas de temps.....	173
Figure III.1. Coupe 2D de la machine étudiée	177
Figure III.2. Bloc élémentaire avec des réductances bidirectionnelles dans un repère cylindrique	178
Figure III.3. Interpolation du potentiel scalaire au niveau de la surface de glissement.....	179
Figure III.4. Interpolation de la composante normale de l'induction magnétique au niveau de la surface de glissement.....	180
Figure III.5. Block élémentaire utilisé dans le réseau de résistances thermiques	181
Figure III.6. Découpage du stator utilisé dans l'étude mécanique	185
Figure III.7. Coupe 2D de la structure utilisée pour l'étude multiphysique	186
Figure III.8. Front de Pareto : résultats d'optimisation	187
Figure III.9. Inductions normale et tangentielle au milieu de l'entrefer à vide	188
Figure III. 10 Force magnétique au milieu de l'entrefer.....	188
Figure III.11. Contenu harmonique de la force magnétique	189
Figure III.12. Flux à vide.....	189
Figure III.13. Couple électromagnétique en charge	190
Figure III.14. Distribution de la température dans la machine	191
Figure III.15. Comparaison entre le modèle mécanique et MEF : fréquences propres.....	191
Figure III.16. Déformation : Mode 2.....	192
Figure III.17. Déformation : Mode 3 avec modèle 2D.....	192
Figure III.18. Déformation : Mode 3 avec modèle 3D.....	192
Figure III. 19. Influence de la température sur les fréquences propres du stator	193
Figure III.20. Déformation suite à des vibrations forcées.....	193
Figure III.21. Déplacement transitoire à 90 [°].....	194
Figure III.22. Résultats de l'analyse harmonique.....	194
Figure IV.1. Approche de modélisation multicouche de la MDCF	201
Figure IV.2. Calcul des inductions et des forces magnétiques.....	201
Figure IV.3. Calcul de la force magnétique au niveau des éléments de maillage magnétique.....	202
Figure IV.4. (a) Géométrie de la MDCF (b) Subdivision annulaire de la machine à flux axial (c) Géométrie 2D déroulée idéalisée.....	202
Figure IV.5. Vue éclatée de l'ensemble des éléments modélisés de la structure.....	205
Figure IV.6. Variation du couple de détente en fonction de la largeur de la dent rotorique 12s/10p.....	206
Figure IV.7. Variation du couple électromagnétique en fonction de la largeur de la dent rotorique 12s/10p	206
Figure IV.8. Variation du couple de détente en fonction de la largeur de la dent rotorique 12s/11p.....	207
Figure IV.9. Variation du couple électromagnétique en fonction de la largeur de la dent rotorique 12s/11p	207
Figure IV.10. Variation du couple de détente en fonction de la largeur de la dent rotorique 12s/13p.....	208
Figure IV.11. Variation du couple électromagnétique en fonction de la largeur de la dent rotorique 12s/13p	208
Figure IV.12. Variation du couple de détente en fonction de la largeur de la dent rotorique 12s/14p.....	209

Figure IV.13. Variation du couple électromagnétique en fonction de la largeur de la dent rotorique 12s/14p	209
Figure IV.14. Variation du couple de détente en fonction de la largeur de la dent rotorique.....	210
Figure IV.15. Variation du couple électromagnétique en fonction de la largeur de la dent rotorique	210
Figure IV.16. Contenu Harmoniques de pression magnétique normale.....	211
Figure IV.17. Contenu Harmoniques de pression magnétique tangentielle.....	212
Figure IV.18. Répartition spatiale des efforts magnétique en fonction de la configuration.....	212
Figure IV.19. Niveau de pression acoustique en fonction du temps.....	213
Figure IV.20. Réponse fréquentielle de la pression acoustique au niveau de la carcasse à une distance de 0.4m.....	213
Figure IV.21. Réponse fréquentielle de la pression acoustique au niveau des flasques à une distance de 0.4m.....	214
Figure IV.22. Déflexion du disque de rotorique due à la force d'attraction axiale	214
Figure IV.23. Couplage magnéto-mécanique faible	215
Figure IV.24. Forme d'onde de la force d'attraction axiale appliquée d'un seul côté du disque rotorique pour la MDCF ..	215
Figure IV.25. Analyse mécanique structurelle multistatistiques du rotor simple pour un décentrage de 20 % (Masse totale = 13.4 kg).....	216
Figure IV.26. Analyse mécanique structurelle multistatistiques du rotor renforcé pour un décentrage de 20 % (Masse totale = 11.46 kg)	216
Figure IV.27. Déflexion en fonction de la force axiale pour la MDCF	217
Figure IV.28. Schéma de l'approche complète de modélisation transitoire.....	219
Figure IV.29. schéma complet de l'approche de modélisation de superposition modale.....	220
Figure IV.30. Fréquences propres de la MDCF en fonction de la température.....	221
Figure IV.31. Déformation obtenue à 780 Hz ainsi que la direction de propagation.....	221
Figure IV.32. Pression acoustique maximale en fonction du temps	222
Figure IV.33. Niveau de pression acoustique en fonction du temps	222
Figure IV.34. Déplacements structurels mappé sur la structure.....	223
Figure IV.35. La pression acoustique mappée sur l'aire englobant la structure	223
Figure IV.36. Inductions magnétiques normale et tangentielle au niveau du slice 4	224
Figure IV.37. Pression magnétiques normale et tangentielle au niveau du slice 4	224
Figure IV.38. Harmoniques de la pression magnétique normale et tangentielle au niveau du slice 4	224
Figure IV.39. Illustration de la déformation et les pressions acoustiques correspondantes au Mode (3,2) à 750Hz	225
Figure IV.40. Réponse fréquentielle de la pression acoustique	226
Figure IV.41. Paramètres géométriques de la MSAPFA.....	227
Figure IV.42. MEF 3D de la MSAPFA	228
Figure IV.43. Distribution de l'induction à vide au milieu de l'entrefer (région III)	229
Figure IV.44. Distribution de l'induction en charge au milieu de l'entrefer (région III)	229
Figure IV.45. Comparaison des formes d'ondes du couple de détente.....	230
Figure IV.46. Comparaison des formes d'ondes du couple électromagnétique	230
Figure IV.47. Comparaison des formes d'ondes de la puissance électrique de sortie.....	231
Figure IV.48. Calcul des efforts magnétiques avec l'approche multicouches.....	232
Figure IV.49. Pression magnétique au niveau du rayon (Ro-Ri)/3 sur l'alésage statorique.....	232
Figure IV.50. Contenu harmonique de la pression magnétique.....	233
Figure IV.51. Schéma complet du modèle magnéto-vibratoire.....	233
Figure IV.52. Vue éclatée de l'ensemble des éléments modélisés de la structure.....	234
Figure IV.53. Déplacement vibratoire pour le mode (7,3)	235
Figure IV.54. Déplacement vibratoire pour le mode (3,4)	235
Figure IV.55. Forme d'onde de la force d'attraction axiale appliquée d'un seul côté du disque rotorique pour la MSAPFA	236
Figure IV.56. Première structure du rotor	237
Figure IV.57. Deuxième structure du rotor	237
Figure IV.58. Déflexion en fonction de la force axiale pour la MSAPFA.....	239
Figure IV.59. Dent statorique de la MSAPFA	241
Figure IV.60. Plot élémentaire du circuit magnétique statorique de la MDCF	241
Figure IV.61. Vue de face du stator de la MSAPFA en cours d'assemblage	241
Figure IV.62. Vue de face de chaque stator de MDCF sans les aimants permanents	241
Figure IV.63. Bobinage d'un plot statorique de la MSAPFA.....	241
Figure IV.64. Bobinage d'un plot statorique de la MDCF	241
Figure IV.65. Bobinage complet d'un stator de la MSAPFA	242
Figure IV.66. Illustration de la mise en place des isolants dans l'encoche.....	242
Figure IV.67. Dégradé d'induction en charge de la MDCF	242

Figure IV.68. Processus d'assemblage du rotor	243
Figure IV.69. Vue d'une face de disque rotorique de la MSAPFA.....	243
Figure IV.70. Vue d'une face de disque rotorique de la MDCF	243
Figure IV.71. Constitution du rotor de la MDCF	244
Figure IV.72. Montage du rotor sur l'arbre de la machine	244
Figure IV.73. Vue de la machine assemblée.....	245
Figure IV.74. FEM à vide des deux stators en série	246
Figure IV.75. Courbe de tensions en fonction de la fréquence, $V=f(f)$	247
Figure IV.76. Modèle équivalent d'une phase de la machine.....	247
Figure IV.77. Schéma de montage d'une phase de la machine.....	248
Figure IV.78. modèle équivalent d'une phase de la machine en court-circuit.....	248
Figure IV.79. Résultats des Courants de court-circuit à différentes fréquences.....	249
Figure IV.80 : Schéma représentant le couplage de la machine en charge.....	250
Figure IV.81. Caractéristiques tensions et courants en charge	251
Figure IV.82 : Configuration de l'essai en charge.....	251
Figure IV.83. Tension simple de la phase en charge ($P = 3kW$) à 62.5Hz.....	252
Figure IV.84. Évolution de la température en fonction du temps.....	252
Figure IV.85. Évolution de la température en fonction du temps avec un courant de court-circuit de 10A.....	252
Figure IV.86. Approche d'investigation afin de déterminer si les vibrations obtenues expérimentalement sont d'origine électromagnétique	253
Figure IV.87. Géométrie de la machine	253
Figure IV.88. Caractéristique $B(H)$ de la tôle M330_35A $B(H)$	254
Figure IV.89. Couple de détente avec et sans vrillage du rotor et l'induction magnétique en charge dans l'entrefer	254
Figure IV.90. Couple électromagnétique en charge et son contenu harmonique.....	255
Figure IV.91. Pression Magnétique au niveau du rayon intérieur du stator et son contenu harmonique.....	255
Figure IV.92. Géométrie du Moteur pour la modélisation mécanique	256
Figure IV.93: Illustration de l'écart des fréquences propres en fonction du coefficient de contact	257
Figure IV.94. Influence des coefficients de contact sur les fréquences propres (Hz)	257
Figure IV.95 Impact de la modélisation des bobines et têtes de bobines sur les fréquences propres	258
Figure IV.96. Impact de la modélisation des bobines, têtes de bobines et la carcasse sur les fréquences propres	258
Figure IV.97. Impact de la modélisation de la structure complète sur les fréquences propres	258
Figure IV.98. Mode 3 pour le circuit magnétique statorique à: 140 Hz.....	259
Figure IV.99. Mode 3 pour le circuit magnétique statorique + bobines + têtes des bobines à: 409 Hz.....	259
Figure IV.100. Mode 3 pour le circuit magnétique statorique + bobines + têtes des bobines + Carcasse à:775 Hz.....	259
Figure IV.101. Mode 3 pour la structure complète à:1705 Hz.....	259
Figure IV.102. Vue éclatée de la structure modélisés après simplification géométrique (1: flasque; 2: circuit magnétique statorique; 3: carcasse avec circuit de refroidissement; 4: bobines et têtes de bobines; 5: flasque)	259
Figure IV.103. Vue du maillage mécanique	260
Figure IV.104. Vue sur les emplacements des capteurs de déplacement	260
Figure IV.105. Exemple de déplacement U_x correspondant au 27e harmonique de la pression magnétique au bout d'arbre (DE) sur une trajectoire circulaire.....	261
Figure IV.106. Exemple de déplacement U_y correspondant au 27e harmonique de la pression magnétique au bout d'arbre (DE) sur une trajectoire circulaire.....	261
Figure IV.107. Exemple de déplacement U_z correspondant au 27e harmonique de la pression magnétique au bout d'arbre (DE) sur une trajectoire circulaire.....	261
Figure IV.108. Vue du support de calcul des forces magnétiques.....	262
Figure IV.109. Vue de la répartition des forces magnétiques sur le rayon intérieur de l'alésage statorique pour le premier pas de temps.....	262
Figure IV.110. Déplacement U_x (m) à DE en fonction du temps	263
Figure IV.111. Contenu harmonique du $U_x(m)$ at DE.....	263
Figure IV.112. Déplacement U_y (m) à DE en fonction du temps	263
Figure IV.113. Contenu harmonique du $U_y(m)$ at DE.....	264
Figure IV.114. Déplacement U_z (m) à DE en fonction du temps	264
Figure IV.115. Contenu harmonique du $U_z(m)$ at DE	264
Figure IV.116. Synoptique d'une Chaîne de mesures de vibrations	265
Figure IV.117. Plage de fonctionnement maximale d'un accéléromètre	268
Figure IV.118. Présentation de la configuration du test	268

<i>Figure IV.119. Amplificateur de charge Brüel&Kjær 2635</i>	<i>269</i>
<i>Figure IV.120. Accéléromètre piézoélectrique Brüel&Kjær 4375</i>	<i>270</i>
<i>Figure IV.121. Caractéristique de l'amplificateur de charge Brüel&Kjær 2635</i>	<i>270</i>
<i>Figure IV.122. Oscilloscope LeCroy WaveSurfer 424</i>	<i>271</i>
<i>Figure IV.123. ZES Zimmer Power Analyzer LMG 500.....</i>	<i>271</i>
<i>Figure IV.124. Moteur (en charge) 280 tr / min, vibration de 112 Hz (mesurée sur la carcasse).....</i>	<i>271</i>
<i>Figure IV.125. Moteur (à vide) 280 tr / min, vibration à 112 Hz (mesurée sur la carcasse)</i>	<i>271</i>
<i>Figure IV.126. Présentation des techniques de renforcement de la carcasse</i>	<i>272</i>

Liste des Tableaux

Tableau P.1 Étude d'un système mécanique masse-ressort à un degré de liberté [Boudet 2003].....	12
Tableau P.2 Équation d'onde en une dimension [Pascal 2008]	18
Tableau P.3 Étude d'un système mécanique masse-ressort à un degré de liberté.....	20
Tableau P.4 Exemple de puissance acoustique pour différentes sources	21
Tableau I.1 Facteurs influent sur le bruit du trafic routier	36
Tableau I.2 Principaux producteurs et réserve mondiale des terres rares	45
Tableau I.3 Avantages et limitations des différentes technologies de batteries	46
Tableau I.4 Matériaux semi-conducteurs en fonction de l'énergie de gap	48
Tableau I.5 Comparaison et évolution des convertisseurs de puissance embarqués dans le VE.....	51
Tableau I.6 Inventions marquant le développement des machines électriques [Multon 1995].....	55
Tableau I.7 Propriétés physiques des matériaux magnétiques doux usuelles	59
Tableau I.8 Exemple de propriétés physiques des rubans en alliage amorphe.....	61
Tableau I.9 Principales propriétés physiques des aimants proposés dans [Legranger 2009]	64
Tableau I.10 Classes d'isolants électriques en fonction de la température maximale.....	66
Tableau I.11 Comparaison des méthodes de bobinage des fils ronds selon (Hofmann 2016)	69
Tableau I.12 Evolution du procédé de refroidissement dans les machines électriques	71
Tableau I.13 Progrès dans l'ingénierie des matériaux pour les machines électriques [Gerada 2015].....	72
Tableau I.14 Comparaison et évolution des machines électriques embarquées dans le VE [Burruss 2017]	73
Tableau I.15 Classement des différentes typologies des machines pouvant être destinées à l'éolien	77
Tableau I.16 Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents proposée dans [Daanoun 2012] [Tiegna 2013] et [Gréhant 2003].....	79
Tableau I.17 Classement des différents types de véhicules électriques	82
Tableau I.18 Liste non exhaustive des références portant sur la MCF	89
Tableau I.19 Différentes topologies des MCF	91
Tableau II.1 Liste non exhaustive des références portant sur la vibroacoustique des machines électriques	102
Tableau II.2 Coefficients de contact au niveau de la surface normale.....	106
Tableau II.3 Equivalence entre la modélisation mécanique et la modélisation électrique	114
Tableau II.4 Comparaison des résultats	116
Tableau II.5 Equivalence entre constantes localisées en translation et en rotation.....	117
Tableau II.6 Présentation des éléments du modèle à constantes localisées.....	117
Tableau II.7 Méthodes de modélisations pour le dimensionnement optimal des machines électriques	124
Tableau II.8 Loi de Hooke pour les métaux	139
Tableau II.9 Dépendance du module de Young et Bulk en température	140
Tableau II.10 Présentation d'exemples de motifs géométriques élémentaires.....	142
Tableau II.11 Comparaison des différents types de couplages multi-physiques	162
Tableau II.12 Principales caractéristiques de la machine	164
Tableau II.13 Propriétés mécaniques des matériaux de la MSRB	169
Tableau III.1 Principaux paramètres de la machine étudiée.....	177
Tableau III.2. Principaux paramètres de la machine étudiée.....	184
Tableau III.3 Propriétés mécaniques des matériaux.....	185
Tableau III.4 Dépendance avec la température du module de Young et de compressibilité.....	186
Tableau III.5 Contraintes et objectives de l'optimisation.....	187
Tableau III.6 Comparaison des résultats du modèle thermique avec MEF	190
Tableau IV.1 Liste des variables retenues pendant le processus d'optimisation.....	200
Tableau IV.2 Propriétés mécaniques des matériaux de la MDCF	204
Tableau IV.3. Comparaison des performances électromagnétiques	211
Tableau IV.4 Forces en fonction du décentrage du disque rotorique pour la MDCF	215
Tableau IV.5 Résultats de l'approche réduite base sur la superposition modale.....	225
Tableau IV.6 Comparaison des résultats entre les deux approches de modélisation magnéto-vibroacoustique.....	226
Tableau IV.7: Paramètres optimisés du la MSAPFA	228
Tableau IV.8 Propriétés mécaniques des matériaux de la MSAPFA.....	234
Tableau IV.9 Principaux modes Excités et leurs pressions et déplacements de vibratoires correspondants	234
Tableau IV.10 Forces en fonction de décentrage du disque rotorique pour la MSAPFA	236

<i>Tableau IV.11 Résistances de phase pour la MDCF.....</i>	<i>248</i>
<i>Tableau IV.12 Résistances de phase pour la MSAPFA</i>	<i>248</i>
<i>Tableau IV.13 Calcul des inductances cycliques pour la MSAPFA</i>	<i>250</i>
<i>Tableau IV.14 Tableau Calcul des inductances cycliques pour la MDCF</i>	<i>250</i>
<i>Tableau IV.15 : Résultats de mesures et de calculs de puissances.....</i>	<i>250</i>
<i>Tableau IV.16 Paramètres du la MSAPFR.....</i>	<i>253</i>
<i>Tableau IV.17 Coefficients de contact au niveau de la surface normale</i>	<i>255</i>
<i>Tableau IV.18 Analyse structurelle sous contraintes magnétiques statiques</i>	<i>260</i>
<i>Tableau IV.19 Comparaison de différentes technologies des accéléromètres</i>	<i>267</i>

Introduction Générale

Ce travail de thèse s'est déroulé au sein du laboratoire GREAH de l'université du Havre. Il s'inscrit dans la continuité des travaux de recherches menés au laboratoire par Guillaume Verez et Mouheb Dhifli sur une problématique bien connue mais qui reste toujours d'actualité qui est : La réduction des émissions vibroacoustique dans les machines électriques tournantes et spécialement les machines discoïdes à flux axiaux [Dhifli 2016] [Verez 2014]. En effet, cette problématique est relativement ancienne datant à peu près des années 20. Le champ de recherche lié à cette nuisance sonore et vibratoire des machines électriques est très vaste et continue au fil du temps à prendre de plus en plus d'ampleur. De nombreux travaux ont été réalisés notamment sur des machines dites classiques conventionnellement, telles que, les machines à flux radial asynchrones, synchrones, à courant continu. Mais aussi à réluctance variable, portant sur la modélisation et l'étude du bruit et vibrations d'origine mécanique, aéraulique, et électromagnétique. À partir de ces études, de nombreuses solutions ont été avancées, on peut citer entre autre les règles de construction de machine, commandes optimales, ajout d'actionneurs sur la machine initiale (ex : élément piézoélectrique).

L'élément déclencheur de cette thèse intitulée «Analyse magnéto-vibroacoustique des machines synchrones discoïdes à commutation de flux dédiées aux véhicules électriques et hybrides » est principalement liée au fait que ces machines spéciales (à commutation de flux, à concentration de flux) ont été très peu étudiées en terme d'émission vibroacoustique et encore moins les structures discoïdes.

Ce mémoire de thèse traite donc la problématique des émissions vibroacoustiques dès les premières phases de conception et de dimensionnement dont le but est de mettre en œuvre des machines électriques robustes, fiables et surtout efficaces répondant à l'ensemble des contraintes actuelles dans un large domaine d'applications et spécialement pour le véhicule électrique et hybride.

Ce travail est alimenté par un ensemble de problèmes d'envergure mondiale. En premier lieu, la problématique énergétique, la demande énergétique est tendanciellement en forte croissance sous l'effet de la croissance démographique et économique. Cela impacte directement les marchés de l'énergie et les prix deviennent donc de plus en plus exogènes. Ce besoin est majoritairement comblé par les énergies fossiles au premier rang, le pétrole assurent aujourd'hui plus de 80% de l'offre. Cette situation marque la dépendance mondiale aux énergies carbonées. Cela nous amène au deuxième point qui est la problématique environnementale concernant la lutte contre le changement climatique lié à l'effet de serre, et la réduction des nuisances dans les centres urbains.

L'ensemble de ces problèmes ont orienté les politiques gouvernementales et les axes de la recherche scientifique vers une transition énergétique et un développement durable.

Dans ce contexte et sachant que le transport est un axe prépondérant dans la consommation énergétique, la pollution atmosphérique, ainsi que la nuisance sonore urbaine (bruit), de ce fait, agir sur ce secteur semble être une voie idéale et une solution durable. Les actions dans ce secteur font déjà parti de notre quotidien. En ce qui concerne les émissions de polluants atmosphériques, d'une part, des réglementations et normes sont adoptées dans tous les continents et sont de plus en plus sévères dans le but de rendre les véhicules de plus en

plus propres (catalyseur 3 voies, filtre à particules,...). Afin d'inciter la réduction des émissions de CO₂, l'Union Européenne a en effet fixé des objectifs de 130 g/km en 2015 et 95 g/km à l'horizon 2020 pour les véhicules particuliers nouvellement immatriculés. Dans certains pays comme la France, l'atteinte de ces objectifs est encouragée par l'utilisation d'un système d'incitation financière de type bonus-malus, proposant de taxer à l'achat les véhicules fortement émetteurs de CO₂ et récompensant les véhicules faiblement émetteurs. De plus, les constructeurs ont dès lors tout intérêt à réduire la consommation de leurs véhicules, un atout commercial pouvant favoriser l'achat d'un véhicule à un autre. D'autre part, en ce qui concerne la problématique énergétique l'hybridation du véhicule thermique conventionnel voire l'utilisation du véhicule 100% électrique est une solution offrant des gains en consommation de carburant, en émissions de carbone et de nuisances locales, tout en maintenant les performances du véhicule (dynamique, autonomie). Les véhicules hybrides électriques permettent, selon leur configuration et grâce à la combinaison d'un moteur thermique, de machines électriques et d'un système de stockage de l'énergie électrique, de diminuer significativement la consommation énergétique. Mais aussi d'offrir des fonctionnalités supplémentaires par rapport au véhicule conventionnel (autonomie en mode électrique, recharge réseau, etc.).

Les travaux dans ce mémoire de thèse se focalisent donc sur la conception et dimensionnement de moteurs électriques adaptés aux véhicules électriques et hybrides. Dans le but d'atteindre cet objectif une modélisation multi-physique s'impose afin de tenir compte de l'ensemble des phénomènes physiques impliqués dans la conversion électro-magnéto-mécanique et aussi répondre à l'ensemble des contraintes, normes et limitations imposées comme réglementations dans ce secteur d'application. La modélisation magnétique, thermique et mécanique étant assez bien maîtrisée chacune de son côté, maintenant il très important d'explorer les stratégies de couplages possibles et qui offrent un rapport (temps de calcul / précision) permettant de les intégrer dans une approche de modélisation multi-physique pour le pré-dimensionnement de machines électriques.

LE CHAPITRE I représente un état de l'art approfondi du contexte du véhicule électrique d'un point de vue environnemental, démographique, urbain, économique et politique. Ce contexte justifie ainsi l'intérêt grandissant de la recherche scientifique dans ce domaine. Un état de l'art sur les aspects techniques et technologiques ainsi qu'un historique sur les développements récents de la traction électrique et du véhicule électrique sont établis. Cette arborescence nous conduit à une profonde étude de la motorisation électrique, son développement actuel, les limitations et les leviers d'améliorations. Cette étude a son tour, met le point sur le développement des machines électriques tournantes leurs historiques, les avancées techniques et technologiques liées à leurs développements. C'est ainsi qu'on arrive à l'introduction de la problématique du choix de la topologie de la chaîne de traction et de la machine électrique la mieux adaptée. Finalement et sous la lumière de cette étude bibliographique, la problématique de la thèse est annoncée afin de positionner ce travail de recherche par rapport au contexte du véhicule électrique. Une problématique de conception et de modélisation multi-physiques visant à investiguer de nouvelles structures de machines

électriques dédiées au véhicule électrique en étudiant leurs performances thermo-magnéto-mécanique avec un intérêt particulier aux bruits et vibrations d'origines électromagnétiques. Nous avons donc fait le choix de travailler sur des structures non-conventionnelles dites machines discoïdes à flux axial et particulièrement la machine à commutation de flux qui est introduite à la fin de ce chapitre.

LE CHAPITRE II vient dans un premier temps compléter le premier et apporté plus de lumière sur la problématique de bruit et vibrations d'origine électromagnétique dans les machines électriques à travers une étude bibliographique. Ce chapitre, introduit dans un second temps la problématique de la modélisation multi-physique, les enjeux et les limitations. Finalement, les solutions proposées aux problèmes annoncés, présentation et validation des modèles magnétiques, électrique, thermique et mécanique vibroacoustique. Ce chapitre met en exergue les modèles développés ainsi que les principales particularités des machines discoïdes à flux axial. Ce dernier met le point en particulier sur le modèle mécanique vibratoire à constantes localisées et acoustique ainsi que les différentes stratégies de couplages.

LE CHAPITRE III vient mettre en évidence l'intérêt des solutions proposées dans ce mémoire en ce qui concerne la conception par optimisation et la modélisation multi-physiques. Les modèles développés sont capitalisés sous forme de codes de calculs utilisés dans une approche de conception par optimisation d'une machine à concentration de flux dédiée au véhicule électrique.

LE CHAPITRE IV présente un certain nombre de travaux sur plusieurs structures de machines électriques afin d'illustrer des méthodes de calcul et d'estimation des performances magnétiques, thermiques et vibroacoustiques visant à présenter les approches de modélisations, à réduire le temps de calcul, à présenter des stratégies de couplages afin de prendre en considération les aspects multi-physiques, étudier l'influence de certains paramètres géométriques et ou physiques sur les performances des machines étudiées, tel que, l'influence du nombre de pôles et d'encoches sur les niveaux de bruits et vibrations. Protocoles et mesures expérimentales, déflexion des disques tenue mécanique.

PREAMBULE

P.I. Notions de mécanique vibratoire

La prédiction du comportement vibratoire et acoustique de systèmes mécaniques est un enjeu primordial, comme ces phénomènes peuvent être source de dégradations d'usures et d'inconfort [Plusquellec 2004]. Les machines électriques ont souvent un fonctionnement périodique et cela constitue une source d'excitation pour les systèmes.

P.I.1. Définition

Une vibration est le mouvement d'un système mécanique qui reste voisin d'un état de repos, en d'autre terme, une vibration est l'oscillation d'un milieu élastique autour de sa position d'équilibre [Garnier 2009]. Ce mouvement vibratoire peut être provoqué soit par une excitation (force externe) on parle alors dans ce cas de vibrations forcées, soit par une impulsion initiale (choc) on parle dans ce cas de vibrations libres. Généralement les systèmes mécaniques présentent de l'amortissement qui fait que les vibrations libres décroissent au fil du temps et deviennent plus ou moins insignifiantes. Contrairement les vibrations forcées subsistent tant que l'excitation est présente. Les systèmes mécaniques non-amortis possèdent des vibrations libres qui ont la particularité d'être périodiques en fonction du temps, ces vibrations sont ainsi appelées vibrations propres dont les fréquences correspondantes sont les fréquences propres du système mécanique.

Ces vibrations font intervenir trois grandeurs fondamentales :

- L'énergie cinétique du milieu en vibration
- L'énergie de rappel qui résulte de l'élasticité du milieu déformée par la vibration
- La fréquence des oscillations (nombre de cycle de déformation par seconde)

Les solides élastiques, les liquides et les gaz peuvent donc tous être affectés par les vibrations. En ce qui concerne les liquides et les gaz, on ne parle pas de vibrations mais d'émissions acoustiques.

P.I.2. Instabilité vibratoire

La notion d'instabilité vibratoire peut être définie comme étant une succession d'action réaction d'un système mécanique à une force excitatrice susceptible d'augmenter avec la vibration jusqu'à la détérioration de ce dernier. C'est par exemple, le cas d'un rotor d'une machine électrique discoïde à flux axial, dont la déformation vibratoire fait fluctuer la force axiale, faisant amplifier la vibration cycle après cycle, éventuellement jusqu'à la rupture du matériau formant le disque rotorique.

P.I.3. Atténuation des vibrations

L'atténuation des vibrations est généralement due à une perte d'énergie vibratoire, on distingue trois types de pertes, les pertes causées par l'amortissement structural, les pertes dans les jonctions, et les pertes par rayonnement acoustique.

Les pertes par amortissement structural résultent de la non linéarité de l'élasticité des matériaux créant ainsi un déphasage entre l'effort vibratoire et la déformation, on parle donc de la viscoélasticité des matériaux qui fait qu'une partie de l'énergie vibratoire soit convertie en chaleur.

En ce qui concerne les pertes dans les jonctions, il s'agit comme leur nom l'indique d'un assemblage d'objets mécaniques qui une fois soumis à des vibrations, la friction entre les interfaces qui les connectent résultent en une conversion de l'énergie vibratoire en chaleur.

Finalement, les pertes par rayonnement acoustique sont souvent négligeables sauf dans le cas où il s'agit d'un couplage vibroacoustique fort ou l'objet vibrant est immergé dans un fluide dense comme c'est le cas des sous-marins et les coques des navires.

La propagation de l'onde vibratoire dans un milieu hétérogène fait que lors du passage d'un milieu à un autre, seule une fraction de l'énergie vibratoire est transmise le reste de cette énergie reste confiné dans le premier milieu en parti réfléchi et en parti diffracté. Il s'agit dans ce cas d'un phénomène de découplage souvent utilisé comme technique d'isolation vibratoire où on utilise des matériaux élastiques (élastomère).

P.I.4. Résonance vibratoire

La résonance vibratoire est un phénomène physique qui résulte du fait que des ondes vibratoires vont se réfléchir aux frontières d'un objet fini subissant des vibrations de façon successives. Quand ces ondes vibratoires verront leurs phases coïncider exactement, l'onde réfléchie s'ajoute à l'initiale aux abords de l'objet, ce cycle se répète indéfiniment et seul l'amortissement intrinsèque du matériau limite ce phénomène. Le cumul de ces ondes réfléchis qui s'ajoutent à l'onde vibratoire initiale augmente considérablement l'amplitude des vibrations, cette situation est donc appelé « situation de résonance vibratoire ». L'objet mécanique a donc une sensibilité particulière à certaines fréquences excitatrices (fréquences propres – Modes propres) qui dépend de l'élasticité des matériaux et la forme géométrique de ce dernier. Les déformations subis par l'objet sont appelées « déformés modales ».

De ce fait un objet ou une structure présente un mode propre une fois que l'onde vibratoire se réfléchi sur ces abords sans changement de phase.

P.I.5. Analyse modale

L'analyse modale est une technique ou procédure qui permet d'extraire la réponse vibratoire ou plutôt la susceptibilité d'une structure aux vibrations à partir de trois paramètres majeurs :

- Les fréquences propres : fréquences d'onde vibratoire pour lesquelles la structure est susceptible de se mettre en oscillation à forte amplitude.
- L'amortissement modal : Paramètre en fonction de l'élasticité des matériaux de la structure contrôlant l'amplification des vibrations.

- Les modes propres : Déformations particulières (modales) de la structure due à une excitation de la structure provoquant une onde vibratoire ayant une fréquence qui coïncide avec l'une des fréquences propres de la structure.

P.I.6. Comportement vibratoire des systèmes mécanique

Les systèmes mécaniques en vibrations sont souvent classés en deux catégories :

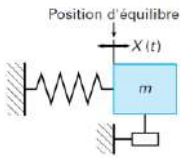
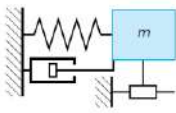
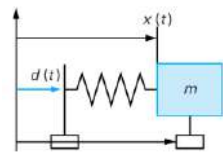
- Les systèmes conservatifs où il s'agit d'un échange d'énergie constant entre les deux formes d'énergie cinétique et potentielle lors de la déformation des éléments de la structure.
- Les systèmes dissipatifs où l'amortissement participe à la dissipation de l'énergie vibratoire.

Il existe deux grandes théories pour l'étude des systèmes mécaniques, on distingue la mécanique des milieux continus et la mécanique des milieux discrets.

Pour étudier les systèmes mécaniques continus on fait recours à la mécanique des milieux continus qui consiste à considérer les grandeurs physiques caractéristiques du système comme étant continues. Cette hypothèse permet d'avoir recours aux outils mathématiques tels que des fonctions continues et dérivable. Cela revient à considérer des volumes élémentaires de la matière à une échelle macroscopique et non nano-scopique négligeant ainsi les fluctuations qui arrivent à l'échelle moléculaire. Les grandeurs mécaniques locales sont donc définies de manière à s'abstraire du caractère granulaire de la matière comme en électromagnétisme classique.

Par contre en ce qui concerne l'étude des systèmes mécaniques discrets, il s'agit en effet d'une vision primitive du principe fondamental de la dynamique, où les équations de la mécanique sont établies à partir de la notion de milieu discret, pour un élément de volume formé de surfaces et de segments orientés et de points. Des éléments de géométrie différentielle sont utilisés pour obtenir les équations de conservation vectorielles de quantité de mouvement. Le principe fondamental de la dynamique appliqué sur un contour orienté conduit à la loi de conservation discrète du mouvement.

Tableau P.1 Étude d'un système mécanique masse-ressort à un degré de liberté [Boudet 2003]

Équation du mouvement : $m\ddot{X} + c\dot{X} + kX = F(X)$		
Vibrations libres		Vibrations forcées
Conservatif	Dissipatif	
		
<p>L'équation qui régit le mouvement d'un tel système est :</p> $m\ddot{X} + kX = 0$ <p>D'où :</p> $X = A_0 \cos(\omega t + \phi)$ <p>Avec A_0 constante, $\omega = \sqrt{\frac{k}{m}}$ pulsation.</p>	<p>A frottement visqueux</p> $m\ddot{X} + c\dot{X} + kX = 0$ <p>D'où :</p> $X = B e^{rt}$ <p>Avec B constante, r racines de l'équation $mr^2 + cr + k = 0$ Si $c^2 - 4km < 0$, l'oscillation est amortie. Si $c^2 - 4km > 0$, il y a absence d'oscillation.</p> <p>A frottement solide</p> $m\ddot{X} + kX = \frac{\dot{X}}{ \dot{X} } F_0$ <p>Avec F_0 force due au frottement de solide. Si $kX_{\max} > F_0$, on a atténuation de l'amplitude de l'oscillation suivant une progression arithmétique. Si $kX_{\max} \leq F_0$, le mouvement s'arrête.</p> <p>A frottement structural</p> <p>Cas de matériaux ayant des relations contraintes déformations présentant de l'hystérésis L'équation du mouvement en variable complexe z se met sous la forme :</p> $m\ddot{z} + k(1 + j\eta)z = 0$ <p>Avec $z = x + jy$, (x déplacement réel), η coefficient d'amortissement, $j\eta$ est comparable à $j\omega c$; le produit $k(1 + j\eta)$ est appelé raideur complexe.</p>	<p>Force périodique F(t) Le comportement du système étant linéaire, on décompose F(t) en série de Fourier :</p> $F(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{i=1}^n \left(A_i \cos\left(i \frac{2\pi t}{T}\right) + A_i \sin\left(i \frac{2\pi t}{T}\right) \right)$ $F(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{i=1}^n F_i \cos\left(i \frac{2\pi t}{T} + \phi_i\right)$ <p>L'équation du mouvement s'écrit :</p> $m\ddot{x} + c\dot{x} + kx = F_i \cos(\omega_i t + \phi_i)$ <p>Avec $\omega_i = i \frac{2\pi}{T}$,</p> <p>Soit en notation complexe :</p> $m\ddot{z} + cz + kz = F_i e^{j(\omega_i t + \phi_i)}$ <p>Avec $z = x + jy$, (seul x nous intéresse ici)</p> <p>La recherche d'une solution particulière, en notation complexe est :</p> $z = x_{\max} e^{j(\omega_i t + \phi_i)} = x_{\max} e^{j\phi_i} e^{j\omega_i t}$ <p>Avec $z_i = x_{\max} e^{j\phi_i}$</p> $z = z_i e^{j\omega_i t} \rightarrow \dot{z} = j\omega_i z_i e^{j\omega_i t} \rightarrow \ddot{z} = -\omega_i^2 z$ $(k - m\omega_i^2 + jc\omega_i)z_i = F_i$ $z_i = \frac{F_i(k - m\omega_i^2 + jc\omega_i)}{(k - m\omega_i^2)^2 + c^2\omega_i^2}$

P.II. Notions de vibroacoustique

P.II.1. Vibrations et bruit sonore

Toute vibration structurale ébranle les molécules du fluide environnant au niveau de l'interface de contact nommée aussi interface d'interaction fluide-structure. Au niveau de cette interface de contact les vitesses de mouvement du fluide et de la structure sont à égalité. Le mouvement du fluide qui englobe la structure en vibration résulte en une propagation d'ondes sonores (bruit rayonnée) dont on différencie deux types une propagation dans un champ voisin ou proche à forte pression acoustique et une propagation dans un champ lointain à basse pression acoustique. Le deuxième élément important est le son engendré par la propagation de l'onde acoustique, il s'agit en fait d'une sensation auditive qui a pour origine les variations de pression de l'air. En effet, au passage de l'onde acoustique, la particule d'air à un point donnée de l'espace quitte sa position d'équilibre pour y revenir tout en transmettant cette perturbation aux particules voisines. Cette propagation de ces compressions et décompressions est donc à l'origine de l'onde sonore [Reigner 2003].

Le son se propage donc dans le fluide sans déformation à une vitesse constante dépendant des propriétés du milieu, par exemple, la vitesse du son est égale à 340 m/s dans l'air et à 1450 m/s dans l'eau. Généralement, les ondes sont classées par rapport à leurs vitesses comparées avec celle du son dans le fluide environnant. Les ondes ayant une vitesse supérieure à la vitesse du son sont dites supersoniques, alors que celles qui sont plus lentes sont dites subsoniques.

Le rayonnement acoustique des structures est principalement lié aux conditions aux limites et les effets de bord de l'objet. Les bords et les singularités de la structure créent des dissymétries qui ne permettent pas à l'écoulement de compenser les effets de vibrations. Il subsiste des endroits excédentaires ou déficitaires qui se comportent en sources de bruit. Les vibrations et le rayonnement acoustique ont donc un rapport direct important, avec les longueurs d'ondes mécaniques et acoustiques et les dimensions ou bien la taille de la structure.

Par exemple dans le cas de transformateurs ou de réactances, les premières raies générées par les effets magnétiques (magnétostriction) au niveau du circuit magnétique, fait qu'il y'a une coïncidence entre le tiers de l'onde acoustique et la distance entre chaque noyau magnétique qui produit un bruit sonore gênant.

Le bruit peut être donc défini comme étant « désagréable » voire indésirable mais d'un point de vue acoustique le son et le bruit sont le résultat du même phénomène physique de fluctuation de la pression atmosphérique autour de sa valeur moyenne, la différence entre les deux est donc subjective et dépend principalement de la nocivité de l'exposition pendant un intervalle de temps. [IEC 60050-801] [Hansen 2001].

P.II.2. Physique du son

Tel que défini précédemment le son est le résultat d'une variation de la pression, ou oscillation, dans un milieu élastique (air, eau, solides), générée par une surface vibrante, ou un écoulement turbulent d'un fluide. Le son se propage sous forme d'ondes longitudinales, impliquant ainsi une succession de compression décompression dans le milieu élastique [Hansen 2001].

Une onde sonore pure appelée aussi « Tonalité » se caractérise principalement par une amplitude des variations de la pression, une longueur d'onde, une fréquence et une période auxquels on ajoute la vitesse du son $c = \lambda f$. Il est clair que le son est généralement un signal plus complexe et ne peut être caractérisé de la même façon qu'une tonalité (son pur). Pour des sons complexes, il n'y a pas de règles mathématiques simples entre les différentes caractéristiques. Néanmoins, tout signal peut être considéré comme étant une combinaison de plusieurs voire une infinité d'onde sinusoïdales, dont on peut caractériser chacune comme pour un son pur. Ce qui conduit à un spectre fréquentiel du son étudié.

P.II.3. Propagation du son

Une onde sonore se définit comme une propagation tridimensionnelle d'une perturbation (variation de pression) mécanique dans un milieu élastique produisant sur son passage une variation réversible des propriétés physiques locales du milieu matériel. Cette propagation se fait à travers un transfert d'énergie et non de matière à une vitesse donnée appelée célérité (vitesse du son) qui dépend de la nature, température, pression du milieu dans lequel l'onde acoustique se propage. Généralement, les ondes sonores sont dites longitudinales ou sphériques. Longitudinales dans le cas d'une source ayant une surface vibrante plane, car la propagation des ondes se fait dans le même sens que l'onde elle-même. Sphérique dans le cas d'une source sphérique (un point), car la propagation des ondes se fait suivant les trois dimensions de l'espace d'une façon sphérique. [Filippi 1998] [Zwicker 2013].

Dans ce qui suit, on s'intéresse à l'étude d'une onde acoustique à une dimension en considérant un milieu de propagation infini afin de simplifier le problème mathématique. Ces hypothèses sont valables pour une propagation d'onde dans un tuyau de petite section par rapport à sa longueur si on néglige les effets de bord [Pascal 2008].

On considère un gaz dans un tube de section S (Figure P.1), l'indice T correspond à la prise en considération de la quantité totale.

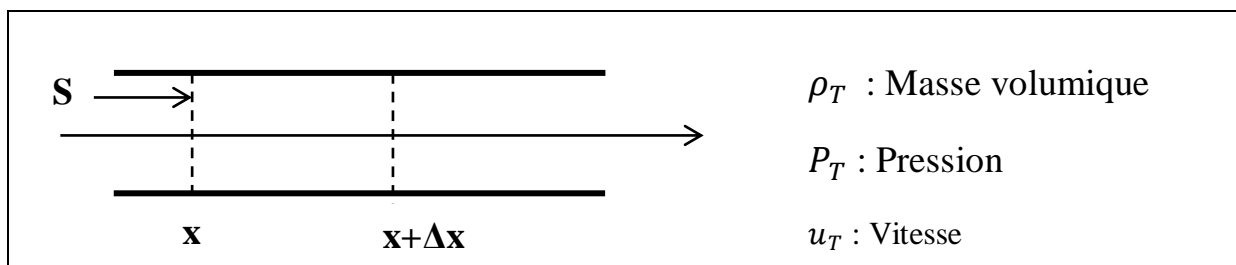


Figure P.1. Illustration du gaz dans un tube.

En exploitant les équations de la mécanique des fluides, le principe de la conservation de masse se traduit par l'égalité suivante :

$\frac{\partial \rho_T}{\partial t} S \Delta x \Delta t = \left[(S \rho_T u_t)_x - (S \rho_T u_t)_{x+\Delta x} \right] \Delta t = -S \frac{\partial (\rho_T u_t)}{\partial x} \Delta x \Delta t$	(P.1)
---	-------

Soit

$\frac{\partial \rho_T}{\partial t} + \frac{\partial (\rho_T u_t)}{\partial x} = 0$	(P.2)
---	-------

Le principe de la conservation de la quantité de mouvement s'établit à partir de la loi fondamentale de la dynamique $m \gamma = F$ comme suit :

$\rho_T S \Delta x \frac{\partial u_T}{\partial t} = S [(P_T)_x - (P_T)_{x+\Delta x}] = -S \frac{\partial P_T}{\partial x} \Delta x$	(P.3)
--	-------

Soit

$\rho_T \frac{\partial u_T}{\partial t} + \frac{\partial P_T}{\partial x} = 0$	(P.4)
--	-------

Afin d'aboutir aux équations de l'acoustique linéaire, on considère que les grandeurs totales, masse volumique et pression peuvent être exprimé par la somme de deux terme, un constant (0) et le deuxième fluctuant (1) tel que : $\rho_T = \rho_0 + \epsilon \rho_1$ et $P_T = P_0 + \epsilon P_1$

Cette séparation est faite pour montrer qu'on s'intéresse explicitement aux petits mouvements et que le second terme est beaucoup plus faible que le premier ($\epsilon \ll 0$). Pour un fluide au repos (vitesse d'entraînement $u_0 = 0$), on écrit donc $u_T = \epsilon u_1$.

L'équation de conservation de masse linéarisé est comme suit :

$\frac{\partial \rho_0}{\partial t} + \epsilon \frac{\partial \rho_1}{\partial t} + \epsilon u_1 \frac{\partial \rho_0}{\partial x} + \epsilon^2 u_1 \frac{\partial \rho_1}{\partial x} + \rho_0 \epsilon \frac{\partial u_1}{\partial x} + \epsilon^2 \rho_1 \frac{\partial u_1}{\partial x} = 0$	(P.5)
--	-------

La linéarisation consiste à négliger les termes de second ordre en ϵ^2 , on obtient donc :

$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \rho_0 \frac{\partial u}{\partial x} = 0$	(P.6)
---	-------

De la même manière l'équation de la conservation de la quantité du mouvement devient :

$\rho_0 \epsilon \frac{\partial u_1}{\partial t} + \epsilon^2 \rho \frac{\partial u_1}{\partial t} + \frac{\partial P_0}{\partial x} + \epsilon \frac{\partial P_1}{\partial x} = 0$	(P.7)
--	-------

Soit

$\rho_0 \frac{\partial u}{\partial t} + \frac{\partial P}{\partial x} = 0$	(P.8)
--	-------

Ces deux équations comportent 3 inconnus. Une équation supplémentaire est donc nécessaire. Cette dernière est fournie par l'équation d'état du gaz. La pression totale d'un fluide compressible s'écrit sous la forme $P_T = f(\rho_T, s)$, s étant l'entropie. Dans le cas d'un gaz parfait, le frottement visqueux et négligé, ainsi la différentielle de l'entropie est

$ds = C_v \left(\frac{dP_T}{P_T} \gamma \frac{d\rho_T}{\rho_T} \right)$	(P.9)
--	-------

Avec γ le rapport des chaleurs spécifiques. Sachant que les échanges de chaleur dans le fluide conduisent à des phénomènes de dissipation du même ordre de grandeur que la dissipation due à la viscosité, ils sont donc négligés (transformation adiabatique : $ds = 0$). On obtient donc :

$\frac{dP_T}{P_T} = \gamma \frac{d\rho_T}{\rho_T}$	(P.10)
--	--------

Pour un fluide homogène de caractéristiques constantes dans le temps et en intégrant de $(P_0 \text{ à } P_T ; \rho_0 \text{ à } \rho_T)$, l'égalité précédente devient :

$\frac{P_T}{P_0} = \left(\frac{\rho_T}{\rho_0} \right)^\gamma$	(P.11)
---	--------

On aboutit finalement à la relation souhaité

$P_T = f(\rho_T, s = \text{cte}) = f(\rho_T) = P_0 \left(\frac{\rho_T}{\rho_0} \right)^\gamma$	(P.12)
---	--------

La pression est définie comme la différence de pression totale entre l'état actuel du gaz $P_T = f(\rho_T)$ et l'état au repos $P_0 = f(\rho_0)$, qui une fois développée en série de Taylor donne

$p = P_T - P_0 = f(\rho_T) - f(\rho_0) = (\rho_T - \rho_0)f'(\rho_0) + \frac{(\rho_T - \rho_0)^2}{2} + \dots + \frac{(\rho_T - \rho_0)^n}{2} f^{(n)}(\rho_0) + \dots$	(P.13)
---	--------

Avec

$f'(\rho) = \frac{\gamma P_0}{\rho_0} \left(\frac{\rho}{\rho_0}\right)^{\gamma-1} \text{ et } f'(\rho_0) = \frac{\gamma P_0}{\rho_0}$ $f''(\rho) = \frac{\gamma P_0}{\rho_0} (\gamma - 1) \left(\frac{\rho}{\rho_0}\right)^{\gamma-2} \text{ et } f''(\rho_0) = \frac{\gamma P_0}{\rho_0} (\gamma - 1)$	(P.14)
---	--------

En faisant une troncature au premier ordre et en notant $c^2 = \frac{\gamma P_0}{\rho_0}$ avec $\rho = \rho_T - \rho_0$ on obtient la relation ($p = c^2 \rho$) qui permet de supprimer dans l'équation de conservation de masse linéarisée pour obtenir le système d'équations suivant :

$\begin{cases} \frac{1}{c^2} \frac{\partial p}{\partial t} + \rho_0 \frac{\partial u}{\partial x} = 0 \\ \rho_0 \frac{\partial u}{\partial t} + \frac{\partial p}{\partial x} = 0 \end{cases}$	(P.15)
--	--------

En dérivant la première équation par $\frac{\partial}{\partial t}$ et la deuxième par $\frac{\partial}{\partial x}$, on obtient **l'équation d'onde**

$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} = 0$	(P.16)
---	--------

Tableau P.2 Équation d'onde en une dimension [Pascal 2008]

Équation d'onde : $\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} = 0$		
Solution générale pour une onde plane	Solution harmonique : équation de Helmholtz	Solution pour une onde progressive et stationnaire
<p>$p(x, t) = f_1\left(t - \frac{x}{c}\right) + f_2\left(t + \frac{x}{c}\right)$</p> <p>Les fonctions f_1 et f_2 sont des fonctions quelconques de variables $\left(t - \frac{x}{c}\right)$ et $\left(t + \frac{x}{c}\right)$ pour vérifier l'équation d'onde :</p> $\frac{\partial p}{\partial x} = -\frac{1}{c} f_1' + \frac{1}{c} f_2'$ $\Rightarrow \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} = \frac{1}{c^2} f_1'' + \frac{1}{c^2} f_2''$ $\frac{\partial p}{\partial t} = f_1' + f_2'$ $\Rightarrow \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} = f_1'' + f_2''$ <p>Si $f_2 = 0$, alors $p(x, t) = f_1\left(t - \frac{x}{c}\right)$.</p> <p>Si f_1 a une valeur p_a à (x, t), elle aura la même valeur à $(x + \Delta x, t + \Delta t)$ ce qui implique que $\frac{\Delta x}{\Delta t} = c$.</p> <p>L'onde se propage de façon croissante et inversement si $f_1 = 0$.</p> <p>c est la célérité du son donnée par</p> $c = \sqrt{\frac{\gamma P_0}{\rho_0}} = \sqrt{\frac{\gamma R T}{M}}$ <p>Avec pour l'air</p> $\left\{ \begin{array}{l} \gamma = \frac{c_p}{c_v} = 1.4 \\ R = 8.314 \text{ J/(mole} \cdot \text{K)} \\ M = 29 \cdot 10^{-3} \text{ kg/mole} \end{array} \right.$ <p>R constante des gaz parfait, M la masse molaire</p> <p>Pour une onde plane progressive, le potentiel de vitesse est $\phi = g\left(t - \frac{x}{c}\right)$ et</p> $p = \rho_0 \frac{\partial \phi}{\partial t} = \rho_0 g'$ $u = \frac{\partial \phi}{\partial x} = \frac{1}{c} g'$ <p>Dans le cas présent le rapport entre les deux grandeurs est l'impédance intrinsèque du milieu</p> $\frac{p}{u} = \rho_0 c = Z_0$	<p>Dans le cas de perturbations harmoniques $p(x, t) = p(x) e^{j\omega t}$ on peut donc écrire</p> $\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial^2 p(x, t)}{\partial x^2} = \frac{\partial^2 p(x)}{\partial x^2} e^{j\omega t} \\ \frac{\partial^2 p(x, t)}{\partial x^2} = \omega^2 p(x) e^{j\omega t} \end{array} \right.$ $\Rightarrow \left[\frac{\partial^2 p(x)}{\partial x^2} + \frac{\omega^2}{c^2} p(x) \right] e^{j\omega t} = 0$ <p>Sachant que $e^{j\omega t}$ ne peut être nul pour tout t, on aboutit donc à l'équation d'Helmholtz</p> $\frac{\partial^2 p(x)}{\partial x^2} + k^2 p(x) = 0$ <p>Avec k le nombre d'onde $k = \frac{\omega}{c}$</p> <p>La solution générale de l'équation est une pression complexe</p> $p(x) = A e^{-jkx} + B e^{jkx}, \quad A \text{ et } B \in \mathbb{C}$ <p>Donc</p> $p(x, t) = p(x) e^{j\omega t}$ $p(x, t) = A e^{j(\omega t - kx)} + B e^{j(\omega t + kx)}$ $p(x, t) = A e^{j\omega\left(t - \frac{x}{c}\right)} + B e^{j\omega\left(t + \frac{x}{c}\right)}$	<p>Pareillement que pour l'équation d'Helmholtz, la solution générale comporte deux termes. Le premier pour une propagation vers les x croissants et l'autre vers les x décroissants. Souvent le second terme est produit par la réflexion de la première onde à l'extrémité du tube.</p> $p(x) = A e^{-jkx} + B e^{jkx}$ <p>En introduit $R = B/A$ comme coefficient de réflexion</p> $p(x) = A (e^{-jkx} + R e^{jkx})$ <p>Afin de décrire le champ sonore souvent on utilise les moyennes quadratiques de la pression acoustique et la vitesse particulière conjointement. La pression et la vitesse sont liées par l'équation d'Euler qui en notation complexe donne</p> $u = \frac{j}{\rho_0 \omega} \frac{\partial p}{\partial x} = \frac{j}{\rho_0 c} \frac{\partial p}{\partial x}$ <p>Pour une onde progressive R=0 (Une seule onde se propage)</p> $\left\{ \begin{array}{l} p(x) = A e^{-jkx} \\ u(x) = \frac{A}{\rho_0 c} e^{-jkx} \end{array} \right.$ <p>D'où leurs valeurs moyennes quadratiques</p> $\left\{ \begin{array}{l} \frac{\langle p^2(x, t) \rangle}{\rho_0 c} = \frac{ A ^2}{2 \rho_0 c} \\ \rho_0 c \langle u^2(x, t) \rangle = \frac{ A ^2}{2 \rho_0 c} \end{array} \right.$ <p>L'intérêt d'utiliser $Z_0 = \rho_0 c$ précédemment et pour avoir la même dimension pour l'onde progressive</p> $\frac{\langle p^2(x, t) \rangle}{\rho_0 c} = \rho_0 c \langle u^2(x, t) \rangle$ <p>Pour une onde stationnaire R=1</p> <p>Les ondes ayant la même amplitude se propagent dans les deux directions opposées</p> $\left\{ \begin{array}{l} p(x) = A(e^{-jkx} + e^{jkx}) = 2A \cos(kx) \\ u(x) = \frac{A}{\rho_0 c} (e^{-jkx} - e^{jkx}) = -j 2 \frac{A}{\rho_0 c} \sin(kx) \end{array} \right.$ <p>D'où leurs valeurs moyennes quadratiques</p> $\left\{ \begin{array}{l} \frac{\langle p^2(x, t) \rangle}{\rho_0 c} = \frac{ A ^2}{\rho_0 c} \cos^2(kx) \\ \rho_0 c \langle u^2(x, t) \rangle = \frac{ A ^2}{\rho_0 c} \sin^2(kx) \end{array} \right.$

P.II.4. Quantification du son

L'**intensité acoustique** généralement appelée la force du son, est un flux d'énergie sonore qui traverse en fonction du temps une surface normale à direction de propagation de l'onde sonore. Il s'agit donc d'un vecteur déterminé par le produit de la pression acoustique et la vitesse particulière, il permet la caractérisation de l'amplitude et la direction du son [Cassoret 1996]. Le module de ce vecteur est noté I , se mesure en W/m^2 et se définit par la relation suivante :

$I = \frac{1}{T} \int_0^T p(t)v(t) dt$	(P.17)
--	--------

Dans un champ libre et dans l'absence d'autre sources et de réflexion, l'intensité acoustique est reliée à la valeur efficace de la pression acoustique tel que (ISO 3744, ISO 9614) :

$I = \frac{P_{rms}^2}{\rho c}$	(P.18)
--------------------------------	--------

L'énergie totale émise par une source sonore en fonction du temps est la **puissance acoustique**, W , définit par :

$W = \iint_S I n dS$	(P.19)
----------------------	--------

Généralement, la surface utilisée est une section sphérique englobant la source [Fesi 2013]. En plus pour une onde sphérique qui se propage équitablement dans toutes les directions une section sphérique et plus convenable. L'équation P.19 devient donc :

$W = 4 \pi r^2 I$	(P.20)
-------------------	--------

Ou I est l'amplitude de l'intensité acoustique et r la distance à partir de la source.

Le niveau de pression acoustique est défini par le rapport de l'évolution temporelle de la pression acoustique en décibel par rapport au seuil $p_0 = 20 \mu Pa$ qui correspond à la limite théorique de perception du son par l'ouïe humaine. Le niveau de pression acoustique en dB SPL (SPL : Sound Pressure Level) est noté L_p et est défini par (P.21).

$L_p = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{T_M} \int_0^T \frac{p^2(t)}{p_0^2} dt \right)$	(P.21)
--	--------

Pour les états stationnaires, une formulation similaire à celle donnée par (P.1) peut être définie par (P.3).

$L_p = 20 \log \left(\frac{p}{p_0} \right)$	(P.22)
--	--------

Le niveau d'intensité acoustique se calcule de la même manière que pour le niveau de pression acoustique mais par rapport à une intensité de référence $I_0 = 10^{-12} \text{ W/m}^2$, mais ce dernier est dépendant des conditions de mesures (distance, direction, lieu). Le niveau d'intensité acoustique est donné par :

$L_p = 10 \log \left(\frac{I}{I_0} \right)$	(P.23)
--	--------

Le niveau de puissance acoustique est indépendant de l'emplacement de l'équipement, des conditions d'ambiance et de la distance à laquelle les mesures sont effectuées, contrairement aux niveaux de pression et d'intensité acoustique, il est donc préférable pour une utilisation technique et souvent utilisé par les professionnels. Le niveau de puissance acoustique est donné dans (P. 23) par rapport à une puissance de référence $W_0 = 10^{-12} \text{ W}$.

$W = 10 \log \left(\frac{W}{W_0} \right)$	(P.24)
--	--------

La forme géométrique de la source et celle de la surface d'intégration impacte la mesure effectuée. Le Tableau P.3 donne l'équation d'onde en fonction de la géométrie de la source et le Tableau P.4 donne quelques ordres de grandeurs de la puissance acoustique pour différentes sources.

Tableau P.3 Étude d'un système mécanique masse-ressort à un degré de liberté

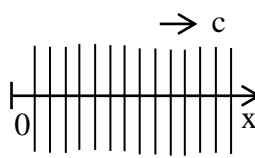
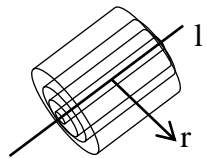
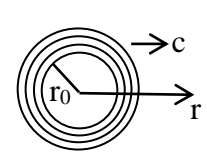
	Source plane	Source linéaire	Source sphérique
Géométrie			
Pression acoustique	$p = p_{A(0)} \cos \left(w \left(t - \frac{x}{c} \right) \right)$	$p = p_{A(0)} \sqrt{\frac{r_0}{r}} \cos \left(w \left(t - \frac{r - r_0}{c} \right) \right)$	$p = p_{A(0)} \frac{r_0}{r} \cos \left(w \left(t - \frac{r - r_0}{c} \right) \right)$
Puissance acoustique	$W_s \text{ (W/m}^2\text{)}$	$W_l \text{ (W/m)}$	$W \text{ (W)}$
Intensité acoustique	$I = W_s$	$I = \frac{W_l}{2 \pi r}$	$I = \frac{W}{4 \pi r^2}$
Différence du niveau sonore	$L_1 - L_2 = 0$	$L_1 - L_2 = 10 \log \left(\frac{r_2}{r_1} \right)$	$L_1 - L_2 = 20 \log \left(\frac{r_2}{r_1} \right)$
Différence du niveau sonore pour $r_2 = 2 r_1$	$\Delta L = 0$	$\Delta L = 3 \text{ dB}$	$\Delta L = 6 \text{ dB}$

Tableau P.4 Exemple de puissance acoustique pour différentes sources

Source du son	Puissance acoustique moyenne (μW)	Puissance maximale (W)	L_w max (dB)
Voix humaine	10	0.001	90
Ventilateur (5000 m ³ /h), 500 (Pa)		0.01	100
Piano	1	0.2	113
Trombone	4	6	128
Orchestre avec 75 instruments	40	70	138
Grand haut-parleur		100	140
Réacteur d'avion		10000	160
Moteur à fusée		10000000	190

P.II.5. Psychoacoustique et perception du son

La branche d'acoustique qui traite la perception des sons s'appelle la psychoacoustique. Cette science étudie le fonctionnement de l'appareil auditif en recherchant les relations entre les propriétés physiques des sons reçus et les sensations évoquées. La perception sonore remplit un grand nombre de fonctions tels que, information sur l'environnement (appréhension de l'espace), information sur la proximité et la direction des sources. La perception du son nécessite donc un « récepteur sonore ». Un récepteur sonore est, dans un sens technique un microphone et dans un sens biologique une oreille. Les récepteurs artificiels du son, sont des transformateurs d'énergie. Ils transforment l'énergie mécanique du champ sonore en énergie électrique [Fesi 2013] [Hansen 2001]. L'oreille humaine se subdivise en trois parties principales pour l'audition : l'oreille externe, moyenne et interne (Figure P.2).

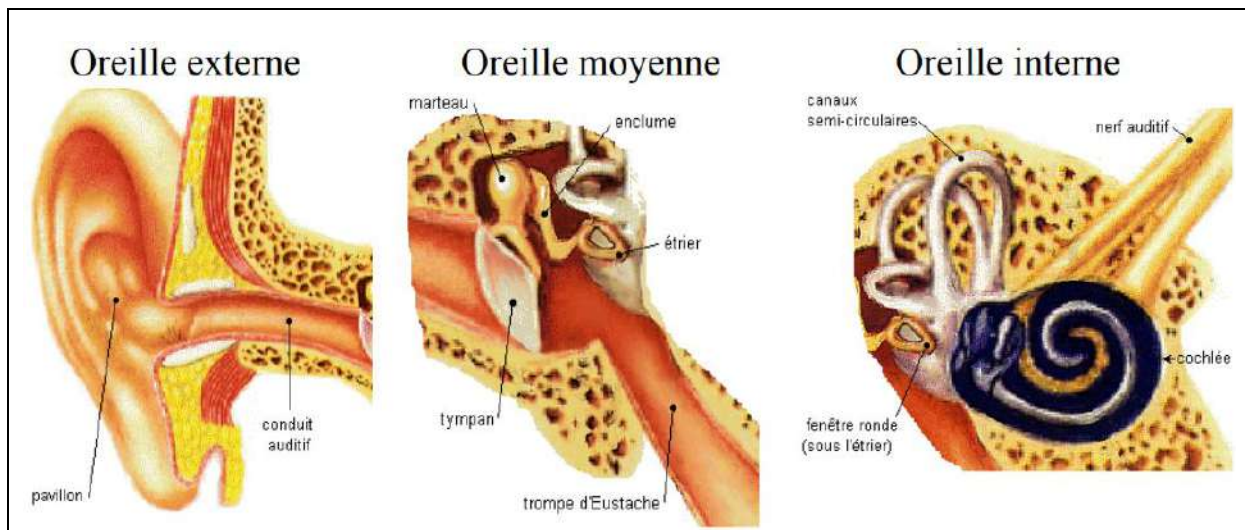


Figure P.2. Physiologie de l'oreille humaine.

- **L'oreille externe** (captes les ondes sonores): se compose du pavillon et du conduit auditif externe
 - Le pavillon réalise un filtrage sélectif suivant la direction d'incidence du son et sa fréquence
 - Le conduit auditif externe joue un rôle de guide d'onde

L'ensemble de l'oreille externe a pour effet une amplification de quelques dB des sons entre 1.5 Hz à 7 kHz.

- **L'oreille moyenne** (adaptation d'impédance): est une cavité d'air dans un os « le rocher », qui renferme un système articulé de trois osselets (les plus petits os du corps humain).
 - Le marteau (≈ 20 g) au contact du tympan, tenu par des ligaments ;
 - L'enclume (≈ 25 g) tenu par des ligaments ;
 - L'étrier (≈ 5 g) attaché au bout de l'enclume et solidaire de la fenêtre ovale.

L'oreille moyenne joue un rôle d'amplification et d'adaptation d'impédance par un effet de levier et surtout par le rapport de surface entre le tympan (65 mm^2) et la fenêtre ovale (3 mm^2) d'environ 20. L'oreille moyenne joue également un rôle de protection par une limitation mécanique lié au mouvement naturel des osselets et une limitation lié à la contraction d'un muscle attaché à l'étrier.

- **L'oreille interne (Perçoit les sons): Assure** la transformation de l'énergie mécanique en énergie bioélectrique (potentiels d'action nerveux). L'oreille interne est très compliquée. De façon très simplifiée, les sensations mécaniques du son impact le fluide dans la cochlée qui se traduit en une différence de pression. Dans la cochlée se trouve la membrane basilaire, à sa surface des cellules capillaires très sensibles (totalisant plus de 30000), qui sont forcées à se déformer par le mouvement du fluide. Les cellules capillaires reconnaissent les déformations et les transforment en impulsions nerveuses, induisant au cerveau une sensation réelle d'audition.

La psychoacoustique étudie donc la réponse de l'oreille humaine aux ondes sonores (bruits). Cette réponse dépend de la fréquence et le niveau de pression acoustique du son ou bruit. Une personne normale, jeune et en bonne santé est capable de détecter des sons qui s'étendent de 20 Hz à 20 kHz. La Figure P.3 montre que la sensibilité de l'oreille humaine face à des ondes sonores de différentes fréquences et amplitudes n'est pas la même. **ISOSONIE** [ISO 2003].

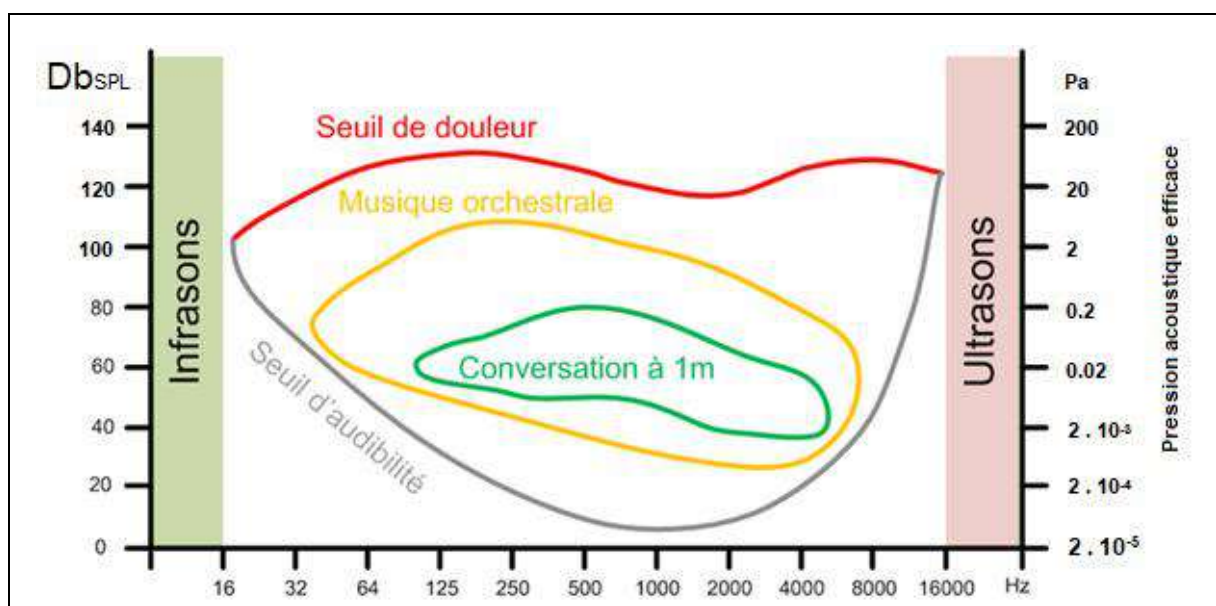


Figure P.3. Sensibilité d'écoute de l'oreille humaine.

À partir des études de sensibilité de l'audition chez l'Homme, la norme ISO 2003 donne les courbes de perception normalisées (Figure P.4). L'unité de mesure est le phone et permet de déterminer les niveaux d'égalité de perception à l'intensité du son.

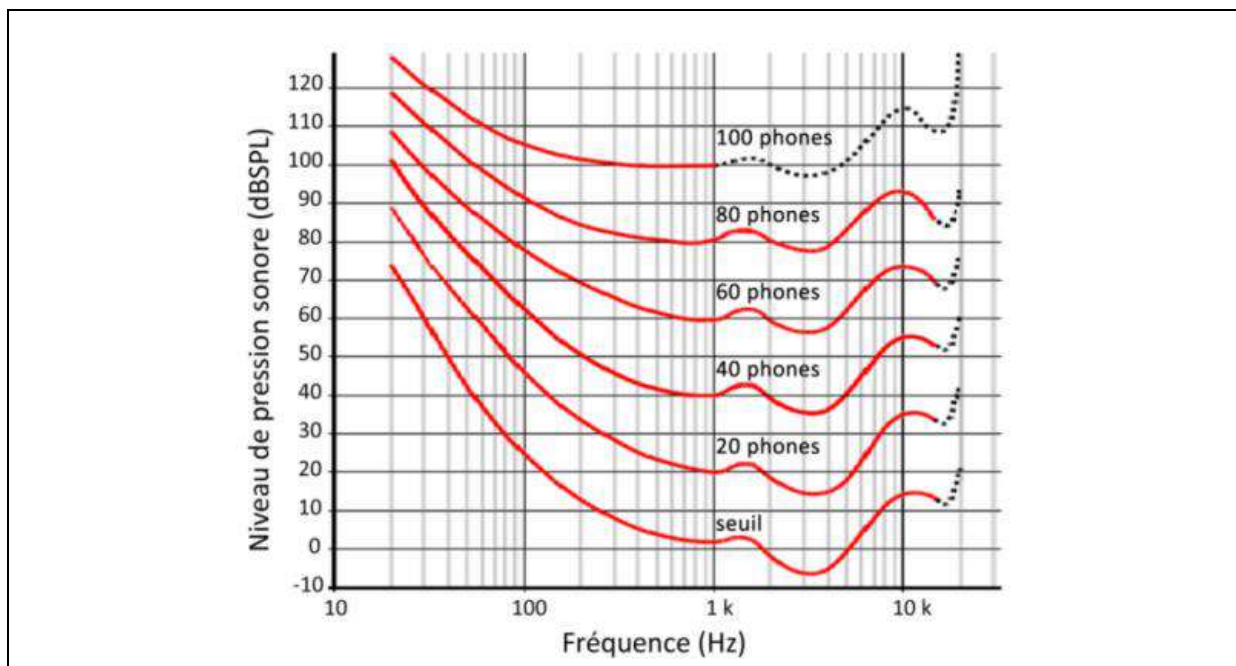


Figure P.4. Courbes isotoniques normalisées.

Afin de prendre en considération le comportement de l'ouïe en fonction de la fréquence, une pondération physiologique peut être introduite. Les courbes de pondération se définissent à partir de l'inverse des courbes d'isotonies. Les quatre pondérations les plus répandues sont les pondérations en A, B, C et D et sont représentées dans la Figure P.5. Elles sont utilisées principalement dans les contextes suivants :

- La pondération en A correspond à la courbe isotonique de 40 phones et est utilisée pour des niveaux de puissance acoustique entre 0 dB SPL et 55 dB SPL.
- La pondération en B correspond à la courbe isotonique de 70 phones et est utilisée pour des niveaux de puissance acoustique entre 55 dB SPL et 85 dB SPL.
- La pondération en C correspond à la courbe isotonique de 100 phones et est utilisée pour des niveaux de puissance acoustique entre 85 dB SPL et 130 dB SPL.
- La pondération en D est principalement utilisée pour l'aéronautique et permet de caractériser au-delà de 130 dB SPL.

De manière à obtenir un niveau de puissance acoustique pondéré, il faut soustraire, au bruit mesuré sur la courbe isotonique à une fréquence donnée, le niveau donné par la courbe de pondération à cette fréquence. La pondération en C est presque plate, de ce fait elle pondère toutes les fréquences presque de la même façon. En revanche, la pondération en A atténue fortement les faibles fréquences. Le dB(A) est celui qui correspond le mieux à la sensibilité qu'a l'oreille humaine aux signaux sinusoïdaux de faible à moyenne puissance [Hartmann 1996]. Il est d'ailleurs l'unité de référence des sonomètres.

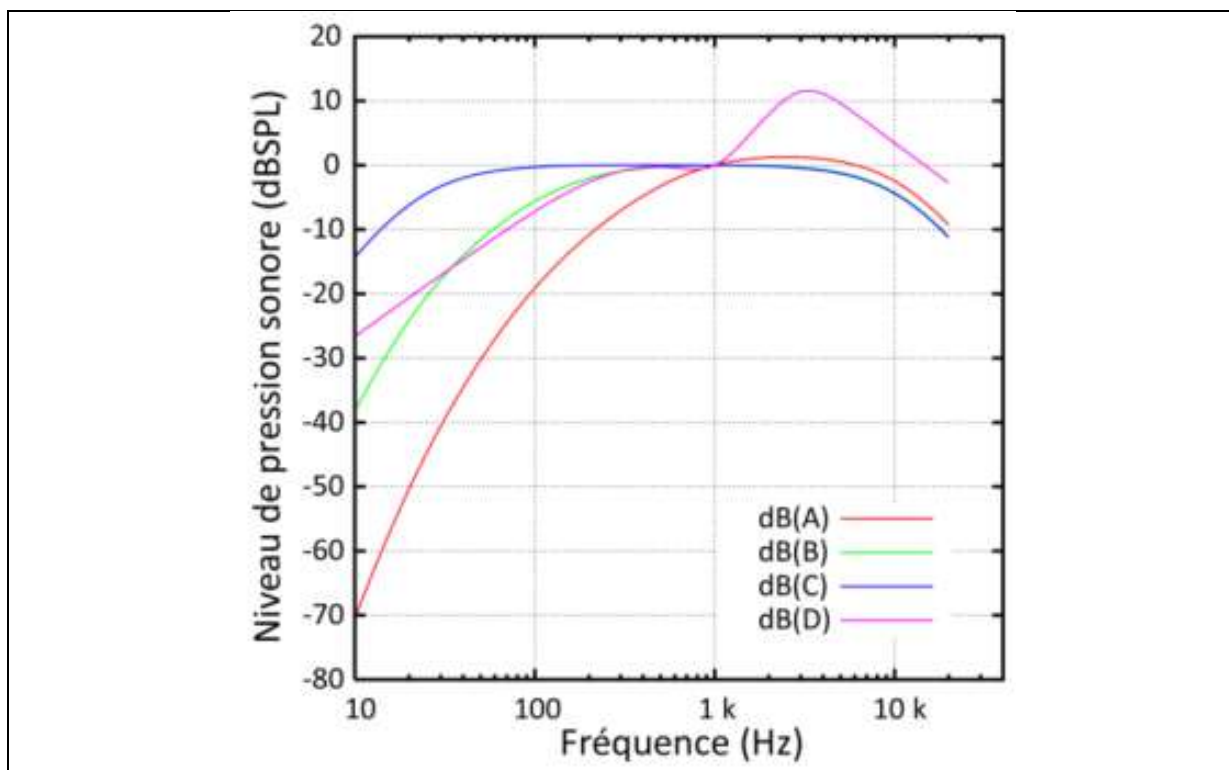


Figure P.5. Courbes de pondération normalisées pour le passage de dB SPL en dB(A), dB(B), dB(C) et dB(D).

Chapitre

I

Chapitre I : Analyse Bibliographique

- 1. Le défi du véhicule électrique et hybride**
- 2. Tendances technologiques concernant les moteurs de traction électrique**
- 3. Les configurations du véhicule électrique et hybride**
- 4. Typologie des moteurs destinés à la traction électrique**
- 5. Problématique de la thèse**
- 6. Présentation de la Machine à Commutation de Flux**
- 7. Conclusion**

I.1. Le défi du véhicule électrique et hybride

I.1.1. Contexte : Pourquoi le véhicule électrique et hybride ?

La dynamique du développement récent du véhicule électrique et hybride comme une nouvelle ancienne technologie est alimentée principalement par cinq enjeux majeurs.

Le premier est un **enjeu sociétal** lié au grand besoin de mobilité créée par la grande urbanisation et le grand taux de croissance démographique.

Le deuxième est un **enjeu environnemental**, lié à la crise environnementale que connaît notre planète aujourd'hui, il est donc primordial de trouver des solutions viables et durables. Agir sur le secteur de transport constituant **50%** de la consommation mondiale d'énergie fossiles, aussi responsable de plus de **15%** d'émissions de CO2 semble être une voie idéale.

Le troisième est un **enjeu politique** liée à la dépendance gouvernementale à certains pays détenant les ressources naturelles.

Le quatrième est un **enjeu économique**, toutes les études aujourd'hui pointe du doigt une crise du marché de l'automobile qui fait face à de nombreuses problématiques entre autre les normes drastique imposé à ce secteur entre autre la réduction des émissions carboniques, le besoin d'efficacité énergétique provoqué par la raréfaction ainsi que l'augmentation continue du prix du carburant. Ce secteur doit donc se réinventer afin de palier à ces défis.

Le cinquième est un **enjeu technique et technologique**, le besoin a toujours été le promoteur numéro un de l'innovation. Ce besoin de nouvelles solutions pour le transport a permis et permettra dans les années avenir l'acquisition de nouvelles compétences, un savoir-faire nouveau permettant l'apparition de nouvelles techniques et produits technologiques ainsi qu'un impact très positif et très prometteur pour beaucoup d'autres secteurs. Cet impact fait déjà parti de notre quotidien avec le développement du véhicule électrique et hybride qui a boosté beaucoup de secteurs techniques et technologiques (Motorisation, aérodynamique, stockage, électronique embarqué,...). L'industrie automobile est la première à en bénéficier ainsi que le secteur de la Recherche et développement notamment le génie électrique, génie mécanique, chimie, etc. Aujourd'hui on commence à avoir des projections de notre avenir avec les systèmes intelligents connectés (« **smart power plants** », « **smart building** », « **smart grids** », « **smart vehicles** », « **smart factories** »).

Le véhicule électrique et hybride se présente donc comme une technologie (solution) de rupture permettant de répondre aux grands enjeux de l'automobile et globalement à ceux de la mobilité (transport). Le développement du véhicule électrique a le potentiel d'avoir un très bon impact sur les secteurs de l'énergie, l'environnement, le transport, promotion de nouvelles technologies, création de nouvelle industries menant ainsi vers une croissance économique.

I.1.2. Histoire du véhicule électrique (nouvelle ancienne technologie)

L'apparition de la motorisation électrique remonte au commencement même de l'ère automobile [Wastraete 2011] au début du 19^{ème} siècle, avant même le véhicule à combustion interne [Griset 2006]. Les premiers prototypes de véhicules fonctionnant à l'électricité datent donc des années **1830**, on peut citer entre autre la carriole électrique de Robert Anderson et le train miniature de Thomas Davenport, fonctionnant avec des batteries au zinc non rechargeable. En **1859**, Gaston Planté invente la batterie rechargeable au plomb acide perfectionnée par Camille Faure en **1881**, offrant ainsi de nouvelles possibilités de développement. Suite à cela, les premiers modèles probants, conçus par des ingénieurs et chimistes, sont ainsi présentés en Europe dans les années **1880**, tel que la voiture électrique de Camille Faure, Charles Jeantaud et Nicolas Raffard. Le tricycle électrique de Gustave Trouvé (Figure I.1), le véhicule électrique de William Ayrton et John Perry (Figure I.2) et l'automobile électrique de Thomas Parker (Figure I.3) ... [BLIND 2016].

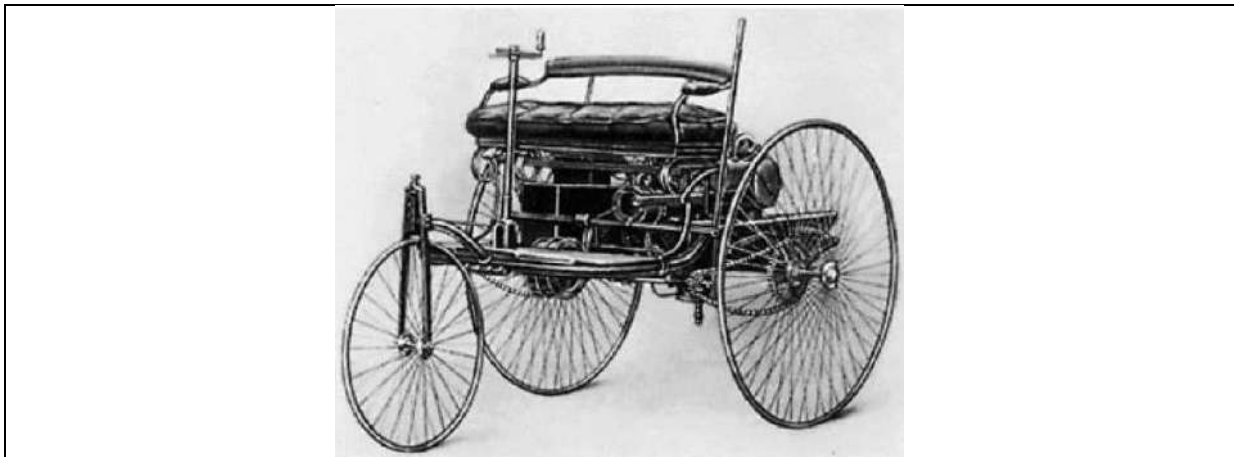


Figure I.1. Voiture électrique construite par Gustave Trouvé en 1881

Le véhicule conçu en **1881** par l'ingénieur français Gustave Trouvé a été présenté lors de l'exposition internationale d'électricité de Paris en novembre de la même année comme le premier véhicule électrique. Le véhicule fut un tricycle de **0.1 hp (75 W)** [Ehsani 2018] mais il relevait encore du prototype et son utilisation sur route paraissait délicate (avec un système de commandes à poulies, le conducteur doit immerger des plaques de métal dans des récipients contenant de l'acide pour moduler l'intensité du courant et donc sa vitesse). Quelques mois plus tard, les deux ingénieurs anglais William Ayrton et John Perry, présentaient également un tricycle électrique. Ce véhicule était mû par un moteur connecté à la roue arrière droite. Des dizaines de batteries au plomb de Planté permettaient de délivrer **0.5 hp (375 W)** pour une autonomie respectable d'une vingtaine de kilomètres! La voiture électrique d'Ayrton et Perry pouvait atteindre **15 km/h**.



Figure I.2. Reproduction de la voiture électrique construite par Ayrton & Perry en 1881



Figure I.3. Thomas Parker assis dans une voiture électrique une des première au monde

Les premiers prototypes firent donc leurs apparitions en **1835**, mais la technologie fut réellement « démocratisée » grâce aux avances technologiques sur les batteries au plomb à partir de **1890**. [Bazzi 2013] [Ostiari 2013]. Le 29 avril **1899**, le seuil des **100 km/h** a été franchi près de Paris par une voiture électrique baptisée la « Jamais contente » fabriquée par Camille Jenatzy (Figure I.4). Une voiture équipée de deux moteurs de **25 kW** possédant une autonomie de **85 km** et alimentée par des batteries de plomb (fournissant près de **200 V 124 A** pour un poids de **1450 kg**). [Wastraete 2011].



Figure I.4. La Jamais Contente au mondial de l'automobile de Paris 2014

À la même époque (**1899**), Ferdinand Porsche a déposé un brevet de motorisation électrique incorporée aux roues. Fruit d'une collaboration avec le constructeur automobile viennois Jacob LHONER, ce modèle se distinguait de ceux déjà existants par le fait qu'il associait motorisation électrique et thermique. En effet, le principe de ce nouveau moteur consistait à alimenter les quatre moteurs électriques au moyen d'une batterie rechargée par une dynamo qui était associée à un moteur thermique. La première voiture hybride série était née. [Wastraete 2011].

Les véhicules électriques sont alors appréciés dans cette époque en Europe et aux États-Unis pour leurs performances servant notamment les parcs de taxis en ville. La majorité des taxis parisiens étaient électriques et se rechargeaient via une infrastructure dédiée : bornes de recharges publiques ou station d'échanges de batteries (Figure I.5). L'autonomie de ces véhicules était entre **50** et **80 km** avec des vitesses de déplacement inférieurs à **40 km/h**. [Caillard 2015].

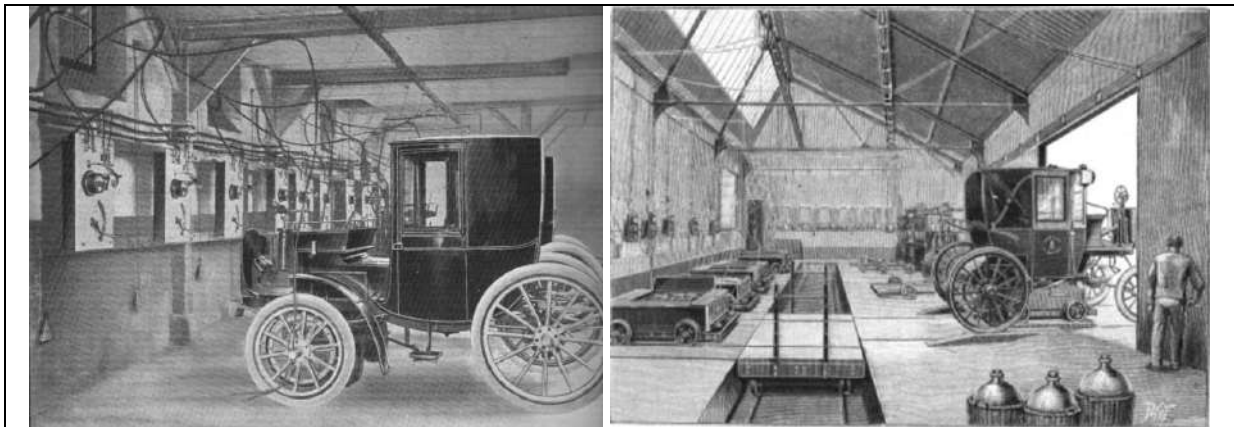


Figure I.5. Station de recharge et d'échange des batteries d'accumulateurs de la firme Krieger (Paris-1898)

En **1900**, sur **4200** voitures vendues, **40%** étaient à vapeur, **38%** électrique et **22%** à essence [Husain 2011] mais la lenteur des progrès réalisés sur les batteries en comparaison au développement accéléré des moteurs à explosion relègue le véhicule électrique au second plan (autonomie, prix élevé) donc oublié à partir des années 1910. [Ostiari 2013].

Avec le développement de véhicule thermique, la population se désintéresse donc du modèle électrique plus coûteux et moins performant. Les constructeurs tentent de le valoriser auprès de la gente féminine avant **1914**, avant de l'abandonner dans les années **1920**. Il vient alors entre **1960** et **1970**, le choc pétrolier et les nouveaux enjeux environnementaux favorisant ainsi la réintégration de nouveau du véhicule électrique. En **1964** apparut l'Electrovair de General Motors (Figure I.6) avec un moteur asynchrone triphasé de **115 hp (86 kW)** commandé par un onduleur à thyristors [Husain 2011].



Figure I.6. Electrovair II (1966) de General Motors alimentée par batteries de zinc de 532 volts

D'autres voitures électriques ont vu le jour dans cette époque mais n'atteignant pas le stade de grande série. En **1990**, la Peugeot 106 électrique a été produite à **6400** exemplaires, la Chevrolet EV1 à **1100** exemplaires et la Renault Elektro-Clio à **400** exemplaires. Ces chiffres sont à comparer aux **2.8** millions de la Peugeot 106 thermique. Les progrès sur les batteries Lithium-ion dans les années **2000** ont permis d'envisager à nouveau le véhicule électrique comme une solution pertinente de mobilité. Aujourd'hui les véhicules électriques atteignent des autonomies de l'ordre de **500 km** tel que Renault Zoe et Tesla S (Figure I.7) sans oublier les performances quelques voitures atteignent des accélérations de **0 à 100 Km/h** dans seulement quelques secondes faisant concurrence aux grosses cylindrées.



Figure I.7. Exemple de véhicules électriques commercialisée de nos jours Renault ZOE et Tesla S

I.1.3. Enjeu sociétal

La problématique de la mobilité est toujours d'actualité et présente un enjeu sociétal majeur. Elle est principalement pilotée par la rapidité de la croissance économique, démographique, et spatiale des grandes métropoles. Cette croissance doit donc être anticipée et surtout être accompagnée d'un développement parallèle d'infrastructure et de moyens de transport adaptés. Le choix de la solution de mobilité dépend en grande partie d'un facteur majeur qui est le développement urbain. Aujourd'hui, les solutions pour la mobilité urbaine ne sont pas nombreuses. La mobilité urbaine a pris dès le début du 19^{ème} siècle, un aspect technique et scientifique, on parle donc de mobilité intelligente avec des plans d'urbanisation permettant d'améliorer les conditions de vie de la société, tel que:

- L'amélioration de l'efficacité des économies locales et régionales.
- La lutte contre la pauvreté par l'encouragement des populations défavorisées.
- La préservation de l'environnement et le respect des taux d'émissions carbonées dans les centres urbains.

Ces critères sont généralement atteints via des plans d'urbanisations intelligents incluant le développement d'infrastructure de transport, des transports en commun, ...

Ces plans souffrent aujourd'hui de la rapidité de la croissance démographique mondiale qui résultent en une augmentation quantitative et qualitative des déplacements et provoque un bouleversement profond du transport urbain à cause du besoin grandissant de moyens de transport. La Figure I.8 illustre la liaison entre la croissance démographique et la production de véhicules dans le monde, ces données sont publiées par le bureau des statistiques de transport des États-Unis (<https://www.transportation.gov/>) et comprend les véhicules utilitaires et commerciales sans compter les mini-fourgonnettes, camionnettes et véhicules utilitaires sportifs. Subvenir à cet énorme besoin de mobilité en utilisant des véhicules à combustion interne est aujourd'hui condamné par les limitations d'émissions carboniques ainsi que la raréfaction des ressources pétrolières.

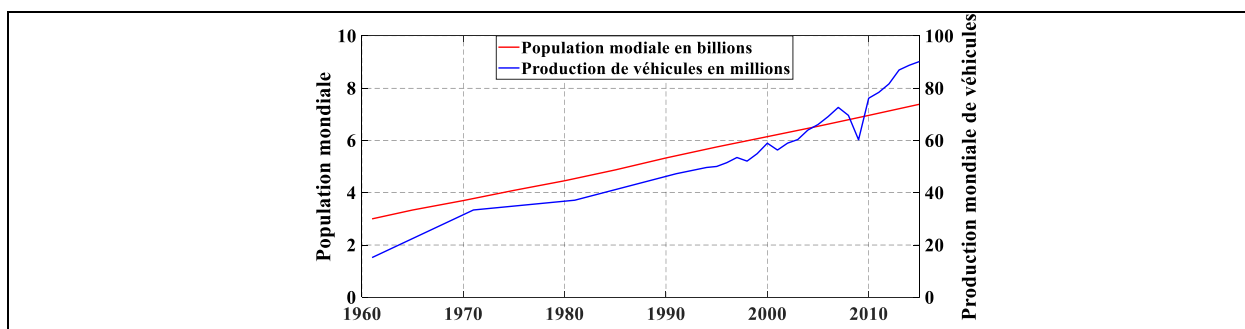


Figure I.8. Évolution mondiale de la population et la production de véhicules

La solution qui semble être adoptée sur une échelle mondiale par la majorité des politiques gouvernementales est introduite sous le nom de l'électromobilité. Une solution performante, intelligente, silencieuse, à zéro émission et qui répond aux besoins et aux enjeux sociétaux, énergétiques, économiques et environnementaux. Une large gamme de modèles est aujourd'hui disponible sur le marché et assure le déplacement de façon efficace et efficiente des hommes et des marchandises en transport individuel ou collectif.

I.1.4. Enjeu environnemental

La problématique environnemental et la lutte contre le réchauffement climatiques est un enjeu bien connu de tout le monde aujourd’hui. Cela fait quelques années maintenant que la sonnette d’alarme est déclenchée et que les agences gouvernementales européennes et internationales tentent de contrer ce danger. Le secteur de transport étant tout seul responsable de presque **30%** des émissions carboniques mondiales à pousser les politiques sur une échelle mondiale de trouver des alternatives aux moyens de transportation actuelles afin qu’ils soient moins polluants et respectent l’environnement. Les moyens de transports actuellement en utilisation sont en grande majorité à base d’une motorisation thermique et utilisent une énergie fossile comme carburant ayant ainsi un impact important sur l’environnement. On citera principalement l’impact sur la **qualité de l’air**, la **pollution sonore**, **l’épuisement des ressources** et surtout **l’impact sur la santé**.

- **Qualité de l’air**

Aujourd’hui et partout dans le monde surtout dans les grandes villes et principalement les métropoles, la qualité de l’air est alarmante avec une concentration de polluants qui dépassent largement les seuils considérés comme non-nocifs pour les humains. Cette dégradation de la qualité de l’air est principalement due aux particules fines contenues dans l’air provenant généralement du gaz d’échappement des véhicules à combustion interne et dans une moindre mesure aux particules dégagées des plaquettes des freins lors du freinage. La Figure I.9 donne la concentration en micros particules **PM2.5** dans la région parisienne et montre clairement que les fortes concentrations sont enregistrées sur les routes. Les seuils de pollution sont souvent accentués par les conditions météorologiques induisant sur quelques jours de l’année des concentrations énormes de polluants La Figure I.9 publiée par la plateforme nationale de prévision de la qualité de l’air [Prevoir], montre un taux très élevés de pollution aux particules fines **PM10**, enregistré le 23 janvier 2017 en France.

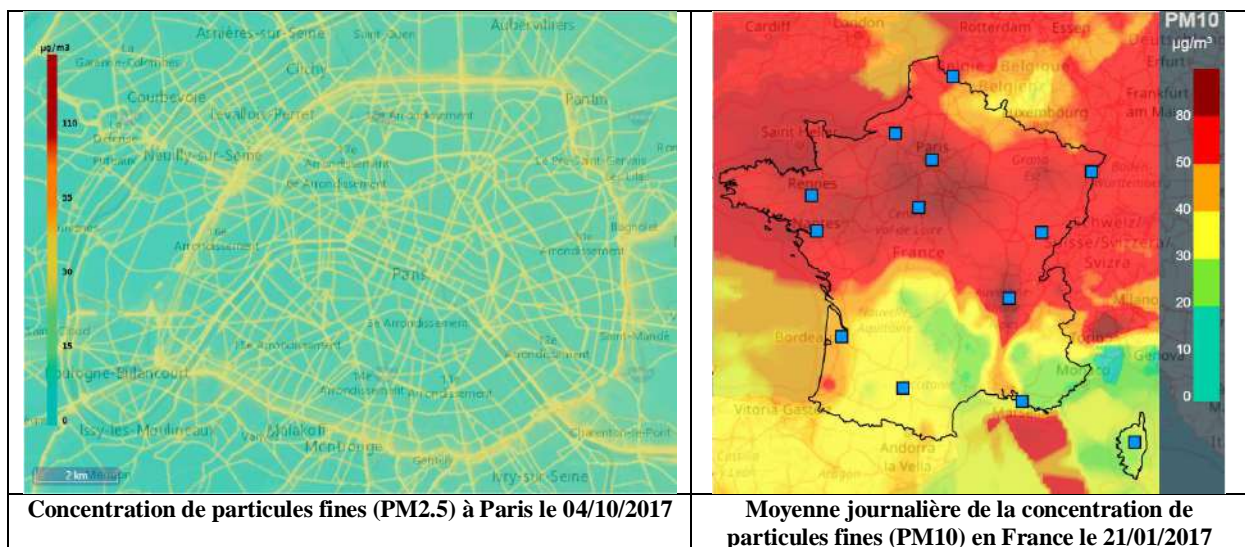


Figure I.9. Illustration des taux de pollutions et la dégradation de la qualité d’air en France

La situation au niveau Européen reste plus au moins maîtrisée des normes et une surveillance permanente permet d'alerter la population et les autorités locales afin d'agir d'urgence soit par une circulation alternée de véhicules selon leurs immatriculation soit par des journées sans voitures. L'un des pays qui souffre le plus de pics de pollution d'air très fréquents est la Chine [Dongsheng 2014]. La Figure I.10 montre à quel point la situation est précaire avec la popularisation de points de ventes d'air.



Figure I.10. Illustration des taux de pollutions et la dégradation de la qualité d'air en France

Les véhicules électriques et hybrides sont présentés comme une alternative permettant d'atteindre des seuils acceptables d'émissions carboniques. Théoriquement, lorsqu'on regarde les arguments de ventes tel que véhicules électriques à zéros émissions, on a l'impression que c'est la solution miracle, sauf que cela ne prend pas en considération le processus de fabrication ainsi que la production et distribution d'énergie. La Figure I.11 montre bien que les véhicules électriques ou hybrides ne sont propres en comparaison avec les véhicules à combustion interne que si la source d'énergie est propre. Le mixe énergétique Français favorise ainsi l'utilisation du véhicule électrique afin d'améliorer la qualité de l'air.

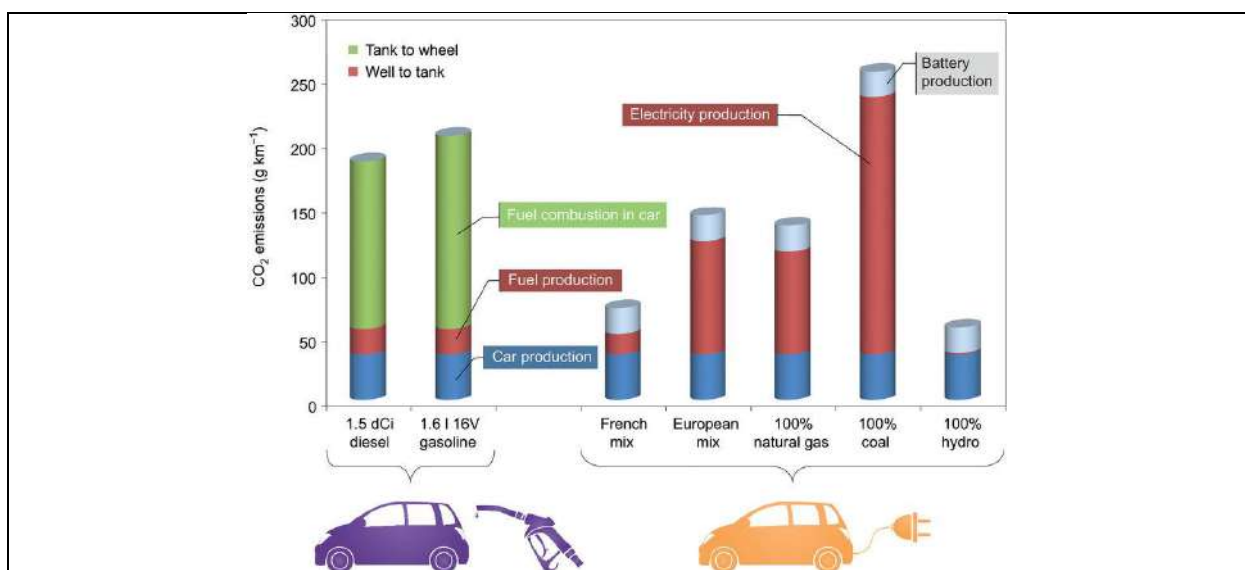


Figure I.11. Émission carbonique globale en fonction de la motorisation du véhicule

- **Pollution sonore**

Le bruit des transports est une des nuisances majeures de la vie quotidienne les plus intensément ressenties par les populations. Son importance va en grandissant en raison d'une sensibilité de plus en plus aiguë à cette nuisance, et de la croissance continue des trafics de voyageurs et de marchandises. Les phénomènes de bruit en cause sont complexes et leurs impacts restent encore difficiles à mesurer. Cette complexité est globalement due à la diversité des sources, des environnements et de récepteurs. Aujourd'hui, malgré les avancés de la psycho-acoustique dans la perception du son chez l'être humain, la notion de gêne et de nuisance sonore reste très complexe et dépend de beaucoup d'autres variables psychologiques (humeur, attitude, ...) autre que le bruit sonore. Pour cette raison la quantification de la nuisance sonore des transports se base en plus des méthodes et modèles classiques sur des modèles stochastiques basés sur des sondages auprès d'une sélection de personnes représentatives de la société permettant de quantifier au mieux le gêne occasionné par le bruit des transports auprès de la population [Champelovier 2003].

La pollution sonore à un impact direct sur la santé des individus mais aussi des impacts socio-économiques majeurs générant un cout économique très important estimé à environ **0.4 %** du PNB total de l'Union européenne. [Noise in europe].

Les sondages d'opinion en Europe placent le bruit en tête des nuisances ressenties par la population : **31%** des Européens se plaignent de leur environnement sonore [IRNA 1995], **37%** des Français considèrent le bruit comme une source de stress [Sondage CSA, **mars 1996**]. [Lambert 2000]. Pour tenter de réduire cette nuisance en France, le premier décret a été publié au Journal Officiel du **10 janvier 1995**, fixant une limitation pour les transports terrestres du niveau sonore à **60 dB(A)** le jour et **55 dB(A)** la nuit. Aujourd'hui, les cartes stratégiques de bruit sont rendues obligatoires par la Directives européenne **2002/49/CE**, Il s'agit d'obtenir une estimation sur un territoire par le calcul des niveaux de bruit moyennés sur une période de temps donnée. La Figure I.12 montre la carte stratégique de bruit de Paris fourni par Bruitparif [Bruitparif] pointant du doigt les dépassements auprès des périphériques et ronds-points ainsi que les lignes ferroviaires.



Figure I.12. Cartographie du bruit des transports en région Parisienne

Ces exigences visant à réduire la pollution sonore se traduisent par des normes et limitations qui touchent le développement d'infrastructures, des bâtiments et des véhicules. Ces règlements obligent à prendre en compte le bruit dès la conception des ouvrages et des véhicules pour réduire l'impact des nuisances sonore au voisinage à un niveau inférieur ou égal aux seuils réglementaires. Afin de bien caractériser le bruit du trafic routier, il est important de connaître la dépendance des émissions ainsi que les conditions de propagation pour mieux agir. Le Tableau I.1 présente les facteurs influent sur le bruit du trafic routier [Berengier 2001].

Tableau I.1 Facteurs influent sur le bruit du trafic routier

Dépendance des émissions sonores	Conditions de propagation
<ul style="list-style-type: none"> - du débit du trafic, - de la composition du trafic : véhicules légers (VL), utilitaires, poids lourds, trains routiers (TR), motocyclettes, - de la vitesse des véhicules, - de l'allure des véhicules (changement de régime moteur), fonction des conditions de circulation et du profil en long (rampe, profil plat), - du comportement du conducteur, - du type de revêtement de la chaussée, - de l'état de surface du revêtement. 	<ul style="list-style-type: none"> - au profil en travers de la route (remblais, déblais, tracé au niveau du terrain naturel), - à la présence d'obstacles tels que relief naturel, bâtiments, écrans, merlons, - à la distance entre source et récepteur, - à l'absorption acoustique de la chaussée, des sols environnants et des obstacles, - aux conditions météorologiques.

Dans les sources de bruit des véhicules routiers on distingue principalement : Le **bruit du moteur**, les **bruits aérodynamiques**, le **bruit des transmissions mécaniques**, le **bruit de contact pneumatique-chaussée** et les **vibrations** des divers éléments constituant le véhicule. La Figure I.13 illustre les principales sources de bruit pour un véhicule léger et montre que la motorisation est responsable de haut niveau de bruit avec une grande dominance pour les deux premiers rapports de vitesse.

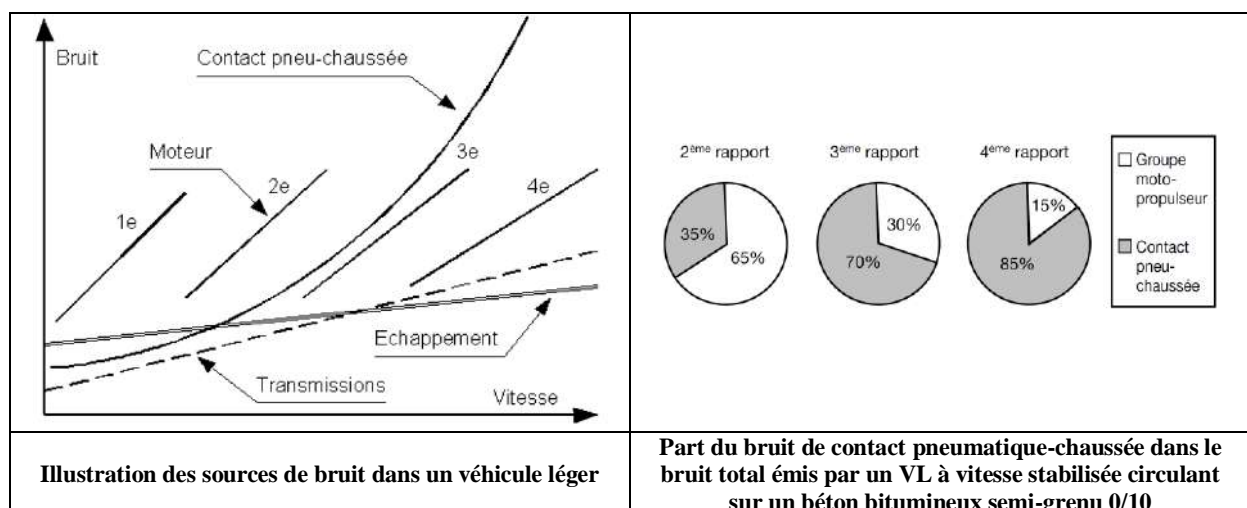


Figure I.13. Sources de bruit dans un véhicule léger

Les niveaux sonores maxima admis lors de l'homologation des véhicules sont définis par des directives européennes. La procédure de mesures et d'essais (**norme ISO 362**) consiste à mesurer le niveau sonore L_{Amax} à **7,50 m** d'un véhicule en forte accélération et à vitesse constante **50 km/h** tel que indiqué dans la Figure I.14 qui illustre les conditions de mesure en champ libre du bruit généré par le passage du véhicule.

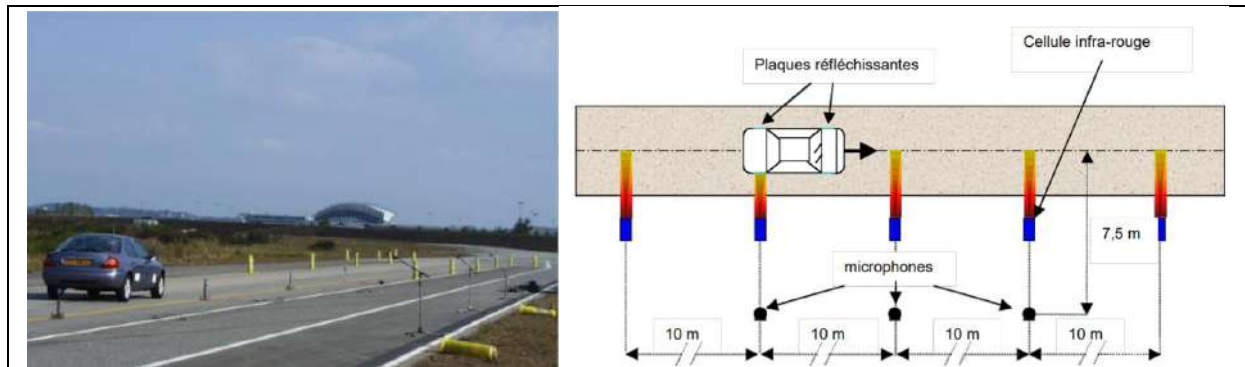
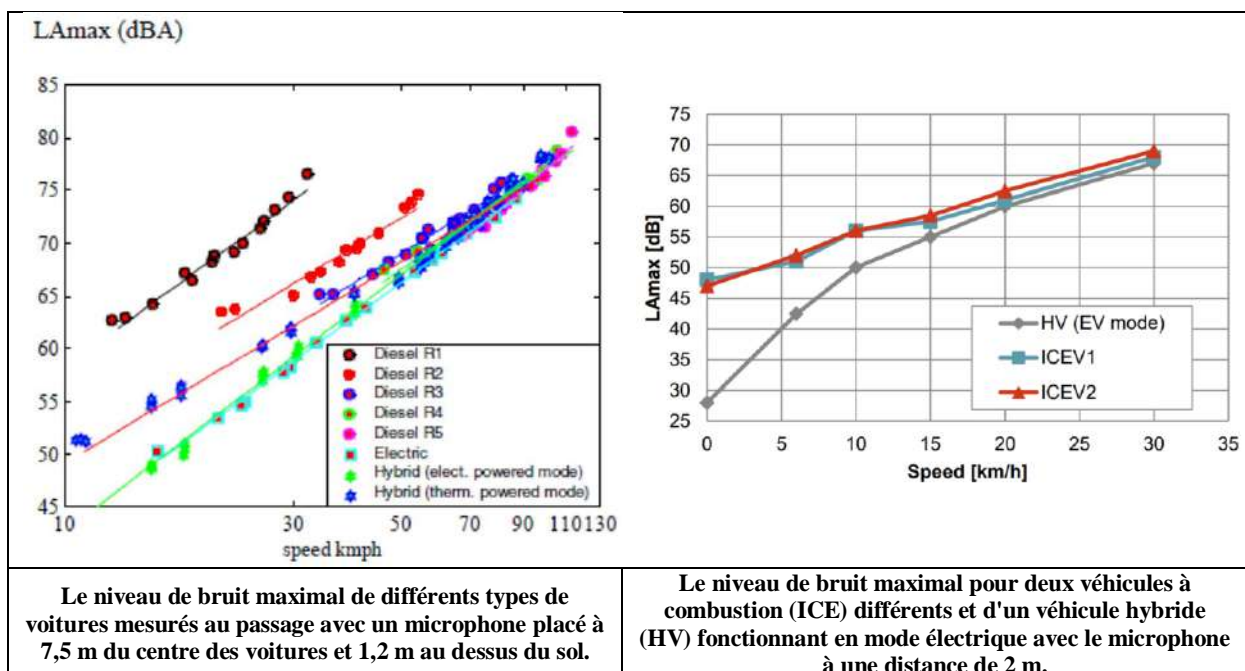


Figure I.14. Illustration des conditions de mesure en champ libre du bruit des véhicules

Dans la littérature scientifique un nombre grandissant d'articles vise à comparer les émissions sonores des véhicules selon la motorisation utilisée. Dans [Lelong 2001] [Sakamoto 2010] et [Jabben 2012] la motorisation électrique offre un gain considérable en ce qui concerne la réduction du niveau de nuisance sonore du véhicule, **10 dB** pour les deux roues, **5 dB** pour les véhicules légers et **3dB** pour les poids lourds. La Figure I.15 montre une comparaison du niveau de bruit généré par le passage d'un véhicule léger selon la motorisation. Il est clair qu'à grande vitesse (**> 60 Km/h**) la différence due à la motorisation disparaît et que l'ensemble des véhicules opèrent au même niveau de bruit [Iversen 2013].



Le niveau de bruit maximal de différents types de voitures mesurés au passage avec un microphone placé à 7,5 m du centre des voitures et 1,2 m au dessus du sol.

Le niveau de bruit maximal pour deux véhicules à combustion (ICE) différents et d'un véhicule hybride (HV) fonctionnant en mode électrique avec le microphone à une distance de 2 m.

Figure I.15. Comparaison du niveau de bruit pour un véhicule léger en fonction de la motorisation

La Figure I.16 compare de la même manière la motorisation électrique à la motorisation à combustion du point de vue des émissions acoustiques générées par le passage d'un véhicule lourd.

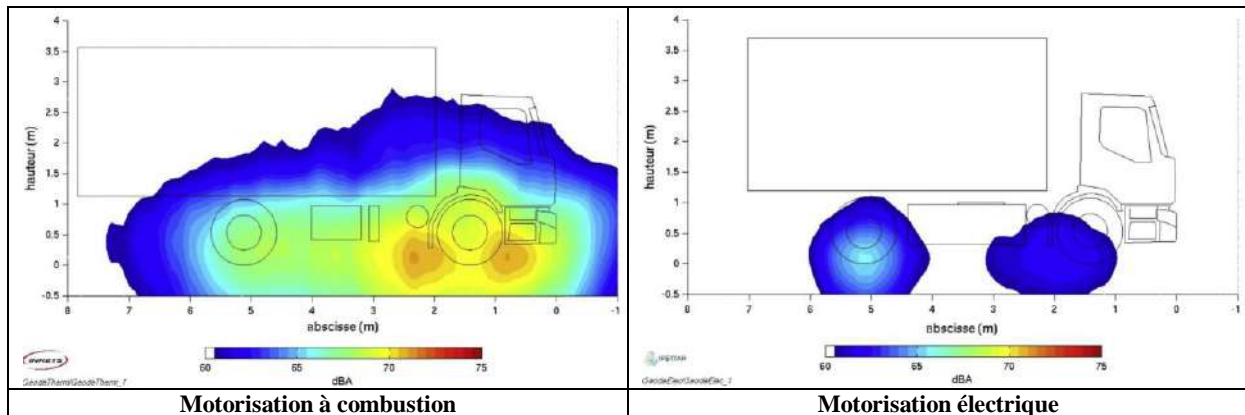


Figure I.16. Comparaison du niveau de bruit à 20 Km/h pour un véhicule lourd

On peut conclure à la fin de cette présentation que la motorisation électrique peut être une solution intéressante pour la lutte contre la pollution sonore dans les centres urbains.

- **Épuisement de ressources**

Le transport est le premier consommateur de combustibles pétroliers avec plus de **58%**. Le pétrole est un combustible fossile résultant de la décomposition de la matière organique emprisonnée en sous-sol de la terre pendant l'histoire géologique. Le pétrole est donc par nature une source énergétique limitée et épuisable. L'épuisement du pétrole n'est pas une idée nouvelle mais un fait constaté depuis les années **1950**, notamment par le géologue **King Hubbert** dans sa publication concernant l'exploitation des ressources primaires où il publie une courbe représentant la production de la ressource à partir de zéro jusqu'à un seuil suivi par un déclin jusqu'à l'épuisement. Cette théorie s'applique parfaitement sur le pétrole étant une source primaire, les travaux scientifiques les plus récents et les plus optimistes publiés majoritairement par les États-Unis, les pays de l'**OPEP** et les compagnies pétrolières sur l'imminence du pic pétrolier mondiale indiquent que le seuil maximal de production sera atteint en **2030**. Sauf que la croissance démographique et économique mondiale incite à avancer cette date. La Figure I.17 indique que la production des combustibles fossiles (charbon, pétrole et gaz) passera par un pic vers **2030** autour de **12 Gtep** (tep : Tonne d'équivalent pétrole). [Laherrere 2017].

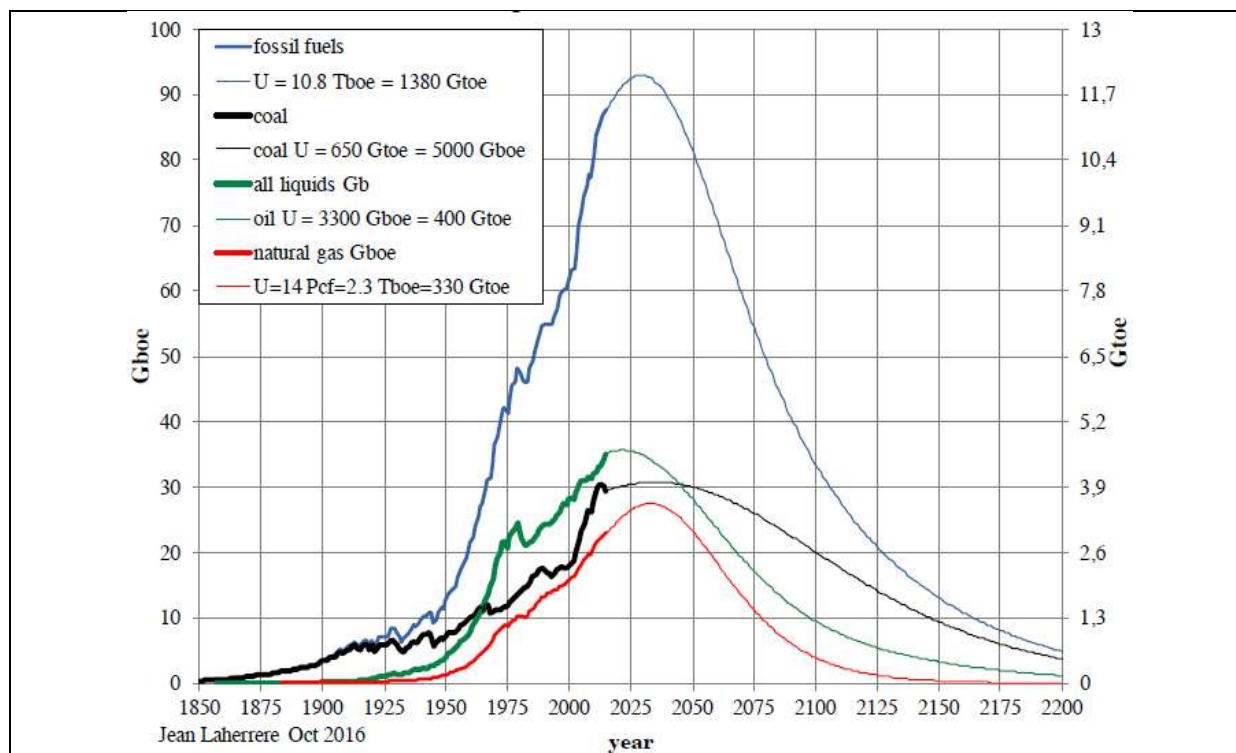


Figure I.17. Production annuelle mondiale de combustibles fossiles et prévisions

De nos jours, en plus de la raréfaction de la ressource les gisements pétroliers sont de plus en plus difficiles à atteindre augmentant la difficulté de l'extraction, le coût d'investissement et réduisant ainsi la rentabilité. Les experts estiment que ces gisements ne seront pas complètement exploités. Ces constatations sur la production du pétrole impacte fortement les principaux secteurs de consommation et impose une obligation de diversification des énergies utilisées pour le transport favorisant ainsi le développement du véhicule électrique et hybride.

- **Impact sur la santé**

Le développement du véhicule électrique et hybride présente un intérêt particulier tel que nous l'avons vu précédemment pour améliorer les conditions environnementales en luttant contre la pollution aux gaz toxiques et bruits sonores. Cette amélioration impacte directement la santé des individus. Sachant que la pollution aux particules fines et aux gaz d'échappement des moyens de transport sont responsables selon une étude de Santé publique France publiée le **21 juin 2016**, d'environ **9%** de la mortalité en France soit **48000** morts prématuré par an et aussi une perte d'espérance de vie à **30 ans** pouvant dépasser **2 ans**. Alors que, d'autres études ont déjà vérifiées la responsabilité de la pollution sonore automobile dans l'exacerbation des maladies cardiovasculaires, le risque de décès cardio-respiratoire chez les sujets résidant à proximité d'un axe routier. L'excès de bruit a des effets sur les organes de l'audition (dimension physiologique), mais peut aussi perturber l'organisme en général, et notamment le sommeil, le comportement (dimension psychologique). Lutter contre cette pollution de l'environnement ne peut donc être que bénéfique pour la santé de la population.

I.1.5. Enjeu politique

La dépendance aux énergies fossiles et spécialement le pétrole se traduit pour un grand nombre de pays par une dépendance économique et politique aux pays qui détiennent cette ressource naturelle. La répartition géographique de cette ressource n'étant pas équitable et le plus souvent les pays qui ne détiennent pas la ressource sont les plus grands consommateurs. Cela fait que beaucoup de pays en croissance se trouve obligés à obéir à une politique imposé par les pays producteurs. Cependant, le pays développé après le choc pétroliers de **1970** se trouve aussi dans l'obligation de mener des politiques adaptés limitant cette dépendance afin d'éviter une crise économique. La Figure I.18, donne les **15 pays** qui détiennent la majorité de la réserve mondiale en pétrole selon les déclarations de 2016 [US EIA] ainsi que les grands producteurs actuels du pétrole brut. La Figure I.19 donne les grands consommateurs de pétrole brut en **2016**.

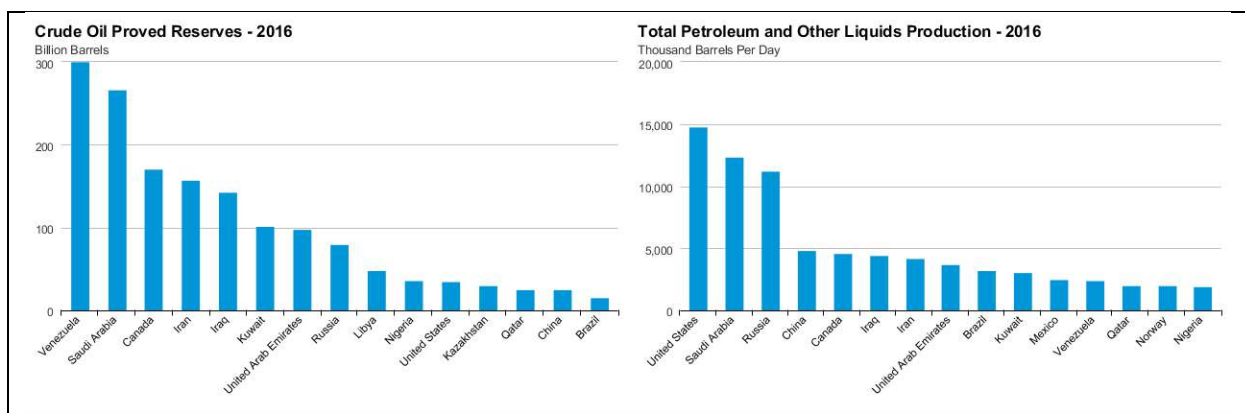


Figure I.18. Principaux Pays détenant la réserve et la production mondiale du Pétrole

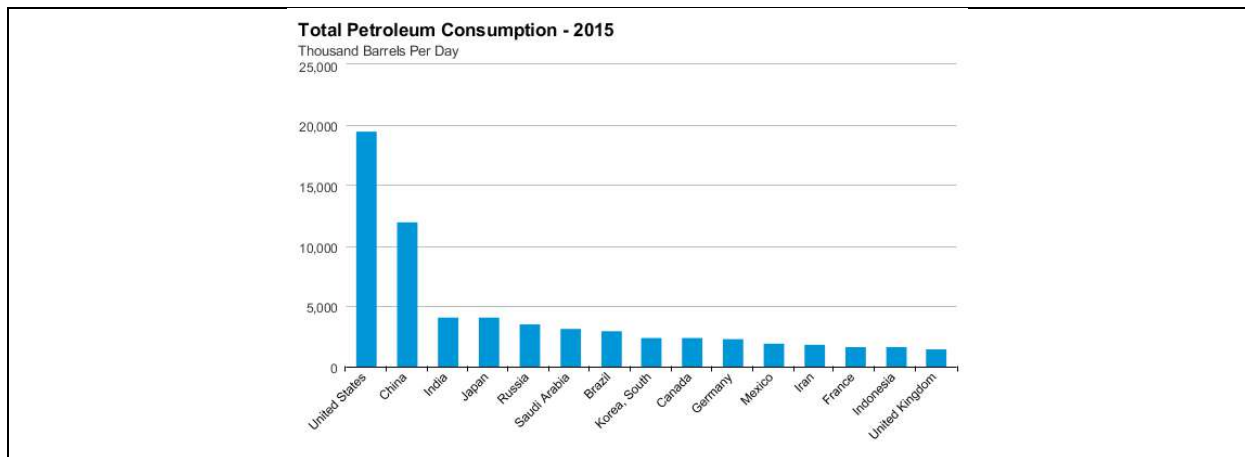


Figure I.19. Principaux Pays consommateur du Pétrole

Parmi ces pays, les pays asiatiques représentent la plus grande valeur en euros de pétrole brut importé en **2016**, avec des achats évalués à **284** milliards d'euros, soit **49,4%** du total mondial. En deuxième place, les pays européens qui sont à **28,6%** tandis que **17,7%** des importations mondiales de pétrole brut sont livrés en Amérique du Nord. Parmi les pays importateurs du pétrole brut certains ont réussi à limité fortement leur dépendance à l'import

de matière première depuis **2012** tels que: le Royaume-Uni (**-70,1%**), le Japon (**-66,8%**), l'Italie (**-66,8%**) et les États-Unis (**-66,4%**) .

I.1.6. Enjeu économique

L'industrie automobile a toujours été un promoteur majeur de l'économie des pays développés considéré souvent comme un indicateur principale de richesse, aujourd'hui et tel que nous l'avons vue précédemment ce secteur a besoin de se réinventer afin de répondre aux exigences actuelles (environnement, mobilité, ...). Le marché de l'automobile change donc de stratégie et beaucoup de pays sont en rude concurrence afin de s'imposer comme leader du marché automobile mondiale. La Figure I.20 montre l'évolution des immatriculations des véhicules électriques à batteries et hybrides rechargeables dans le monde.

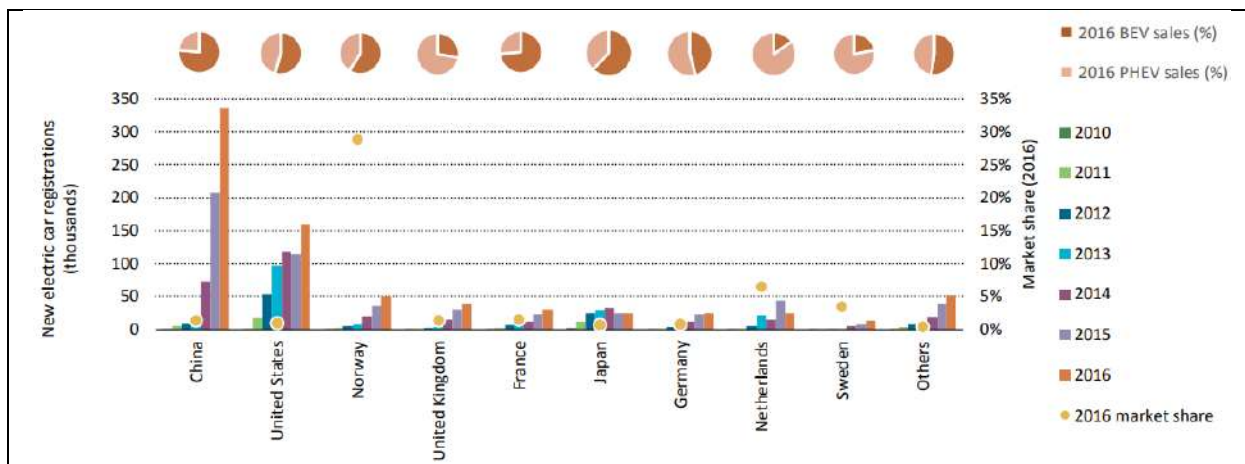


Figure I.20. Ventes de voitures électriques, parts de marché et parts des ventes de véhicules électriques à batteries VEB et de véhicules hybrides rechargeable VHR dans certains pays, 2010-2016

La situation actuelle de ce marché se présente donc en faveur des pays qui ont pris l'initiative de se lancer dans l'électrification des véhicules. Selon le rapport de l'Agence Internationale d'Energie [IEA] sur les perspectives mondiales des véhicules électriques ainsi que le rapport d'Accenture sur l'attractivité du marché des véhicules électriques [Gissler 2017], certains pays prennent le devant comme des pionniers pour le développement des véhicules électriques alors que d'autres sont présentés comme favoris avec une évolution progressive et une dernière catégorie présentée comme hésitante pour la poursuite de cette évolution (Figure I.21).

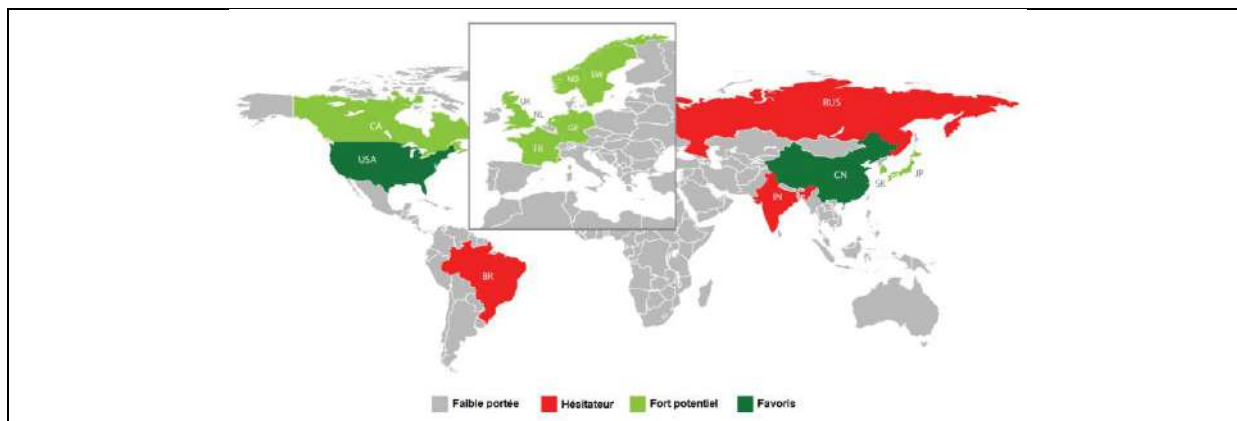


Figure I.21. Carte du monde présentant l'attractivité du marché du véhicule électrique

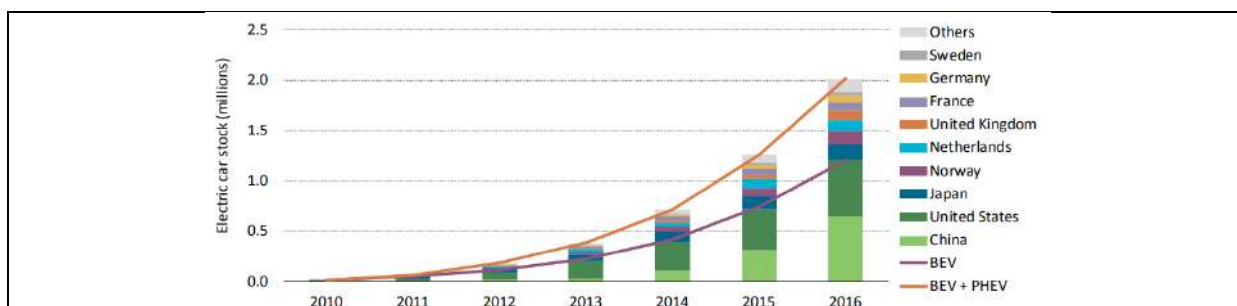


Figure I.22. Évolution du parc automobile électrique mondial, 2010-16

La Figure I.22 montre que la Chine suivie des États-Unis prennent le devant suivit par l'Union Européenne. La tendance actuelle et avenir du marché international de l'automobile est estimée par l'IEA pour les années 2000 à 2050 et montre clairement sur une échelle internationale que les véhicules électriques et hybrides remplaceront graduellement les véhicules à combustions internes. L'intérêt économique aux véhicules à motorisation alternatives (électriques, hybrides ...) ne cesse donc d'augmenter, la Figure I.23 montre cette mutation dans un scénario moyenné de l'évolution des ventes des véhicules légers.

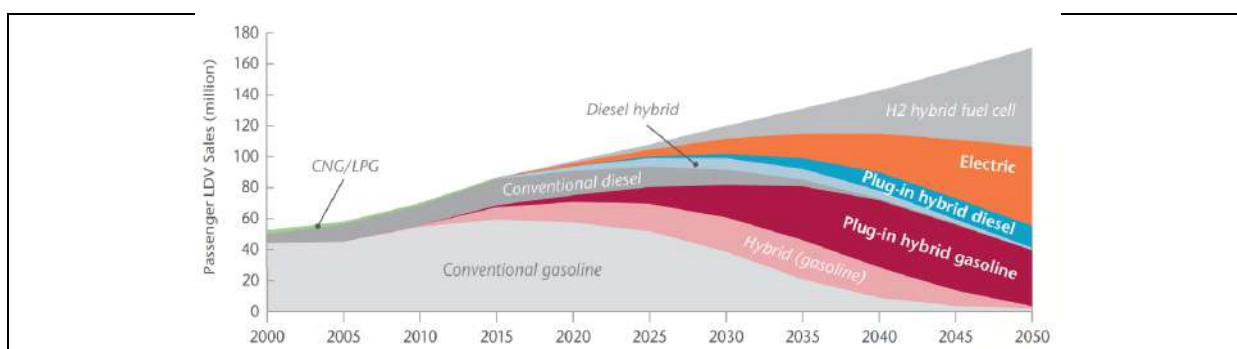


Figure I.23. Scénario moyenné de l'évolution des ventes de véhicules légers par type, 2000-50

Cette évolution accompagnée de l'électrification du secteur de l'automobile n'est pas seulement bénéfique que d'un point de vue économique mais impacte aussi positivement d'autres secteurs tels que mobilité, énergie, recherche et développement, induisant ainsi une forte croissance économique.

I.1.7. Enjeu technique et technologique

Le développement du véhicule électrique et hybride est un challenge important avec des enjeux techniques et technologiques majeurs en ce qui concerne l'efficacité énergétique de toute la chaîne de traction (Moteur électrique, convertisseur, batterie de stockage, chargeur, borne de charge). On parle aujourd'hui de la deuxième génération de véhicules électriques et hybrides avec beaucoup de progrès qui font déjà partie de notre quotidien, autonomie prolongée, charge rapide, freinage régénératif, rendement élevé pour une large plage de vitesse, masse réduite, utilisation de matériaux composites recyclables et plus légers (fibre de carbone), conduite automatique. Ces enjeux techniques et technologiques ne cessent de se multiplier et les attentes pour la troisième génération ne font que croître avec des ambitions très prometteuses. Le secteur de recherche et développement vise aujourd'hui la haute performance, le haut rendement avec des véhicules dits intelligents et connectés. Le concept futur des monopoles est en train de se dessiner avec un réseau électrique intelligent basé sur un mix énergétique, des bâtiments intelligents non énergivores, une industrie intelligente et économe, des véhicules intelligents. Cette intelligence se base principalement sur l'efficacité énergétique des systèmes et l'interconnexion entre eux avec le transit d'une énergie dite décentralisée et distribuée, gérée en temps-réel à très haut rendement comparé à la situation actuelle (Figure I.24) où les bâtiments et les véhicules peuvent participer à la production et lisser les pics de production grâce aux panneaux photovoltaïques et batteries embarquées.



Figure I.24. Situation actuelle et avenir de la distribution d'énergie

I.1.8. Barrières et leviers d'améliorations du véhicule électrique

Le secteur automobile dans sa nouvelle forme est aussi soumis à beaucoup de contraintes déterminantes pour les choix technologiques. La contrainte la plus déterminante est la barrière de matières premières telles que les terres rares, le cuivre, le fer et le lithium qui sont eux aussi comme le pétrole limitées et les prix ne font qu'augmenter.

- **Moteur et équipements électriques**

Technologie : Le choix du moteur électrique est une tâche loin d'être facile comme ils existent plusieurs types, plusieurs topologies ainsi qu'une grande gamme de matériaux. Le choix est donc très compliqué et nécessite l'usage de multiples études d'optimisations multi-physiques qui prennent en considération le maximum de contraintes afin d'aboutir à un compromis acceptable pour une utilisation efficace dans le véhicule électrique et hybrides.

De point de vue technologique l'optimisation des performances du groupe moteur propulseur continue son évolution avec des ambitions de réduction de la masse, le volume, et le prix. La Figure I.25 donne un ordre de grandeur de cette évolution d'ici **2022**.



Figure I.25. Évolution du coût, poids, volume, puissance et rendement du groupe moteur propulseur

Rendement : Le rendement de la chaîne de conversion sur une large plage de vitesse est une contraintes majeure pour le véhicule électrique et hybride afin qu'ils soient compétitifs par rapport aux autres technologies de motorisations. Aujourd'hui, les études affirment que le rendement énergétique des véhicules électriques et hybrides est presque égal à celui du véhicule à combustion si on inclut la totalité de la chaîne énergétique partant de l'énergie primaire à l'énergie mécanique utile. La Figure I.26 donne le rendement énergétique d'une chaîne thermique comparé à une chaîne électrique selon le rapport de Natixis Asset Management [Ostiari 2013].

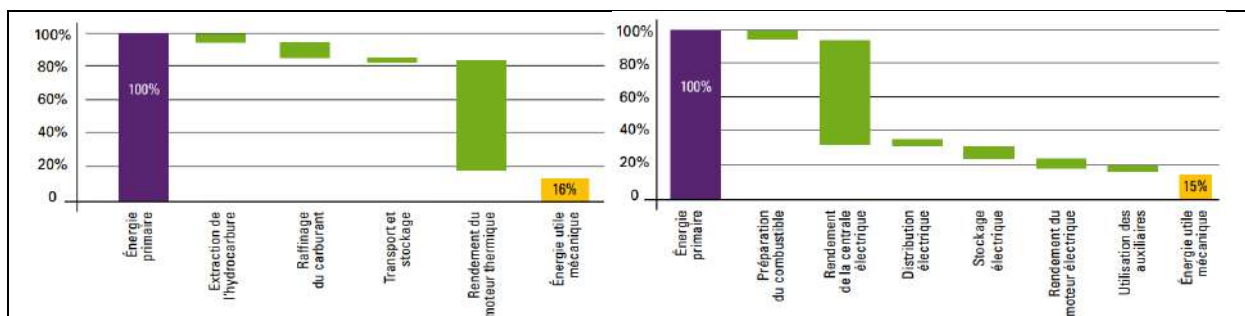


Figure I.26. Comparaison du rendement énergétique de la chaîne thermique et électrique

Cependant, si on prend en considération que la motorisation, le rendement maximal est de **35%** pour un moteur essence, **45%** pour un diesel et **95%** pour moteur électrique. Il est donc clair que le rendement énergétique de la chaîne dans sa globalité est une contrainte importante qui nécessite d'être amélioré. Aujourd'hui la motorisation électrique est à rendement égale à celui d'une motorisation thermique avec un petit bénéfice en réduction

d'émission carbonique. Néanmoins, dans un futur proche avec la décentralisation et le mix énergétique ainsi que l'évolution des technologies de stockage le rendement de la chaîne électrique sera nettement amélioré.

Terre rare : Le moteur le plus utilisé par les fabricants automobiles de nos jours est la machine synchrone à aimants permanents qui nécessite pour sa fabrication des terres rares, notamment le néodyme. Le rapport de Janvier 2017 de l'U.S. Geological Survey [USGS], le Tableau I.2 affirme que la Chine assure plus que 90% de la production mondiale, mais qui réduit son export de plus en plus pour subvenir à ses besoins. La Chine profite aussi de son expertise dans les procédés de séparation essentiels à la production des terres rares pour contrôler le marché. De ce fait, il est indispensable à l'industrie automobile d'investiguer d'autres technologies de moteur électrique n'utilisant pas d'aimants permanents afin d'éviter tout freinage dû à l'approvisionnement en matières premières.

Tableau I.2 Principaux producteurs et réserve mondiale des terres rares

Pays	Production en 2016 [tons]	Réserve [tons]
Totale mondiale	126000	120000000
Chine	105000	44000000
Brasil	1100	22000000
Vietnam	300	22000000
Russie	3000	18000000
Inde	1700	6900000
Australie	14000	3400000
États-Unis	--	1400000
Sud-Afrique	--	860000
Canada	--	830000
Malawi	--	136000
Malaisie	300	30000
Thaïlande	800	0

Cuivre : Malgré la disponibilité de la ressource avec des réserves importantes comme pour les terres rares, la problématique réside dans l'approvisionnement en cuivre essentiel pour la fabrication du moteur des batteries des connectiques dans les véhicules électriques. La demande mondiale est grandissante impliquant ainsi une augmentation continue des prix. La Chine est considérée comme le plus grand consommateur de cuivre et sa demande ne cesse d'augmenter menaçant ainsi l'approvisionnement dans d'autres pays (Figure I.27).

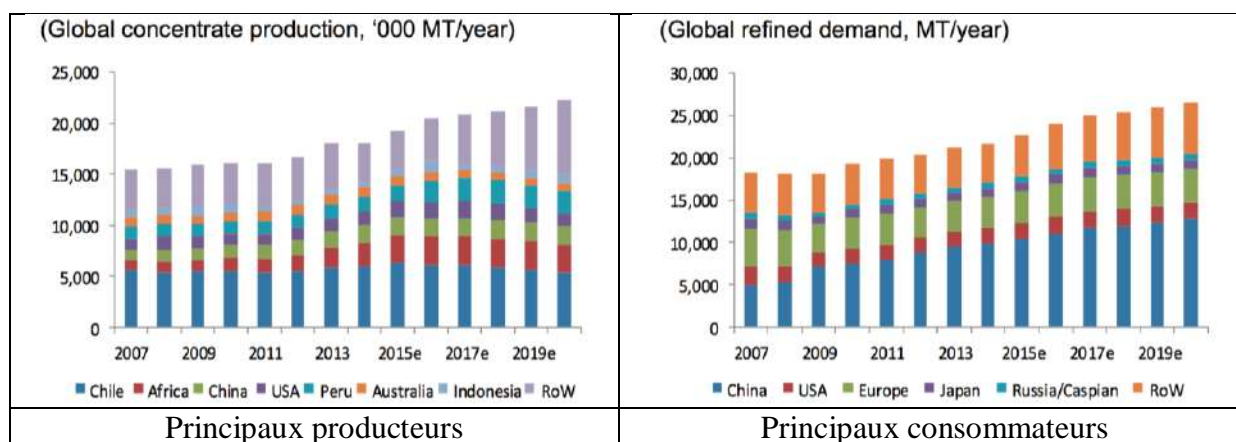


Figure I.27. Principaux producteurs et consommateur de cuivre dans le monde

- **Batterie de stockage**

Le stockage de l'énergie électrique nécessaire pour le bon fonctionnement du véhicule électrique et hybride rechargeable est aujourd'hui le challenge le plus important pour l'industrie automobile. Le choix des batteries adaptées pour l'application parmi les multiples technologies existantes de nos jours avec des caractéristiques différentes (**Puissance, énergie spécifique, température de fonctionnement, durée de vie**) est une tâche primordiale et dépend de plusieurs critères. La Figure I.28 présente globalement les principales technologies en fonction de leurs densités de puissance et d'énergie ainsi que le Tableau I.3 résume leurs principales caractéristiques [Ostari 2013].

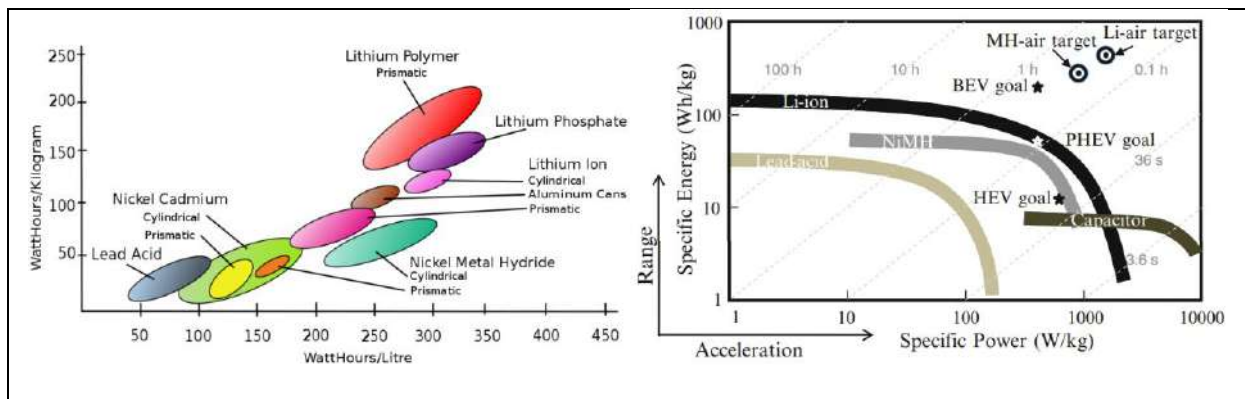


Figure I.28. Comparaison des technologies de batteries

Tableau I.3 Avantages et limitations des différentes technologies de batteries

Batteries	Plombe	Nickel-Cadmium	Nickel-Métal hydrure	Zebra	Lithium-ion	Lithium-polymère	Lithium-Fer-Phosphate	Lithium-Métal-Polymère
Énergie spécifique [Wh/kg]	40	50	80	120	150	190	120	110
Puissance en pointe (W/kg)	700	--	900	150	1500	250	800	--
Nombre de cycles	≈ 500	≈ 1500	≈ 1000	≈ 100	≈ 1200	≈ 2000	≈ 2000	≈ 1800
Coûts (€/kWh)	≈ 200	≈ 600	≈ 1500	≈ 500	≈ 500	≈ 1500	≈ 1000	≈ 1500
Avantages	Faible cout	Fiabilité	Durée de vie	Énergie spécifique et durée de vie	Énergie et puissance spécifique	Gain de place	Durée de vie	Gain de place
Limites	Forte toxicité du Plomb Faible énergie spécifique	Forte toxicité de Cadmium Faible énergie spécifique Effet mémoire	Coût Recours à des terres-rares Autodécharge (30%)	Puissance limitée Forte autodécharge (12% par jour)	Coût Nécessité de protection thermique	Puissance limitée Coût	Problème de température pour la charge	Coût Faible performance à froid

Les batteries en **Lithium-ion** est la technologie la plus utilisée sur la deuxième génération de véhicule électrique avec **70%** suivit par **Lithium-polymère, Nickel-métal-hydrure** et **Nickel-Cadmium** à **10%** chacune. Ces batteries présentent donc aujourd'hui le meilleur compromis (Performance, prix, poids) mais nécessite une protection thermique (**Battery Management System BMS**) contre la surchauffe voire l'explosion. Si actuellement l'approvisionnement en Lithium, l'autonomie qui varie entre **20-30 kWh** ainsi que la durée de vie de ces batteries estimée à **9 ans** ne pose pas de problème particuliers aux constructeurs avec même des prix prévus à la baisse pour les années avenir à l'horizon de **2030** [Ostari

2013]. Les difficultés majeures pour ce secteur résident d’une part dans le recyclage de ces derniers, cette industrie est classée parmi les plus toxiques de la planète. D’autre part, les parts de ce marché sont monopolisées avec plus de **60%** par **3** entreprises multinationales (Figure I.29) [Inside EVs].

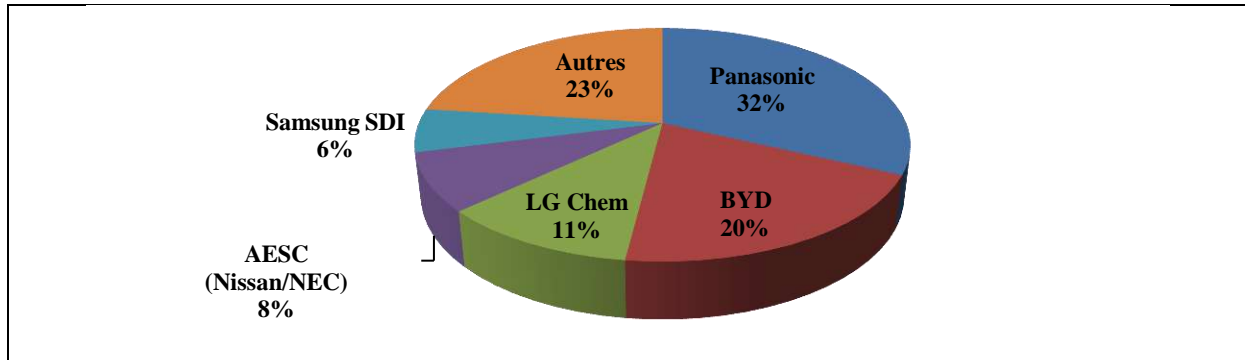


Figure I.29 Principaux producteurs de batteries au Lithium dans le monde 2016

Du point de vue technologique l’industrie du stockage de l’énergie spécialement celle des batteries pour les véhicules continue son évolution avec des ambitions de réduction de la masse, le volume, et le prix. La Figure I.30 donne un ordre de grandeur de cette évolution d’ici **2022**.

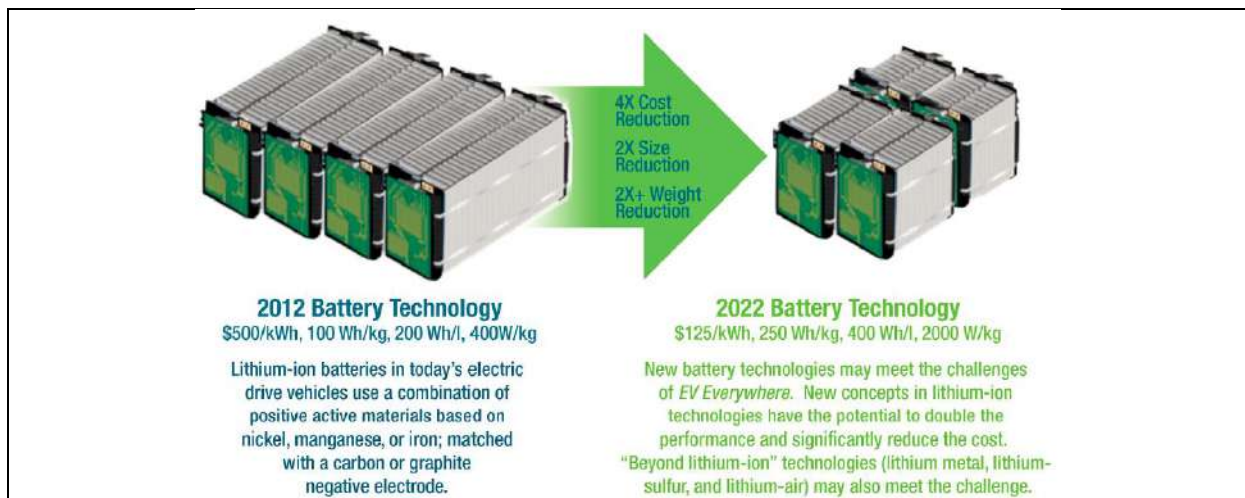


Figure I.30. Évolution du coût, poids, volume et capacité des batteries Lithium-ion à l’horizon de 2022

- **Convertisseurs statiques embarqués**

Au cours des dernières années, l’électronique de puissance a fait d’énormes progrès. Les commutateurs électroniques récemment introduits sont le thyristor à gâchette (**GTO**), le transistor bipolaire de puissance (**BJT**), le transistor à effet de champ à oxyde métallique de puissance (**MOSFET**), le transistor bipolaire à grille isolée (**IGBT**), le transistor à induction statique (**SIT**), le thyristor à induction statique (**SITH**) et le thyristor commandé par MOS (**MCT**) [Chan 1997]. La recherche active se poursuit sur le développement des interrupteurs de puissance à haute performance. Le choix des dispositifs de puissance pour la propulsion électrique est généralement basé sur :

- La **tension nominale** qui dépend de la tension nominale de la batterie
- Le **courant nominal** qui dépend de la puissance maximale du moteur et du nombre d'appareils connectés en parallèle.
- La **fréquence de commutation** doit être suffisamment élevée pour réduire le bruit acoustique, la taille des filtres et le problème de compatibilité électromagnétique.
- Les **pertes**
- La **tension maximale** pendant la charge
- La tension maximale pendant le freinage régénératif.

À l'heure actuelle, l'**IGBT** est le plus attrayant car il possède une impédance d'entrée élevée et les caractéristiques à haute vitesse d'un **MOSFET** avec la caractéristique de conductivité d'un **BJT**.

Tableau I.4 Matériaux semi-conducteurs en fonction de l'énergie de gap

	Symbole chimique	Énergie de gap (eV)	
Germanium	Ge	0.7	Semi-conducteurs conventionnels
Silicium	Si	1.1	
Arséniure de Gallium	GaAs	1.4	
Carbure de Silicium	SiC	3.3	Semi-conducteurs à large bande de gap (Wide Band Gap WBG)
Oxyde de Zinc	ZnO	3.4	
Nitride de Gallium	GaN	3.4	
Diamant (Carbone)	C	5.5	

Le Tableau I.4 donne les principaux matériaux semi-conducteurs nécessaires à la fabrication des commutateurs alors que la Figure I.31 donne la répartition des technologies en fonction de la puissance et la fréquence de découpage ainsi que les applications typiques pour chaque technologie.

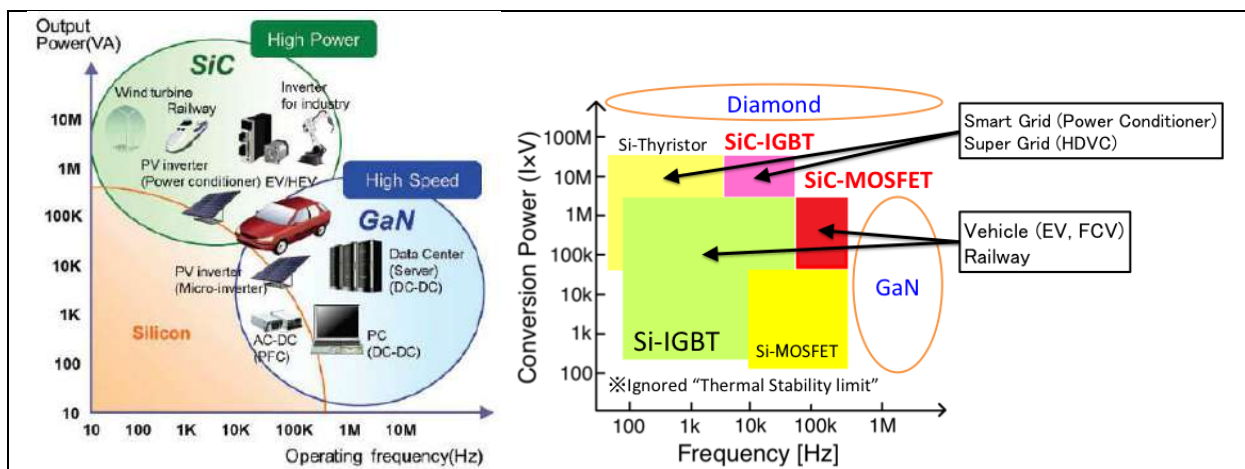


Figure I.31. Répartition par secteur des technologies de commutateurs électroniques de puissance en fonction de la fréquence de découpage et la puissance

L'évolution des topologies de convertisseur de puissance suit normalement celle des commutateurs de puissance, visant à atteindre une densité de puissance élevée, un rendement élevé et des convertisseurs de puissance robustes. Les convertisseurs **cc-cc (hacheurs)** et **cc-ca (onduleurs)** sont utilisés pour les moteurs à courant continu et alternatif, respectivement. La Figure I.32 donne les topologies classiques de convertisseur de puissance, qui conviennent aux véhicules électriques et hybrides, comprennent les types isolés et non isolés et une famille de convertisseurs bidirectionnels. Les principales exigences concernant les convertisseurs de puissance pour les véhicules électriques sont : rendement élevé (supérieur à **90%**), fiabilité élevée, compatibilité électromagnétique et la miniaturisation [Bellur 2007].

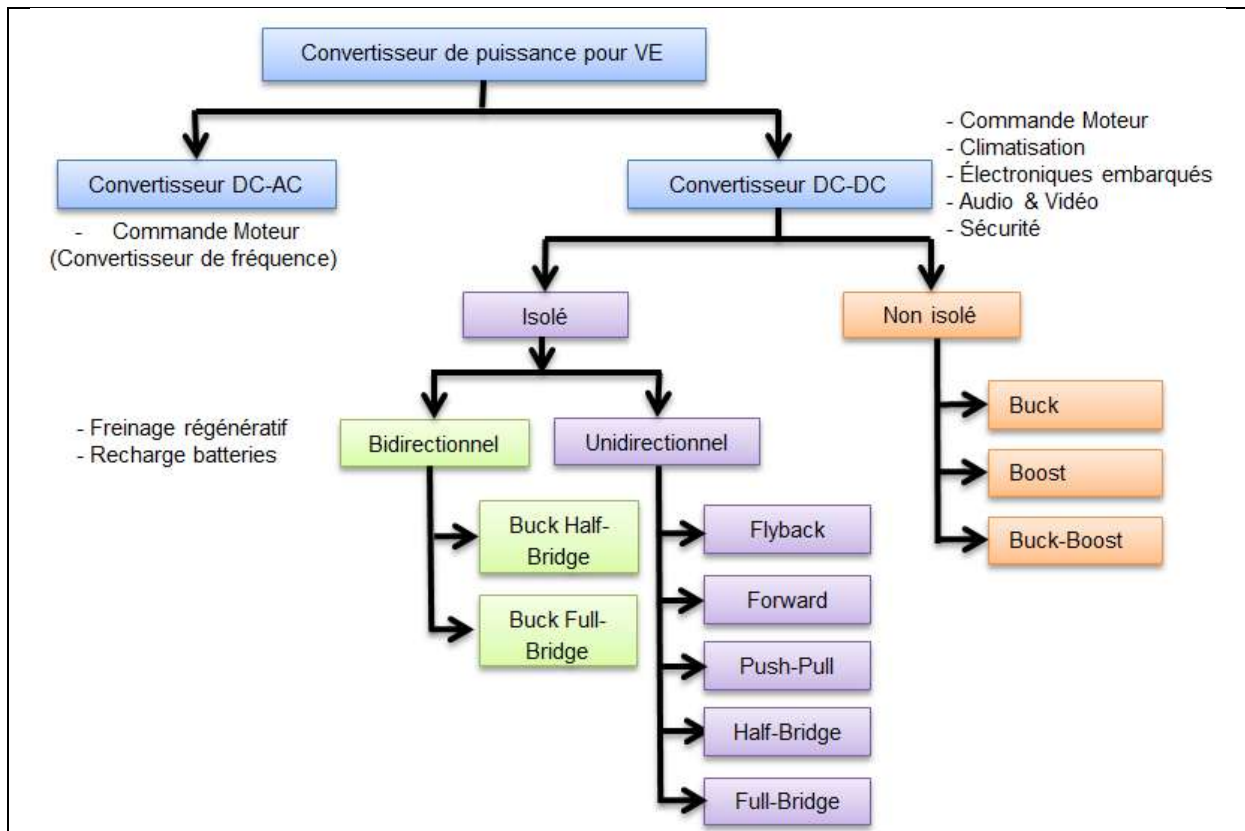


Figure I.32. Principales topologies de convertisseurs de puissance pour le véhicule électrique

Parmi ces topologies l'une des plus intéressantes pour le véhicule électrique pour la recharge des batteries, le freinage régénératif et la traction est celle à base d'un convertisseur **cc-cc** bidirectionnelle dit « **Buck half-bridge** » connecter à un onduleur à **6** bras, la Figure I.33 montre le montage triphasé de base pour une chaîne de traction électrique avec le mode charge **(A)** et le mode traction **(B)**.

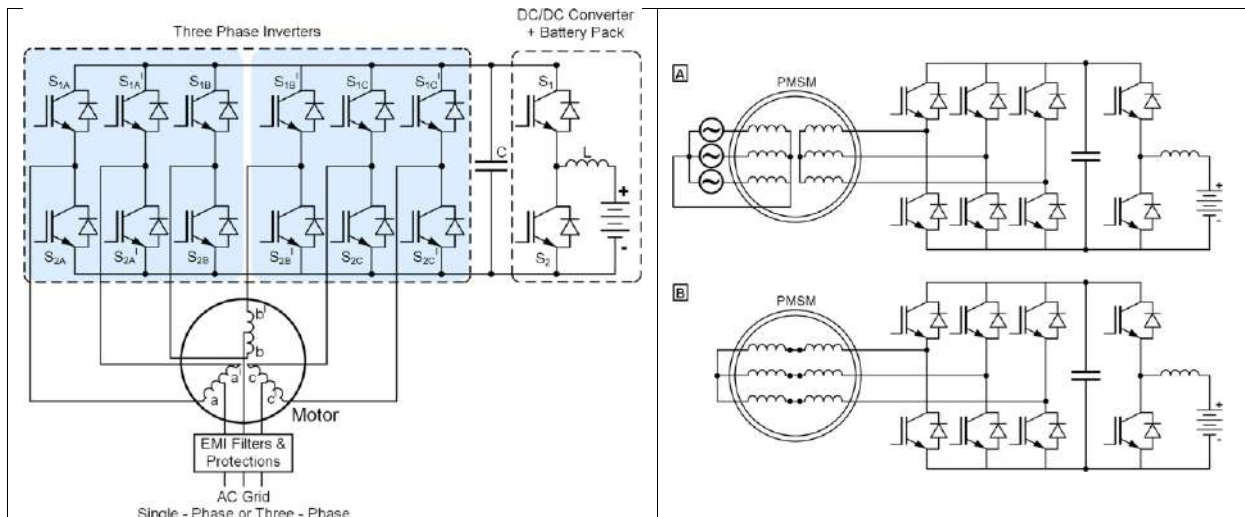


Figure I.33. Configuration de base du convertisseur embarqué pour la recharge et la traction électrique

En plus des onduleurs conventionnels à largeur d'impulsion modulée (**PWM**), l'une des dernières topologies d'onduleur pour les applications alimentées par batterie est ce que l'on appelle des onduleurs **cc** à résonance continue. Ces onduleurs à liaison continue à résonance ont un circuit résonnant parallèle ou série, fournissant ainsi une condition de commutation sans tension (**ZVS**) ou de commutation à zéro (**ZCS**). Surpassant les coûts supplémentaires dus au réservoir résonnant et à la complexité accrue du contrôle, ils présentent les avantages suivants: perte de commutation nulle, faible coefficient de dissipation thermique, fonctionnement sans amortissement, densité de puissance élevée, problème **CEM** moins grave, bruit acoustique réduit et fiabilité améliorée. En raison de ces avantages, les onduleurs résonants à liaison **cc** ont des applications prometteuses pour la propulsion électrique.

Les commutateurs à semi-conducteurs à haute tension, à haute puissance, à haute température, à commutation rapide et à très faible résistance sont d'une importance primordiale dans les convertisseurs pour VE. Aujourd'hui les travaux de recherches se focalisent sur les semi-conducteurs à large bande de gap (**Wide Band-Gap WBG**) permettent aux dispositifs de fonctionner à des températures, des tensions et des fréquences beaucoup plus élevées - rendant les modules électroniques de puissance utilisant ces matériaux significativement plus puissants et économes en énergie que ceux fabriqués à partir de matériaux semi-conducteurs classiques. Les matériaux **WBG** ont le potentiel de permettre aux dispositifs électroniques des performances largement supérieures à la technologie actuelle. Les avantages spécifiques liés à l'énergie sont énumérés ci-dessous :

- **Réduction des Pertes:** élimine jusqu'à **90%** des pertes d'énergie qui surviennent actuellement lors de la conversion de l'électricité en courant continu et de la conversion de courant continu en courant alternatif
- **Fonctionnement à plus haute tension:** Gère les tensions **10** fois plus élevées que les dispositifs à base de Si, ce qui améliore grandement les performances dans les applications à haute puissance.

- **Fonctionnement à température élevée:** Fonctionne à des températures supérieures à **300 °C** (deux fois la température maximale des appareils à base de **Si**). Cette tolérance pour une température de fonctionnement plus élevée améliore la fiabilité globale du système, permet des systèmes plus petits et plus légers avec une consommation d'énergie de cycle de vie réduite et crée des opportunités pour de nouvelles applications.
- **Fréquences supérieures:** Fonctionne à des fréquences au moins **10** fois supérieures à celles des dispositifs à base de **Si**, rendant possible des conceptions de produits plus compactes et moins coûteuses.

Cette évolution technologique a permis aux unités de conversion de puissance d'embarquer dans les véhicules électriques de plus en plus de puissance avec moins de masse et de volume la Figure I.34 ainsi que le Tableau I.5 montre cette évolution de l'industrie de l'automobile électrique selon [US DOE 2017].

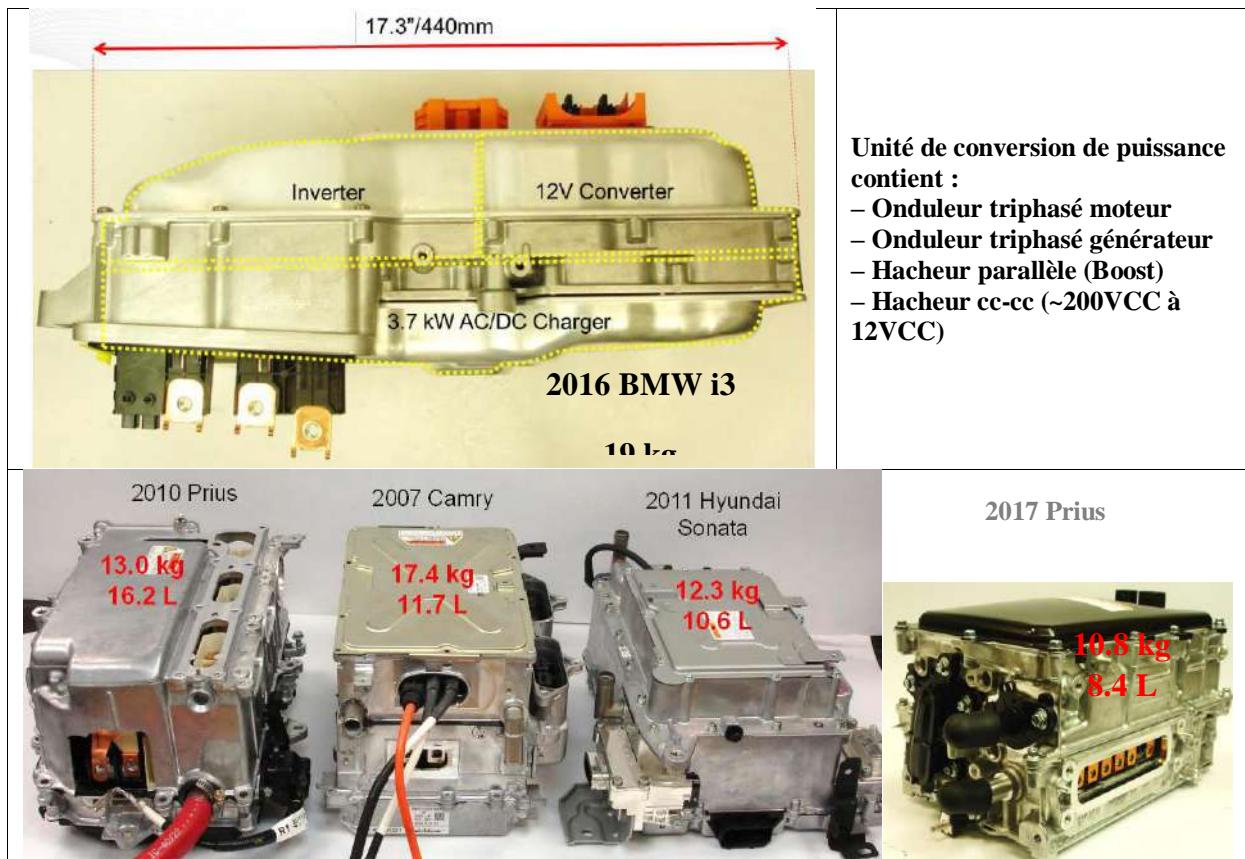


Figure I.34. Évolution technologique des unités de conversion de puissance embarquées dans le VE

Tableau I.5 Comparaison et évolution des convertisseurs de puissance embarqués dans le VE

	2017 Prius (55 kW)	2016 BMW i3 (125 kW)	2014 Honda Accord (124 kW)	2012 Leaf (80 kW)	2010 Prius (60 kW)	2008 Lexus (110 kW)	2004 Prius (50 kW)
Densité de puissance max (kW/L)	11.5	18.5	12.1	5.7	5.9	10.6	4.5
Puissance spécifique max (kW/kg)	8.6	14.1	9.1	4.9	6.9	7.7	3.8

I.2. Les configurations du véhicule électrique et hybrides

Le véhicule électrique est défini globalement par la commission internationale d'électromécanique comme un véhicule où l'énergie de propulsion est délivrée par un ou plusieurs éléments de stockages, sources, ou convertisseurs et qu'au minimum l'une de ces dernières délivre une énergie électrique. Cependant, les véhicules électriques comparés aux véhicules thermiques ont une configuration flexible. Cette flexibilité est due à quelques facteurs propres à la traction électrique. Premièrement, dans la traction électrique le flux d'énergie est assuré par des fils conducteurs contrairement à une transmission mécanique rigide. Cela rend faisable une conception de sous-systèmes distribués. Deuxièmement, l'arrangement de ces sous-systèmes de plusieurs façons induit à une différence significative de la configuration du système global. Troisièmement, les sources d'énergies ont différentes caractéristiques ainsi que différents mode de recharge et fonctionnement. L'ensemble de ces facteurs font que, plusieurs types ou configurations du véhicule électrique existent. Ils sont généralement classé par la communauté scientifique en deux familles le véhicules électriques rechargeable (à batterie) et les véhicules électriques hybrides. Chacune de ces familles contiennent plusieurs catégories, la Figure I.35 donne la classification traditionnellement utilisé dans la littérature.

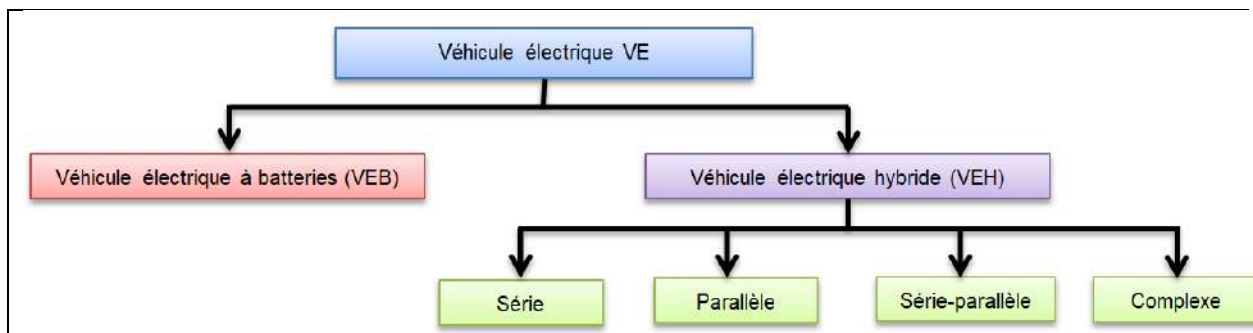


Figure I.35. Classification globale des véhicules électriques

Les différentes configurations du véhicule électrique font varier les caractéristiques de chaque élément de la chaîne de traction. Pour la conception et l'optimisation des performances il est donc nécessaire de connaître ces configurations afin de pouvoir les comparer. De ce fait, une représentation en schéma-bloc est mise en place pour les véhicules électriques à batteries dans la Figure I.37 et dans la Figure I.38 pour les véhicules électriques hybrides à partir des éléments de base listés dans la Figure I.36.

Le mode de fonctionnement de base d'un véhicule électrique à batteries dans une configuration conventionnelle constitué généralement d'un moteur électrique, un pack de batteries de stockage, un convertisseur (onduleur), un chargeur embarqué se fait par l'alimentation de la machine électrique via un le convertisseur statique bidirectionnel alimenté lui-même par les batteries. Le convertisseur traduit les différentes commandes (accélération, freinage, ...) par une alimentation adapté du moteur électrique qui fonctionne soit on mode moteur dans les phases d'accélération soit en mode générateur dans les phases de décélération permettant ainsi la récupération de l'énergie cinétique et la recharge des batteries lors du freinage.

Les véhicules électriques hybrides utilisent une transmission en série et reçoivent de l'énergie mécanique du moteur électrique, qui est alimenté soit par une batterie soit par une génératrice à essence. Dans les hybrides à transmission parallèle, le moteur électrique et le moteur à combustion interne peuvent fournir une puissance mécanique simultanément. Les transmissions séries / parallèles permettent au moteur thermique et au moteur électrique de fournir de l'énergie indépendamment ou en conjonction les uns avec les autres.

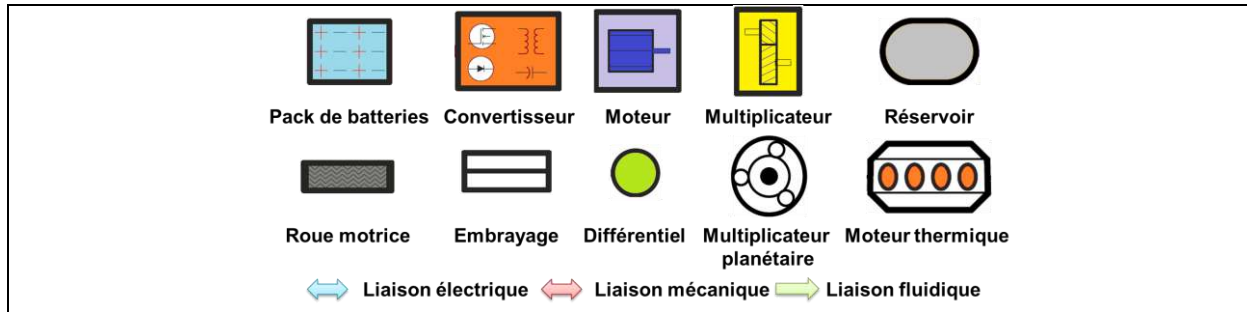


Figure I.36. Principaux composants d'une chaîne de traction électrique

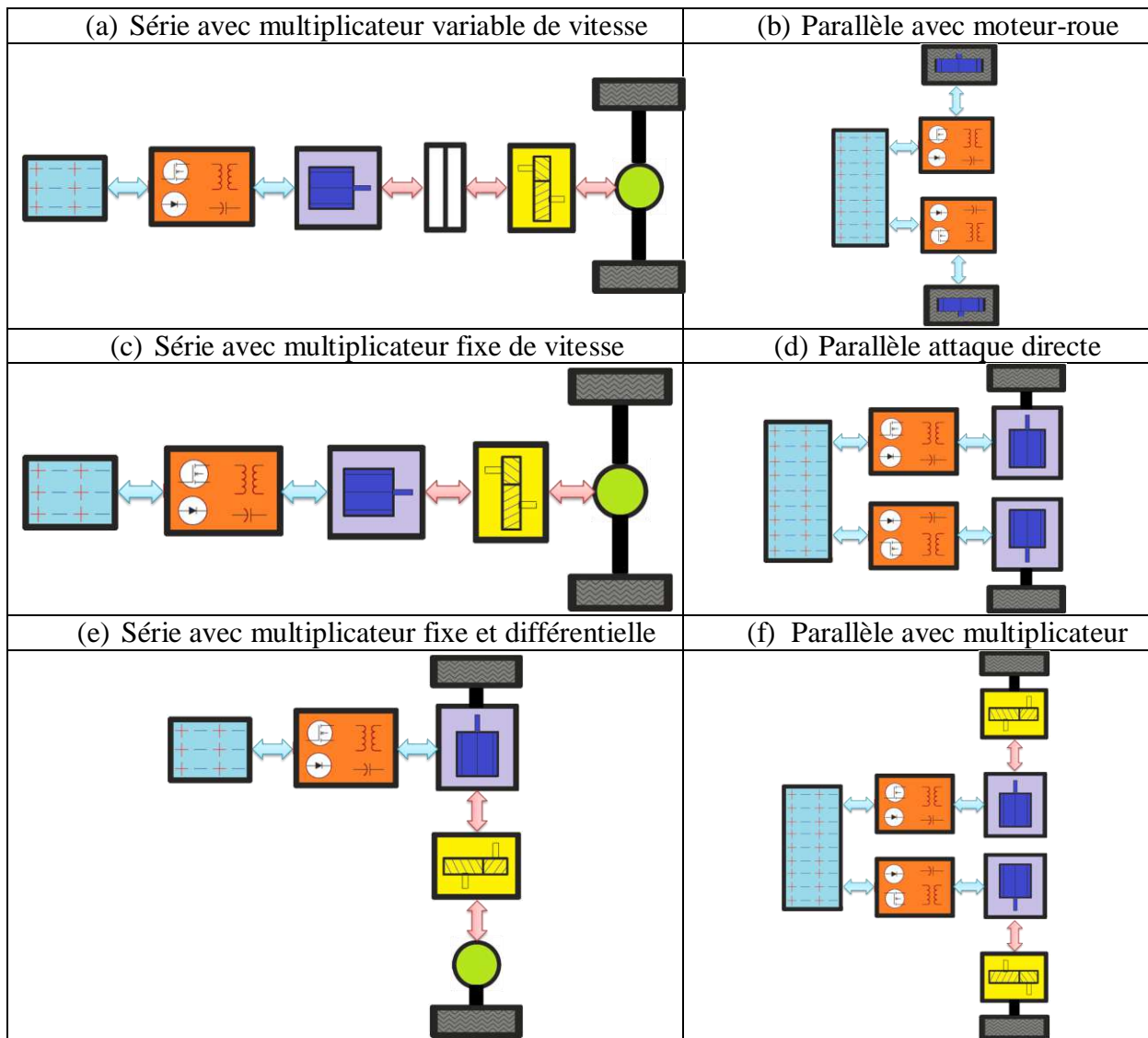


Figure I.37. Principales topologies du véhicule électrique à batteries

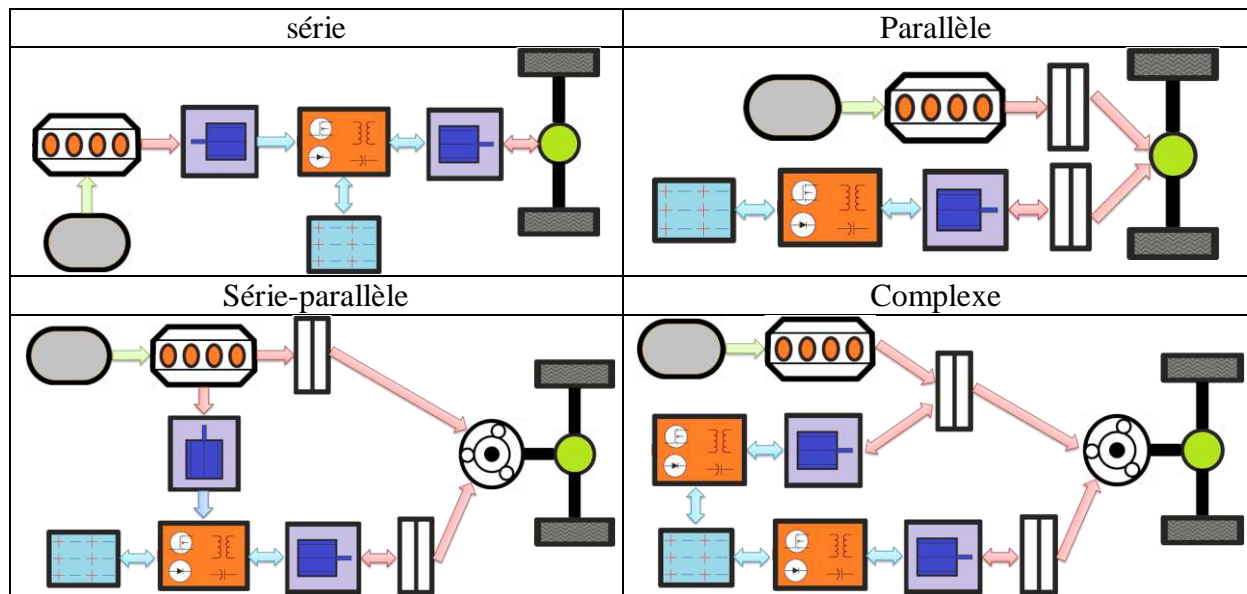


Figure I.38. Principales topologies du véhicule électrique hybride

La conception de la transmission détermine donc le fonctionnement du moteur électrique en conjonction avec le moteur thermique. Le groupe motopropulseur affecte ainsi l'efficacité mécanique du véhicule, la consommation et le prix d'achat. Beaucoup de travaux sont menés dans le but de comparer l'ensemble des topologies possibles selon des critères d'efficacité énergétique, de tolérance aux défauts, de fiabilité et surtout de coût. Pleins de questions restent sans réponses sachant que les cahiers des charges diffèrent considérablement. Parmi les questions qui reviennent souvent, un véhicule électrique avec ou sans boîte de vitesse ? Quel degré d'hybridation ? Aujourd'hui, les constructeurs automobiles se contentent d'études technico-économiques pour trouver un compromis adapté à leurs besoins actuels.

I.3. Tendances technologiques des machines électriques

I.4.1. Historique

Les moteurs électriques ou proprement dit machines électromagnétiques sont disponibles depuis plus d'un siècle, leurs histoire a débuté véritablement à la fin de **1819** après la découverte du lien entre l'électricité et le magnétisme en **1821** par le physicien et chimiste danois **Hans Christian Ørsted**, les physiciens britanniques **Michael Faraday** et **Peter Barlow** font dès l'année suivante la démonstration de dispositifs transformant un courant électrique en un mouvement, mais la « roue de Barlow » était inapte pour toute application industrielle. En **1871**, le physicien belge **Zénobe Gramme** présente à l'Académie des sciences de Paris la première génératrice industrielle à courant continu. En **1887**, le physicien serbe **Nikola Tesla** dépose le premier brevet du moteur électrique actuel, à courant alternatif. Le Tableau I.6 donne une liste non exhaustive des principales inventions marquant l'histoire du développement des machines électriques tel que nous les connaissons aujourd'hui. La Figure I.39 illustre l'évolution des premiers concepts de ces machines [Wiki 01].

Tableau I.6 Inventions marquant le développement des machines électriques [Multon 1995]

Année	Évènements
1819	- Le danois Hans-Christian OERSTED montre l'action à distance de la circulation d'un courant électrique sur une aiguille aimanté
1820	- Le français Dominique François ARAGO annonce qu'il a réussi à aimanter un morceau de fer avec un solénoïde ; - Le britannique Humphrey DAVY fait la même découverte est présente le principe de l'électroaimant
1821	- L'Anglais Michael FARADAY réalise le premier moteur électromagnétique
1831	- FARADAY énonce les principes de l'induction électromagnétique - Le Russe Friedrich Emil LENZ et l'Américain Joseph HENRY ont par la suite contribué à la compréhension de ce phénomène.
1832	- Le français André-Marie AMPÈRE fait réaliser, par le constructeur français Hippolyte PIXII, la première génératrice à courant continu à redresseur mécanique.
1836	- Le britannique Hyde CLARKE conçoit la première machine à courant continu avec commutateur-redresseur entraîné directement par l'arbre.
1869	- L'écossais James-Clerk MAXWELL , élève et continuateur de FARADAY , publie sa théorie unifiée des phénomènes électromagnétiques.
1883	- Le Yougoslave Nikola TESLA employé par Continental Edison (à Paris), il construit le premier prototype grossier de machine asynchrone.
1883	- L'italien Galileo FERRARIS a établi la théorie du champ tournant.
1888	- Galileo FERRARIS a publié la théorie du moteur asynchrone.
1888	- Le serbe Nikola TESLA a déposé plusieurs brevets de systèmes polyphasés (générateur, transformateur, moteur synchrone et asynchrone) et particulièrement le moteur asynchrone à induit en anneau.
1889	- L'Allemand Michael DOLIVO-DOBROWOLSKI a réalisé le premier moteur asynchrone triphasé.
1893	- Michael DOLIVO-DOBROWOLSKI en même temps que le français Paul Boucherot ont réalisé le moteur asynchrone à double cage.

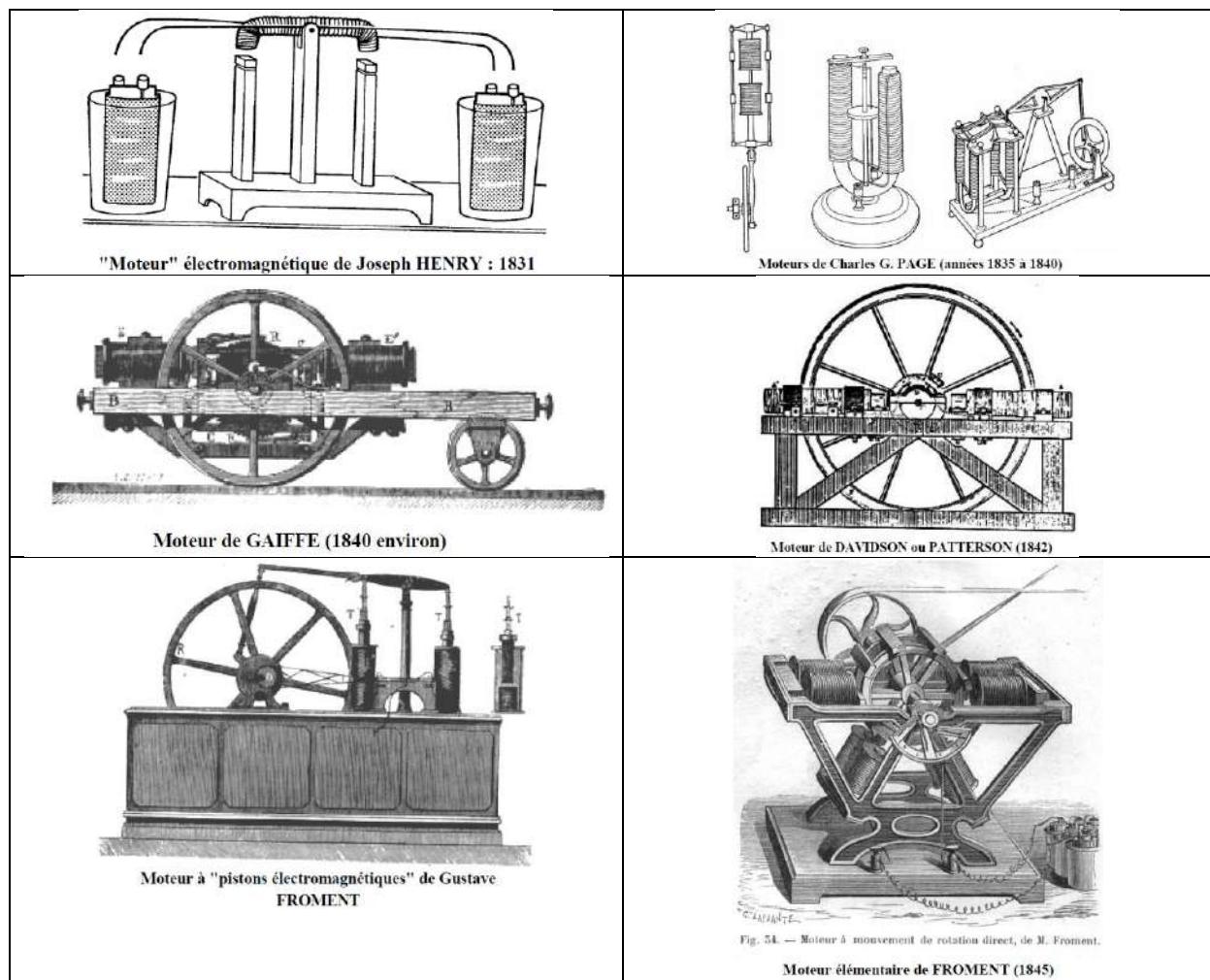


Figure I.39. Liste non exhaustive des premiers concepts de moteurs électriques [Multon 1995]

Suite à ces principales inventions qui ont amené les machines électriques à maturité, ces derniers sont devenus les machines les plus utilisées dans une large gamme de puissance allant de quelques mW (micromachines) à des MW (1.7 GW turbo-alternateurs) (Figure I.40). Les principaux domaines d'application pour les moteurs électriques comprennent: les entraînements électromécaniques industriels, appareillages domestiques, automobiles avec moteurs à combustion, matériel informatique, véhicules de transport et électriques, machines-outils, outils à main, jouets et machines d'amusement, équipement de vision et de son, aérospatiale, défense, équipement médical, systèmes de pompage, propulsion marine et sous-marine.

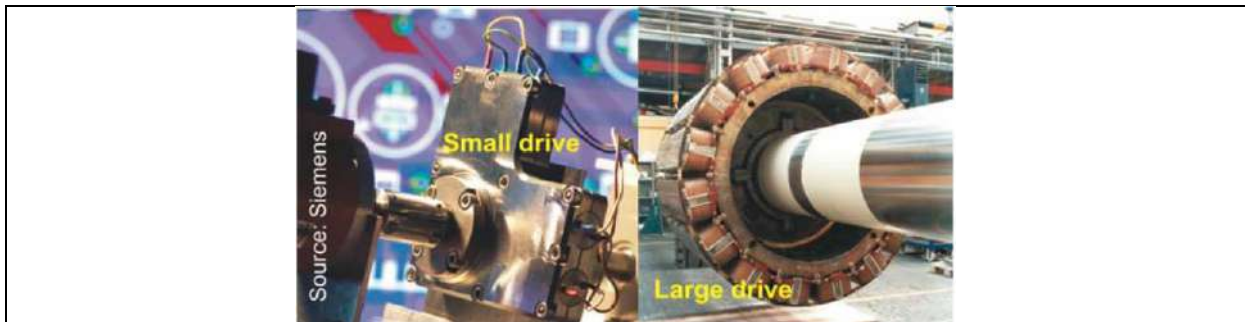


Figure I.40. Les technologies d'entraînement peuvent évoluer d'une très petite puissance (inférieure à 1 W) à une puissance élevée (plus de 10 MW) [Doncker 2006]

L'évolution des moteurs, contrairement à celle de l'électronique et de l'informatique, a été longue et lente. Néanmoins, le développement des moteurs est continuellement alimenté par celui des aimants permanents à haute énergie, des topologies sophistiquées et des techniques de conception assistée par ordinateur (CAO). La Figure I.41 montre l'évolution d'une machine asynchrone de 3.7 kW du constructeur japonais Hitachi de 1910 à l'an 2013.

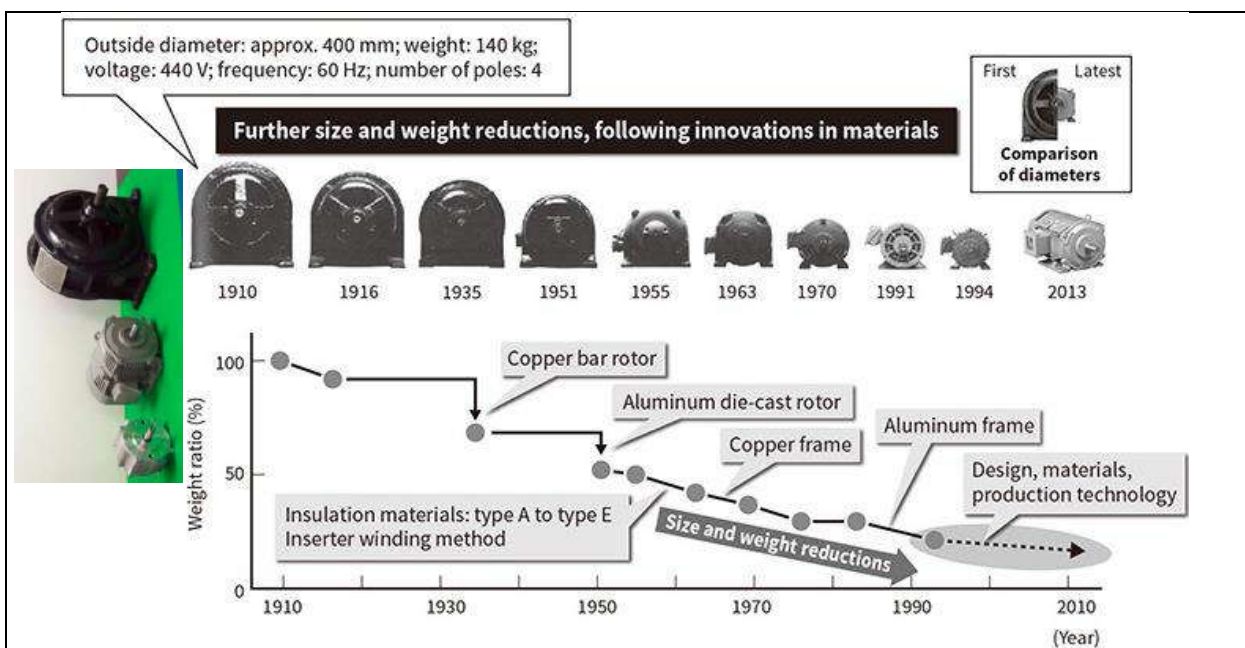


Figure I.41. Évolution du moteur asynchrone Hitachi de 5 CV (3,7 kW, quatre pôles) [Mikami 2011]

Les développements technologiques récents ont poussé les moteurs à courant alternatif vers une nouvelle ère, en offrant des avantages certains par rapport aux moteurs à courant continu: efficacité supérieure, densité de puissance plus élevée, coûts réduits, fiabilité et presque sans entretien. Comme la haute fiabilité et le fonctionnement sans entretien sont des considérations primordiales dans la propulsion des véhicules électriques, les moteurs à induction deviennent attractifs [Chan 1991]. Les machines à collecteur à courant continu ont été donc progressivement remplacées par des moteurs à induction à cage économe en énergie et des moteurs à aimant permanent sans balais.

Le nombre de types de machines électriques disponibles sur le marché est proportionnel au progrès technologique. Au cours des trois dernières décennies, de nombreux nouveaux moteurs ont été développés: moteurs à réluctance variable, moteurs piézoélectriques, moteurs à flux transversal, moteurs à pôles, moteurs hybrides, moteurs à aimants permanents avec bobinage dentaire, moteurs intelligents, moteurs linéaires à aimants permanents. Les générateurs synchrones et les moteurs à inducteur en supraconducteur (SC) sont déjà entrés dans l'étape du prototype et pourraient très probablement devenir des produits commerciaux dans un proche avenir.

Il y a de nombreuses raisons pour lesquelles les machines électriques continuent naturellement à croître et à évoluer, les principales étant:

- **Ingénierie des matériaux (Matériaux innovants):** Aimants permanents à haute densité d'énergie (NdFeB), supraconducteurs à haute température, tôles amorphes, matériaux magnétiques frittés, matériaux ferromagnétiques à haute température, céramiques piézoélectriques, matériaux magnétostrictifs à grande déformations, matériaux à mémoire magnétique (haute rémanence), matériaux isolants très minces, matériaux isolants à haute température, liquides magnétiques, etc .;
- **Impact de l'électronique de puissance:** entraînements à vitesse variable, moteurs à réluctance variable;
- **Impact des nouvelles stratégies de contrôle:** entraînements électromécaniques auto-adaptatifs, entraînements «intelligents», contrôle flou, contrôle sans capteur;
- **Impact des nouvelles sources d'énergie,** par ex. panneaux solaires, piles à combustible;
- **Nouveaux domaines d'application,** par ex. robotique, voitures électriques, aérospatiale, éolien et hydrolienne, environnement sévère, technologie nucléaire, mécatronique, systèmes micro-électromécaniques (MEMS), ordinateurs, électronique grand public, grands entraînements, métro linéaire, trains à lévitation magnétique, applications navales, lanceurs électromagnétiques, correction des trajectoires des satellites;
- **Besoin d'économie d'énergie** (moteurs à haut rendement énergétique);
- **Demande sur les moteurs à grande vitesse,** par ex. moteurs pour compresseurs;
- **Demande d'entraînements à moteur sans réducteur à couple élevé,** par ex. véhicules électriques, traction électrique légère, ascenseurs sans salle des machines;
- **Exigences de fiabilité:** suppression des contacts glissants, des moteurs à tolérance de défauts, augmentation du temps de bon fonctionnement;

- **Nouvelles topologies:** moteurs à pôle, moteurs à flux transverse, moteurs hybrides, moteurs piézoélectriques, moteurs résonants, moteurs supraconducteurs, moteurs oscillants, moteurs linéaires tubulaire.
- **Entraînements électromécaniques intégrés** (moteur, codeur, engrenages, convertisseur statique, protection, contrôleur, interface d'ordinateur en une seule trame);
- **Application de paliers magnétiques et de moteurs sans paliers;**
- **Augmentation du ratio performance / coût;**
- **Réduction du bruit, des vibrations, des ondulations de couple, des interférences électromagnétiques;**
- **Impact de l'électromagnétisme numérique:** méthode des éléments finis ou de volumes finis, méthode des éléments de frontière, méthode des éléments de bord;
- **Applications de méthodes d'optimisation,** par ex. réseaux de neurones artificiels, algorithme génétique, etc.

I.4.2. Progrès dans l'ingénierie de matériaux pour les machines électriques

La qualité des matériaux utilisés pour la construction de machines électriques, tel que, les matériaux ferromagnétiques, les aimants et les enroulements affectent directement les performances. Cependant, il est impératif de bien choisir les matériaux adéquats à l'application en fonction de leurs propriétés physiques (magnétique, mécanique et thermique) à savoir une forte induction à la saturation, moins de pertes, une bonne résistance mécanique aux efforts électromagnétiques, et une non-dégradation des propriétés en fonction de la température. On utilise principalement pour construire les machines électriques des matériaux magnétiques qui sont conventionnellement classé en deux catégories : des matériaux magnétiques doux (ne présentent pas de propriétés magnétique qu'en présence d'une excitation externe) et des matériaux magnétiques durs (aimants permanents). Ces deux catégories de matériaux magnétiques peuvent à leurs tours être classés en fonction de leur structure et de leurs compositions tel que montré par la Figure I.42 pour les matériaux magnétiques doux.

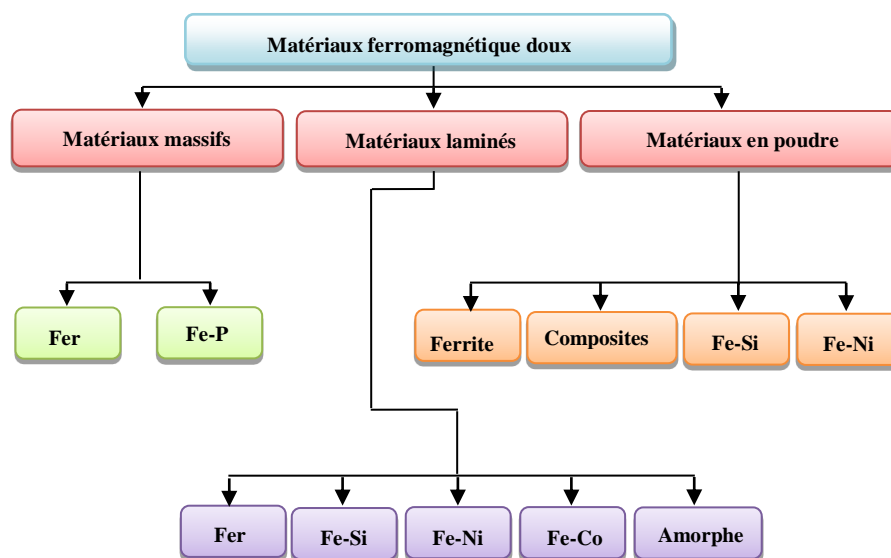


Figure I.42 : Classification des principaux types de matériaux magnétiques doux [Cyr 2007]

Du point de vue physique, il n'existe que trois matériaux magnétiques doux qui présentent la propriété de la conduction magnétique aux températures générales de fonctionnement des machines. Ces trois matériaux sont le **fer (Fe)**, le **nickel (Ni)** et le **cobalt (Co)**.

Le cobalt pur peut atteindre des polarisations de saturation J_s de **1.79 T**, à une température de Curie de **1125 °C** et possède d'excellentes propriétés magnétiques [Hilzinger 2013]. Cependant, il est très doux à l'état pur et aussi le matériau le plus cher parmi les trois. **Le nickel** se situe entre le cobalt et le fer. Il a à l'état pur la plus faible polarisation de saturation de **0.6 T** et la plus basse température de Curie de **360 °C** parmi ces trois matériaux [Hilzinger 2013]. D'autre part, le nickel a la plus grande perméabilité relative μ_r avec des valeurs allant jusqu'à **50×10³** et plus. Ceci conduit à un champ coercitif très faible et donc à des pertes d'hystérésis les plus faibles pour les matériaux ferromagnétiques. **Le fer** pur est de loin le matériau le moins cher des trois. Il peut atteindre des densités de flux de **2.15 T** et une température de Curie de **770 °C** [Hilzinger 2013]. Mais à l'état pur, il a aussi la conductivité électrique la plus élevée, entraînant les plus grandes pertes, en particulier avec une fréquence croissante.

Pour canaliser les flux magnétiques dans les machines électriques, les matériaux ferromagnétiques tels que le **fer (Fe)**, le **nickel (Ni)** et le **cobalt (Co)** sont les composants de base. Cependant, ils présentent plusieurs inconvénients s'ils sont utilisés à l'état pur. Leurs propriétés physiques (résistance mécanique, conductivité électrique, saturation magnétique, perméabilité, etc.) peuvent être améliorées par l'alliage avec d'autres métaux. Les alliages de matériaux magnétiques typiques pour les noyaux de machines électriques sont présentés dans le Tableau I.7. Les matériaux sont classés progressivement en fonction de leur prix.

Tableau I.7 Propriétés physiques des matériaux magnétiques doux usuelles

Type des matériaux	Composition	B_s à 800 A/m (T)	B_s à 2500 A/m (T)	Résistivité ($\mu\Omega\text{cm}$)	Densité (g/cm ³)	Épaisseur (mm)
Fer-Cobalt (CoFe)	49% Co, 49% Fe, 2% V	2.1	2.23	40	8.12	0.2-0.35
Fer-Nickel (NiFe)	40% Ni, 60% Fe	1.44	1.48	60	8.2	0.1-0.35
Fer-Silicium (SiFe) grande teneur en Si	6.5% Si, Fe bal	1.29	1.4	82	7.49	0.1-0.2
Fer-Silicium (SiFe) Non orienté et fin	3% Si, 0.4% Al, Fe bal	1.15	1.63	52	7.65	0.1-0.27
Fer-Silicium (SiFe) Non orienté	1-3% Si, Fe bal		1.64	20-60	7.6-7.8	0.35-1
Matériau composite doux (SMC)	<1% lubrification, Fe bal	0.71	1.22	20000	7.57	Solide

• **Matériaux ferromagnétiques au silicium laminé :**

Le matériau le plus largement utilisé dans les machines électriques de nos jours est le fer allié avec une petite quantité de silicium (généralement appelé feuilletage de **fer-silicium ou SiFe**). Pour ces tôles feuilletées de **SiFe** non orientées, la teneur en **fer** varie entre **93%** pour le **SiFe** hautement allié et jusqu'à **99%** pour les aciers **SiFe** à faible teneur en silicium. La teneur restante en est alors en silicium (**Si**) avec des teneurs allant jusqu'à **6,5%**, de **l'aluminium (Al)** jusqu'à **1%** et du **manganèse (Mn)** jusqu'à **0,5%**. Le silicium rend le fer mécaniquement plus dur et augmente la résistivité électrique. L'inconvénient est la légère

diminution de l'aimantation de saturation et la baisse de perméabilité [Petrovic 2010]. L'aluminium a un effet croissant similaire sur la résistivité électrique mais abaisse également la perméabilité du matériau. Une teneur plus élevée en manganèse conduit à des grains plus gros et donc à une perméabilité plus élevée, mais augmente également les pertes [Cardoso 2008].

Les **SiFe** à haute teneur en silicium (jusqu'à **6,5%**) sont principalement utilisés pour les machines à grande vitesse en raison de leur grande résistivité électrique et donc des faibles pertes par courants de Foucault. Cependant, la teneur en **Si** rend l'alliage plus fragile, ce qui entraîne des processus de fabrication plus compliqués et plus coûteux. Les alliages **SiFe** minces sont moins chers et capables de densités de flux plus élevées. Ils ont environ **3%** de la teneur en **silicium** et, par conséquent, une résistivité électrique inférieure. Cependant, la faible épaisseur de stratification maintient les pertes par courants de Foucault à un faible niveau. La haute teneur en silicium et les minces lamelles de **SiFe** sont principalement utilisés dans les petites machines à grande vitesse. La grande majorité des machines industrielles sont fabriquées avec des tôles **SiFe** standard non orientées, ayant des teneurs en silicium de **0,5%** à **3%**. Des épaisseurs de tôles de **0,35 mm** ou plus permettent de réduire les coûts de fabrication et donnent, dans la plupart des cas, des performances suffisantes en termes d'efficacité et de coûts pour les machines industrielles.

- **Matériaux ferromagnétiques à saturation élevée :**

Le **fer-cobalt (CoFe)** est l'alliage le plus cher. **Co** allié avec du **fer**, il atteint la plus haute magnétisation de saturation maximale de tous les matériaux à température ambiante (**2,43 T pour un alliage 35% Co et 65% Fe** [Hilzinger 2013]). Un alliage **CoFe** typique pour les machines électriques contient **48-50%** de **Co** est présenté dans le Tableau I.7. Avec une induction à saturation élevée, faisant ainsi que la taille et le poids des noyaux de machines électriques peuvent être considérablement réduits. Cela permet la conception de machines avec des densités de puissance très élevées. Les matériaux en **CoFe** sont principalement utilisés dans les machines électriques pour les applications aéronautiques et spatiales, où une réduction de poids compense leur prix plus élevé par kg. La composition typique comprend environ **48%** de **cobalt**, **48%** de **fer** et **2%** de **vanadium (V)**. En faisant varier le rapport entre la teneur en cobalt et en fer du matériau, des pertes de fer plus faibles ou une résistance mécanique plus élevée peuvent être atteintes [Hilzinger 2013]. La composition nominale, par ex. pour **HiSat50** est jusqu'à **50%** de cobalt, **2%** de vanadium et le reste est de fer. La masse volumique spécifique est de **7950 à 8150 kg/m³**, la dureté d'environ **315** selon l'échelle de **Vicker** et les pertes spécifiques du noyau sont d'environ **20 W kg à 2 T, 400 Hz et 0,1 mm** d'épaisseur.

Du point de vue des coûts, les alliages **fer-nickel (NiFe)** se situe généralement entre les feuilles stratifiées de **CoFe** et de **SiFe**. Les tôles **NiFe** sont un bon choix si les pertes de fer sont un facteur clé, par ex. pour les petites machines à grande vitesse. Une composition générale d'alliage utilisée dans les machines électriques comprend environ **40% de nickel** et **60% de fer**. Le plus grand avantage est leur très faible coercivité magnétique, qui conduit à la

plus grande perméabilité de tous les matériaux présentés. Cependant, un inconvénient est la faible induction à saturation, comme indiqué dans le Tableau I.7.

- **Matériaux ferromagnétiques à haute température :**

Certaines applications telles que les unités de puissance intégrées d'aéronef (IPU), c'est-à-dire les démarreurs / générateurs à réluctance variable montés sur l'arbre central d'une turbine à gaz requièrent des températures de fonctionnement d'au moins **600 °C** [Chan 1996]. Les alliages **Fe-Co-V** (jusqu'à 50% de cobalt) peuvent fournir une induction magnétique à saturation d'environ **1,6 T à 850 °C**. Les alliages de cobalt-fer **Hiperco50HS**, **Hiperco50** et **Hiperco27** de **Carpenter Technology Corporation, U.S.A.** et **AFK1 d'Imphy (SA), France**, sont actuellement utilisés pour des prototypes de machines à réluctance variable et d'actionneurs à courte course pour des fonctionnements à haute température [Volbers 2012].

- **Alliages ferromagnétiques amorphes :**

Les pertes de noyau peuvent être considérablement réduites en remplaçant les aciers électrotechniques standards par des **alliages magnétiques amorphes**. Le Tableau I.8 montre certaines propriétés magnétiques, électriques et mécaniques des **alliages amorphes METGLAS®**. L'application à la production de masse de moteurs électriques est limitée par la dureté, jusqu'à **1100** dans l'échelle de **Vicker**. Une des méthodes efficaces de coupe est le jet de liquide.

Tableau I.8 Exemple de propriétés physiques des rubans en alliage amorphe

	2605CO	2605SA1
Saturation magnétique (T)	1.8	recuit 1.59 fondu 1.57
Perte fer spécifique à 50 Hz et 1 T (W/kg)	> 0.28	≈ 0.125
Densité volumique (kg/m ³)	7560	recuit 7200 fondu 7190
Conductivité (S/m)	0.813e6	0.769e6
Raideur selon l'échelle Vicker	810	900
Facteur d'empilement	< 0.75	< 0.79
Température de fonctionnement maximale (°C)	125	150

- **Matériaux magnétiques composites doux (SMC)**

Une attention particulière doit être accordée aux matériaux composites magnétiques doux (**SMC**), qui consistent en une poudre de très petites particules de fer isolées. Les pièces de machine faites de ce matériau ne sont pas produites sous la forme de feuilles stratifiées empilées, mais directement pressées ensemble sur des noyaux de machines en une partie ou en plusieurs parties. L'avantage de la poudre est la possibilité de réaliser des géométries de machines spéciales avec une canalisation tridimensionnelle du flux magnétique. De plus, les **SMC** ont une très haute résistivité qui entraîne de faibles pertes par courants de Foucault, ce qui constitue un avantage important pour les machines à grande vitesse. L'inconvénient est leur perméabilité relativement faible et leur courbe d'aimantation B-H plate, conduisant à des

valeurs d'induction maximale relativement faibles [Kleen 2000]. De nouveaux matériaux magnétiques composites doux qui sont compétitifs par rapport aux tôles d'acier traditionnelles ont été récemment développés [Accucore 2001] [Adnanes 2003] [Alciatore 2007] [Alekseeva 1967] [Amirtharajah 1998] [AMM]. Les matériaux magnétiques composites sont recommandés pour les circuits magnétiques 3D, par ex. les moteurs à griffes, à flux transverse et à discoïde à flux axial. Les courbes spécifiques de pertes fer pour les matériaux en poudre **Accucore** [Accucore 2001] et **Somaloy™ 500** [AMM] sont montrées sur la Figure I.43. A **10 kA/m**, la densité de flux magnétique est de **1,72 T** pour **Accucore** et **1,54 T** pour **Somaloy™ 500**.

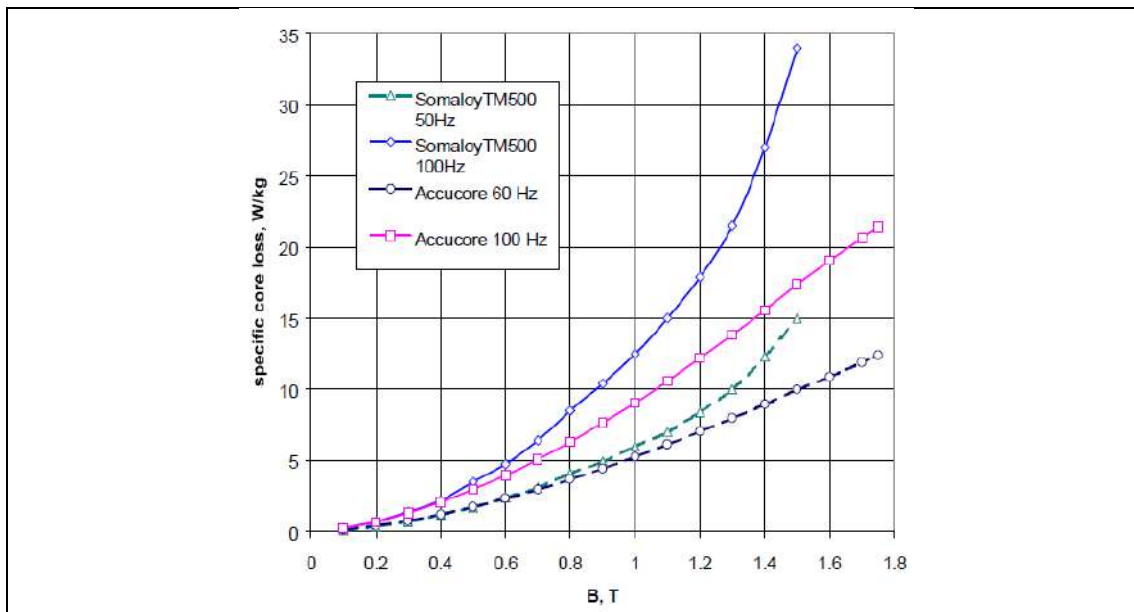


Figure I.43. Comparaison des pertes fer spécifique pour Accucore et Somaloy™ 500

• Pertes fer des matériaux magnétiques doux

En raison de l'effet de saturation des matériaux ferromagnétiques, les machines électriques sont généralement conçues pour fonctionner juste en dessous du point de saturation de la courbe de magnétisation B-H. Cependant, comme la courbe d'aimantation B-H est différente pour chaque matériau de stratification, la géométrie de la machine doit être adaptée pour utiliser efficacement le matériau magnétique.

Les fabricants de matériaux fournissent en général des données magnétiques et physiques typiques de leurs aciers laminés. Ces données peuvent être utilisées pour une première estimation approximative et pour comparer différents matériaux en termes de courbes d'aimantation B-H et de densité de perte de fer pour certaines machines. Tout de même, il est difficile d'évaluer les deux paramètres en même temps. Afin d'aider les concepteurs de machines électriques à choisir le meilleur matériau pour une certaine conception de machine, un facteur de perte est introduit. Ce facteur est défini comme la densité de perte de fer (**W/kg**) par rapport au carré de l'induction. L'idée derrière ce facteur est de représenté visuellement sa valeur dans la courbe d'aimantation B-H par des cercles de différentes tailles. Un cercle plus grand représente une densité de perte plus élevée. Cela permet une comparaison visuelle entre les matériaux et donne une classification objective

pour sélectionner le matériau le plus approprié pour une application donnée en termes de la saturation magnétique et des pertes fer.

La Figure I.44 donne une comparaison des courbes d'aimantation B-H initiales pour des matériaux typiques utilisés dans les machines électriques à haute performance, ainsi que le niveau de perte fer à **50 Hz** et **400 Hz**. Pour **50 Hz**, les deux matériaux les plus chers **CoFe** et **NiFe**, sont également les meilleurs en termes d'induction à saturation et de pertes de fer (plus petits cercles). Pour les fréquences plus élevées (**400 Hz**), le **SiFe** très fin et fortement allié (**6,5% de Si**) présente les pertes les plus faibles.

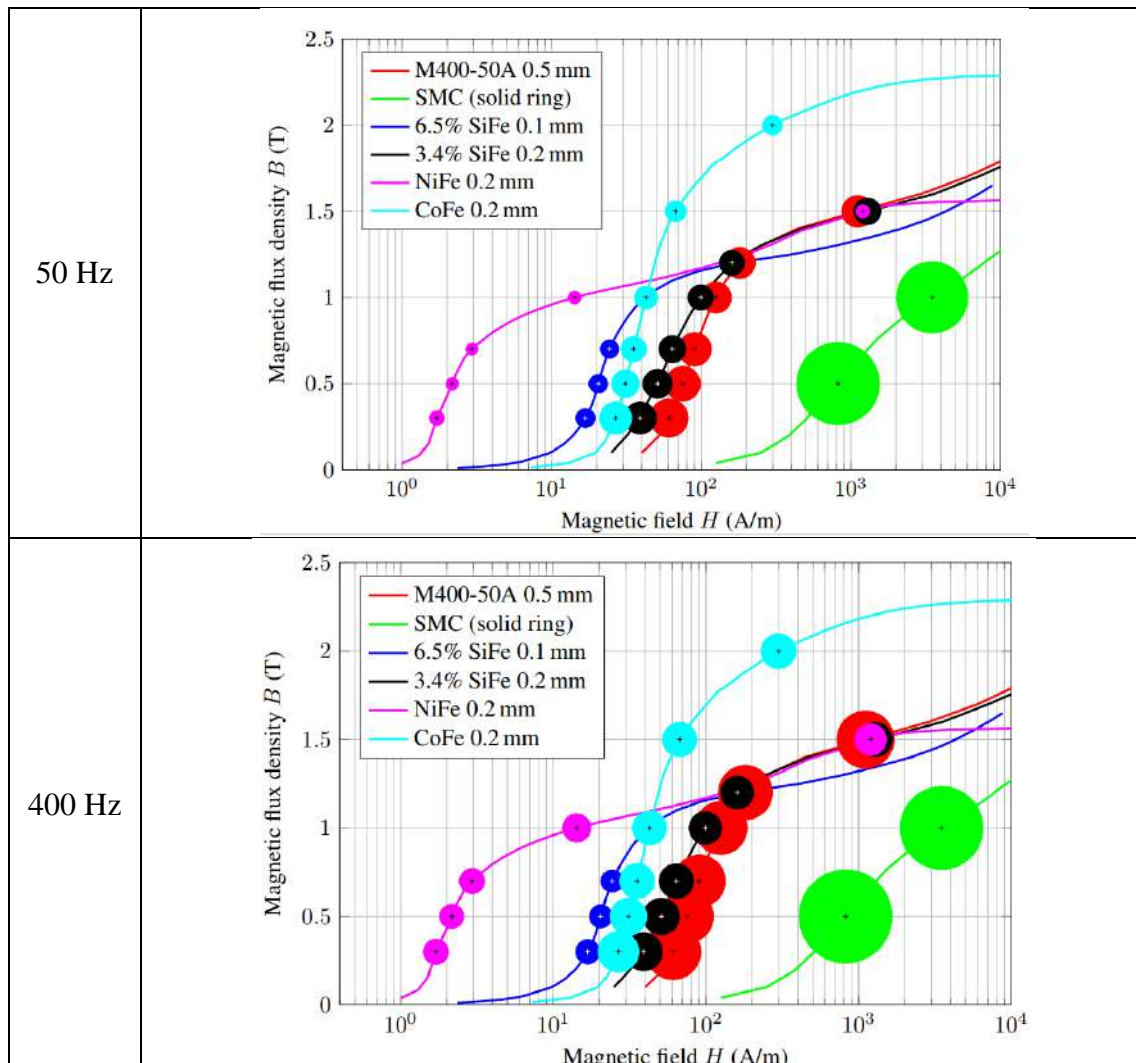


Figure I.44. Comparaison des pertes fer en fonction des niveaux d'induction et la fréquence
[Krings 2014]

- **Matériaux magnétiques durs (Aimants permanents)**

Grâce à l'invention d'aimants permanents à haute énergie **SmCo** dans les années **1960** et **NdFeB** dans les années **1980**, un progrès révolutionnaire a été réalisé dans la construction de machines à aimants permanents à haute efficacité et haute densité de puissance. Le meilleur **NdFeB** fritté a **Br=1,45 T** et **Hc=1100 kA/m**. La température de fonctionnement de

certain aimants **NdFeB** est supérieure à **250 °C**. Le coût des aimants permanents **NdFeB frittés** utilisés pour la production en masse de moteurs à aimants permanents est maintenant **inférieur à 80 euros par kg**. Le Tableau I.9 résume les propriétés physiques des principaux matériaux magnétiques durs utilisés pour la fabrication des machines électriques. La Figure I.45 montre l'évolution des performances magnétiques des matériaux magnétiques durs qui suit les avancées technologiques dans les procédés de fabrication de ces derniers.

Tableau I.9 Principales propriétés physiques des aimants proposés dans [Legranger 2009]

	$B_r@25^\circ\text{C}$ (T)	$H_c@25^\circ\text{C}$ (kA/m)	$\Delta H_c/T$ (%/°C)	$\Delta B_r/T$ (%/°C)	$(BH)_{\text{max}}$ (kJ/m ³)	T max (°C)	Densité (kg/m ³)	ρ ($\mu\Omega\cdot\text{m}$)	λ (W/m.K)	Prix (€/kg)
Ferrites	0.3 à 0.4	290	+0.4	-0.2	20 à 35	250	5 000	10^{10}	2 à 5	2 à 5
NdFeB fritté	1 à 1.5	900 à 2000	-0.4	-0.1	190 à 440	140 à 200	7600	1.5	9 à 10	50 à 100
NdFeB lié	0.5 à 0.7	600 à 1000	-0.4	-0.12	40 à 90	120 à 150	4000 à 6000	10 à 30	2 à 3	80 à 120
SmCo*	1 à 1.3	500 à 2000	-0.15 à -0.3	-0.03	280 à 380	350 à 550	8400	0.5 à 0.7	9 à 12	130 à 200
SmFe lié	0.6 à 0.8	750 à 1000	-0.51	-0.06	70 à 110	180	/	/	/	/

* caractéristiques des nuances 1-5 et 2-17

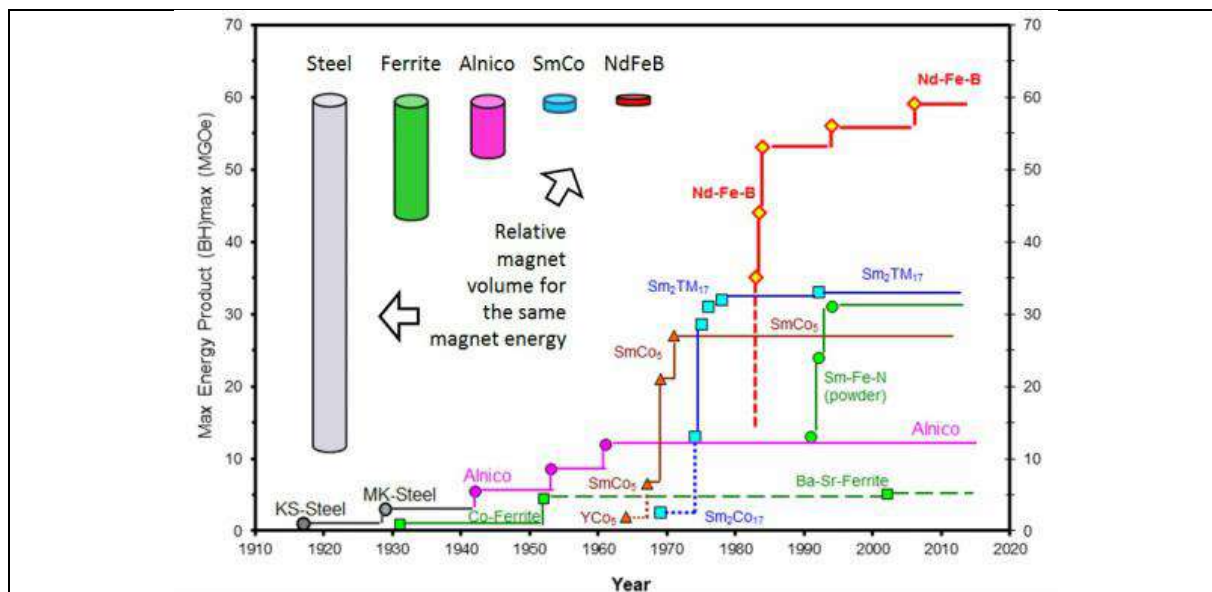


Figure I.45. Évolution historique des aimants permanents (1 MGOe = kJ/m³) [lien]

• Bobinage à haute température

Les enroulements fonctionnant à des températures supérieures à **600°C** nécessitent du cuivre revêtu de nickel ou de cuivre plaqué de chrome-fer avec une isolation céramique. Le revêtement céramique est principalement un composé de fibres de verre réfractaire. Il peut résister à la flexibilité et aux exigences de tressage compatibles avec les pratiques de bobine

normales. Si le coefficient de remplissage est moins important, les fils avec isolation céramique peuvent être remplacés par des fils gainés de fibre de verre.

• Matériaux isolants

La qualité du Système d'Isolation Électrique (SIE) des machines électriques est un facteur important de leur fiabilité. Cette isolation électrique peut être décomposée en trois parties, l'isolation par rapport à la carcasse, l'isolation entre phases et l'isolation inter-spires [Mihaila 2011].

L'isolation par rapport à la carcasse (encoche) subit des contraintes électriques et mécaniques plus importantes que l'isolation inter-spires. De ce fait, elle doit avoir une tenue à la différence du potentiel et une épaisseur plus grande. L'isolation entre phases est aussi épaisse comparé à l'isolation inter-spires. En basse tension ces deux types d'isolation sont assurés par des feuilles d'isolants organiques (polymères : Nomex, Mylar, ...) qui se caractérise par une bonne tenue mécanique et supporte des températures élevées tout en ayant une faible résistance thermique facilitant ainsi l'évacuation de la chaleur produite par les pertes Joules dans les enroulements. Cependant, l'isolation inter-spires est la plus fine et de ce fait la plus vulnérable aux contraintes. Les machines électriques basse tension sont la plupart du temps bobinées en désordre, ce qui fait que les spires sont soumises à des tensions différentes. La première et la dernière spire peuvent être adjacentes, dans ce cas, l'isolant est soumis à la tension entière de la bobine.

La Figure I.46 présente un exemple des couches isolantes d'un conducteur émaillé classique utilisé généralement pour les enroulements statoriques. Ce fil est premièrement isolé avec un vernis à base de polyesters modifiés par des groupes imides, le polyester-imide (THEIC). La surcouche de polyamide-imide lui donne une thermo-plasticité élevée, une très bonne tenue aux chocs thermiques et mécaniques.

Ces deux couches de base peuvent être recouvertes d'un polyamide aromatique thermo-adhérent. Il s'agit d'une nouvelle méthode de fixation des conducteurs dans les encoches qui ne nécessite aucun matériau supplémentaire (résine époxy) et utilise un très faible apport énergétique. Cette technologie a émergé au cours des dernières années [Filliben 2003]. Cette méthode utilise des fils de cuivre revêtus d'un adhésif activé par la chaleur. Ce revêtement est typiquement un Polyvinyle Butyral (PVB) qui est habituellement activé en chauffant la bobine suite au passage d'un courant électrique.

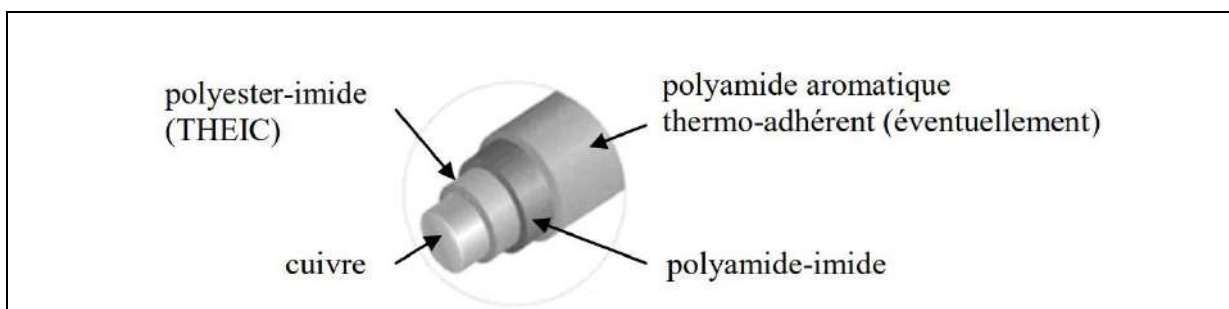


Figure I.46. Les différentes couches d'isolant d'un fil émaillé.

Le choix du SIE impact les performances des machines électriques en fonction des limitations de ces matériaux aux contraintes thermique et mécanique. Une classification de ces isolants en fonction de la température est donnée dans le Tableau I.10.

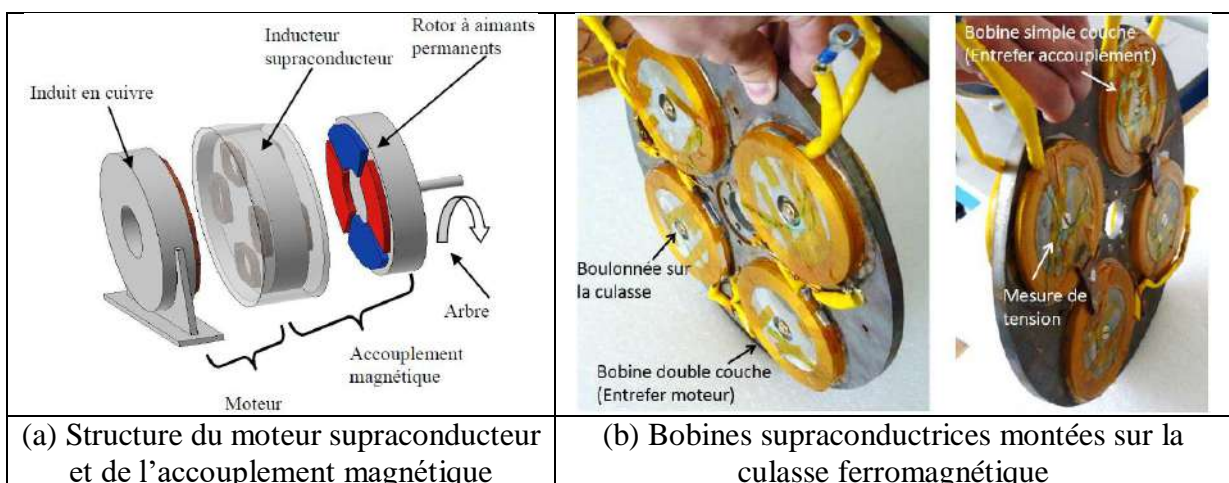
Tableau I.10 Classes d'isolants électriques en fonction de la température maximale

Classe	Matériaux	Température maximale
Y	Tissu de coton, papier et soie mais non imprégné dans un diélectrique	90 °C
A	Matériaux précédents imprégné dans un diélectrique	105 °C
E	Films organiques synthétiques	120 °C
B	Fibres de verre, Mica, Fibres d'amiante liées	130 °C
F	Matériaux précédents mais avec imprégnation	155 °C
H	Matériaux précédents combinés avec l'ajout de silicium et l'imprégnation	180 °C
N	Comme pour la classe B avec ajout du téflon	200 °C
R	Comme pour la classe B avec ajout du téflon	220 °C
S	Films en émail polyamide (Pyre-ML) ou en polyamide (Kapton et Alconex GOLD)	240 °C
C	Comme pour la classe H avec ajout de la céramique et ou le quartz, aussi avec ou sans agent de liaison (adhésif)	> 250 °C

• Supraconducteurs à haute température (HTS)

L'utilisation de la supraconductivité dans les machines électriques réduit les pertes d'excitation, augmente la densité de flux magnétique, élimine les noyaux ferromagnétiques et réduit la réactance synchrone (dans les machines synchrones).

En 1986, les premiers supraconducteurs à haute température (HTS) ont été découverts au laboratoire de recherche IBM de Zurich, en Suisse. Les propriétés thermiques de **60 à 80 K (-213 à -193 °C) (azote liquide)** deviennent plus favorables et la cryogénie peut être 40 fois plus efficace qu'à **4,2 K (-269 °C) (hélium liquide)**. Actuellement disponible sur le marché, **le BSCCO-2223 HTS** a démontré une densité de flux magnétique de près de **3 T à 30-35 K (-243 à -238)** [Blaugher 1997]. La Figure I.47 montre la réalisation d'un prototype d'une structure supraconductrice à flux axial réalisée au sein du laboratoire GREEN.



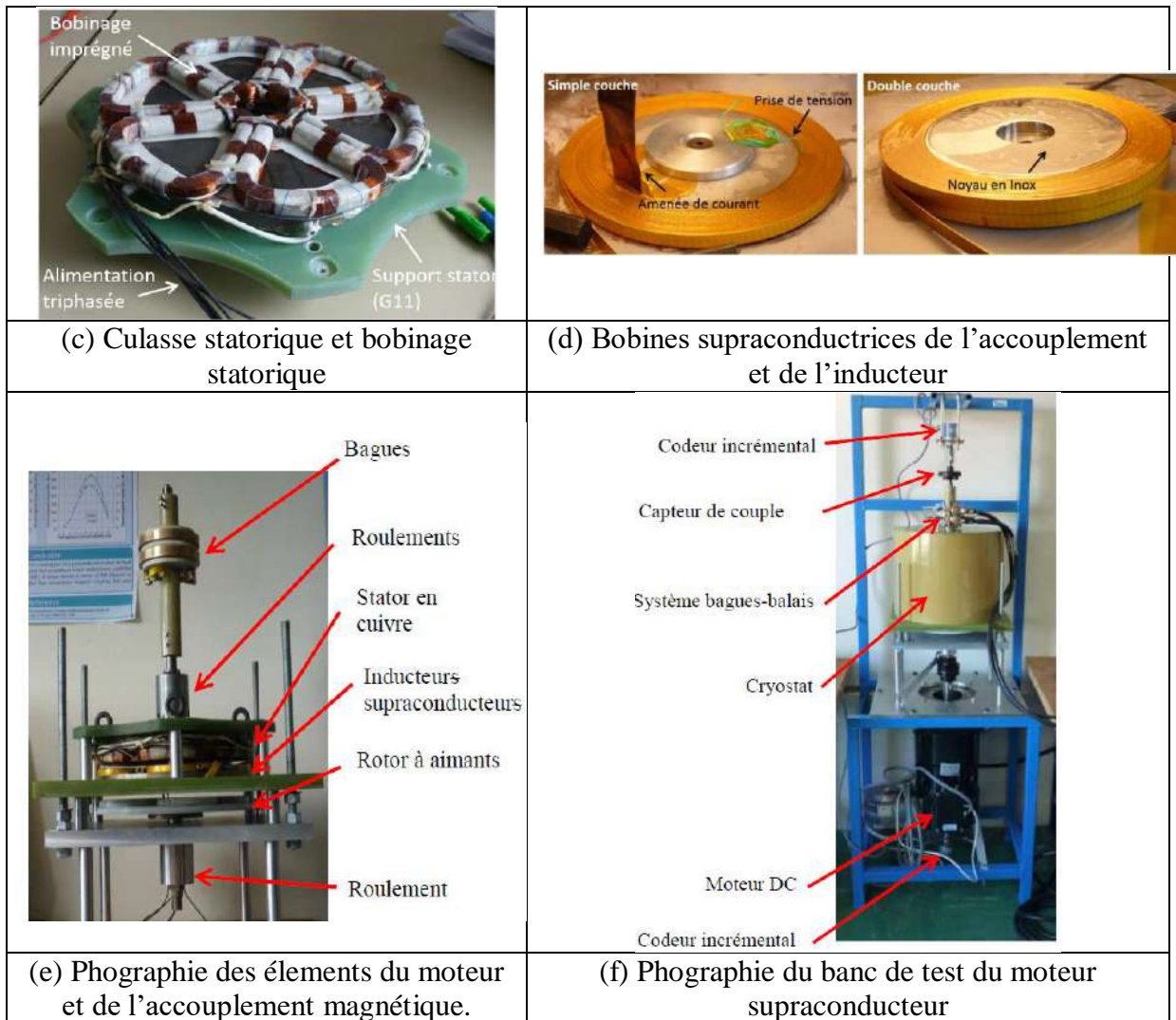


Figure I.47. Réalisation et essais d'un moteur supraconducteur incluant un accouplement magnétique [Dolisy 2016]

• **Matériaux nanostructures**

L'utilisation de matériaux nano structurés dans la fabrication de machines électriques de transformateurs ne cesse d'augmenter notamment à travers l'utilisation de fils conducteur à base de nano tubes de carbones permettant la circulation de courant électriques ces fils conducteurs se caractérise par leurs conductivité élevée ainsi qu'à leur résistante thermique et mécanique élevée mais surtout leurs densité massique 4 à 5 fois plus légère que pour le cuivre [Rallabandi 2016]. Aujourd'hui le procédé de fabrication reste complexe et couteux avec des utilisations particulières dans des laboratoires de recherches mais des industrielles ont déjà lancés des collaborations et des projets pour une production de masse et l'amélioration des performances ainsi que la réduction des couts, cette technologie est très promotrice verra certainement le jour dans les années à venir. La Figure I.48 montre un exemple de réalisation d'un moteur électrique ayant un bobinage en nano tubes de carbone (Figure I.48 (a)) ainsi qu'un transformateur électrique (Figure I.48 (b)) [Kurzepa 2014]. Le tableau résume les

propriétés physiques des fils conducteurs en nano tubes de carbone en comparaison avec des fils classiques en cuivre [Pyrhönen 2015].

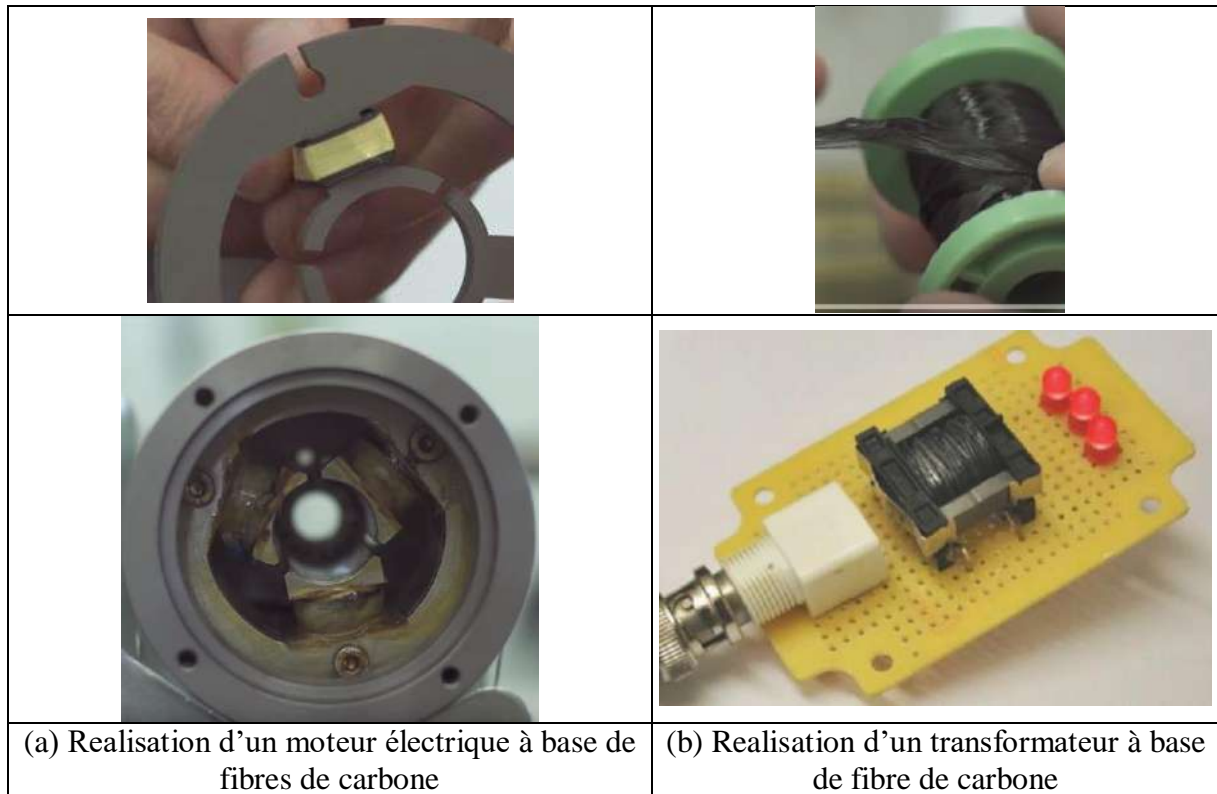


Figure I.48. Exemple de réalisation de bobinages à base de fibres de carbone

I.4.3. Techniques de bobinages

Les principales techniques de bobinages automatisées sont illustrées dans la Figure I.49 et comparées dans le Tableau I.11.

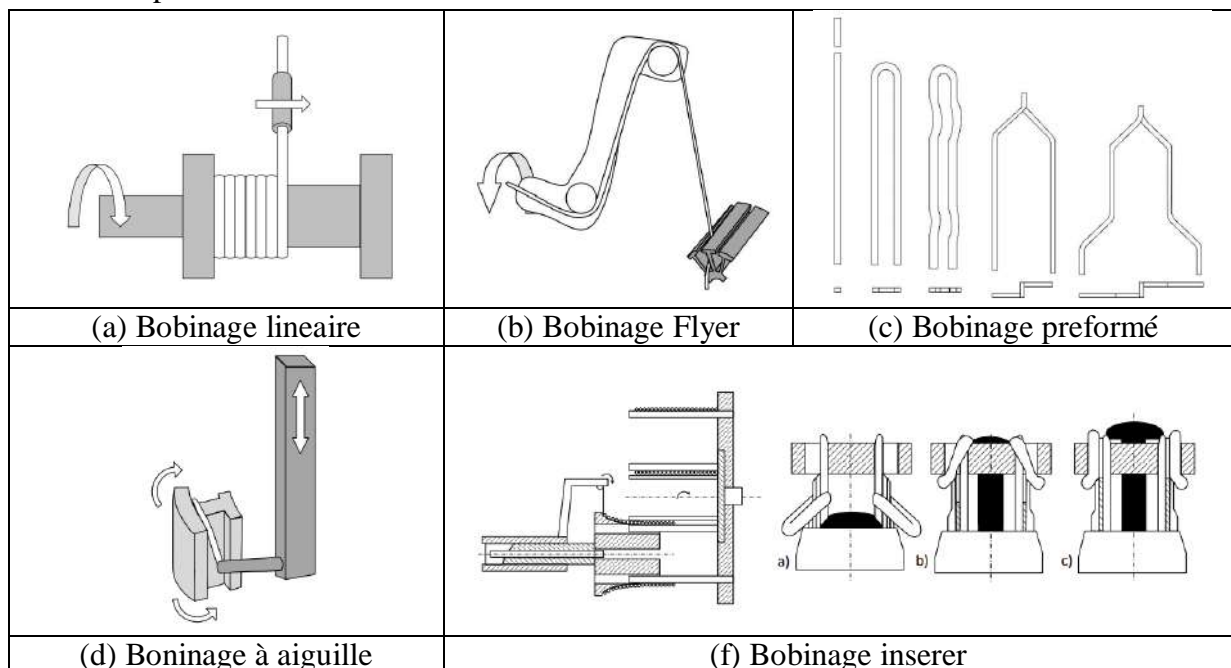


Figure I.49. Principales technologies de bobinages existantes sur le marché [Fleischer 2017]

Les enroulements distribués sont typiquement produits en utilisant les techniques de bobinage insérées, en aiguille et préformé. Cependant, le bobinage préformé n'est pas un processus de bobinage classique mais un processus d'assemblage secondaires basés sur le formage. C'est pourquoi il n'est pas inclus dans la catégorie d'enroulement à fil rond. La fabrication de bobinage distribué avec le processus de bobinage à aiguille est une nouvelle tendance. Ce procédé nécessite des outils d'alimentation auxiliaire en fil de cuivre [Stenzel 2014]. La technologie à aiguillage continue convient également à la production d'enroulements concentriques. Les enroulements de rotor distribués sont généralement produits en utilisant la méthode de bobinage Flyer.

Les enroulements concentriques sont fabriqués en utilisant le processus de bobinage à aiguille. Par contre, dans le cas de stators constitués de chaînes de pôles qui sont ensuite assemblés pour former le stator, le processus de bobinage à aiguille ainsi que Flyer peuvent être appliqués. Pour l'enroulement des dents simples, le bobinage linéaire est couramment utilisé mais aussi la technique de bobinage Flyer.

Tableau I.11 Comparaison des méthodes de bobinage des fils ronds selon (Hofmann 2016)

	Bobinage linéaire	Bobinage à aiguille	Bobinage Flyer	Bobinage insérer
Vitesse max en spire/min	30000	2500	12000	12000 (Flyer)
Coefficient de remplissage (théorique)	90.1%	90.1%	90.1%	60%
Coefficient de remplissage (réel)	85%	85%	85%	55%
Type de bobinage	Concentrique	Concentrique et distribué	Concentrique et distribué	Distribué
Tension sur le fil	Faible	Élevée	Moyenne	Élevée
Cout d'investissement	Faible	Moyen	Moyen	Élevé
Degré d'automatisation	Élevé	Élevé	Élevé	Élevé

Cela dit, la technologie de bobinage préformé avec des sections de cuivre rectangulaires est de plus en plus utilisée dans l'industrie pour ces nombreux avantages :

- Meilleur facteur de remplissage que les sections rondes en cuivre
- Longueur réduite des têtes de bobines
- Compacité et évacuation thermique améliorées
- Efficacité améliorée
- isolation optimisée
- Limite le risque de panne de tension
- Fournit une résistance thermique plus faible

I.4.4. Conception assisté par ordinateur CAO

La conception des machines électriques a connu une évolution exceptionnelle ces dernières 20 années, pilotée par plusieurs facteurs dont on peut citer entre autres la demande grandissante des machines électriques pour la production de l'électricité (hydro-générateur, éolien, hydrolienne ...) ainsi que pour la propulsion électriques (trains, avions, véhicules électriques ...). Derrière cette évolution, la conception assistée par ordinateur (CAO) notamment à travers le développement exponentiel de la puissance de calcul, l'évolution des codes de calcul, modèle analytique, numérique, la méthode des éléments finis, l'élaboration de modèles multi-physiques à haute précision. Les progrès dans le développement d'algorithmes d'optimisation (algorithmes génétiques, PSAO,...). La Figure I.50 montre certaines variables d'optimisation géométrique multi-objectives d'une machine électrique.

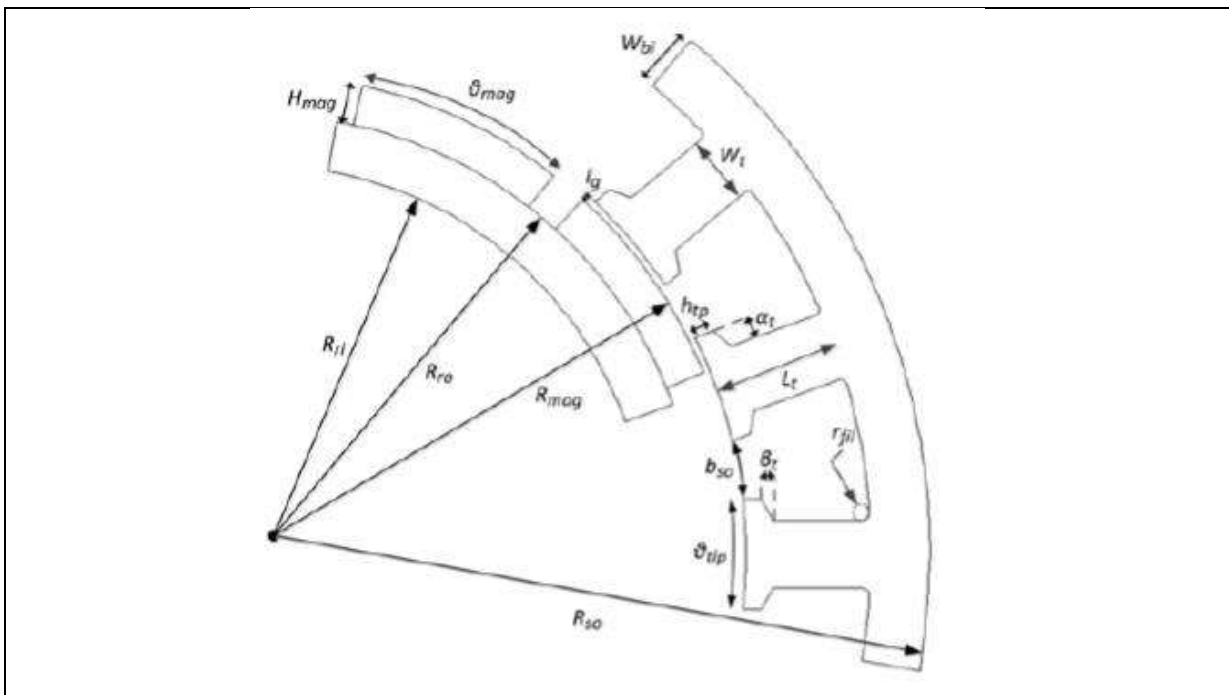


Figure I.50. Optimisation géométrique multi-objectives d'une machines synchrone à aimants montés en surface

I.4.5. Refroidissement

En addition au progrès dans l'ingénierie de matériaux fonctionnent à haute température pour les machines électriques, les méthodes et techniques de refroidissement ont eux aussi évoluées et devenu plus efficace qu'auparavant. Aujourd'hui le circuit de refroidissement est optimisée et fait partie intégrante de la conception de la machine afin d'assurer une évacuation de la chaleur la plus optimale que ce soit en utilisant un refroidissement à air forcé, liquide ou à gaz. Le Tableau I.12 résume l'évolution du refroidissement dans les machines électriques du point de vue matériaux et du point de vue technologique.

Tableau I.12 Evolution du procédé de refroidissement dans les machines électriques

	Matériaux	Technologies / Process
Production de chaleur	- Développement des circuits magnétiques avec des tôles minces (réduction des pertes fer)	- Développement de la technologie d'assemblage des bobines (réduction des pertes d'énergie en cuivre en augmentant le facteur de remplissage)
Transfert de chaleur (refroidissement)	- Développement d'un matériau d'isolation à haute conduction thermique (résistance à la chaleur réduite entre la bobine et les passages de fluide de refroidissement) - Amélioration du ventilateur ainsi le flux d'air etc.	- Développement d'un système de refroidissement direct par huile (passage d'huile à travers la section de génération de chaleur telle que la bobine)
Température admissible	- Développement d'un aimant à haute résistance - (réduction des pertes par courants de Foucault) - Développement de matériaux d'isolation à haute résistance thermique	

La Figure I.51 montre à droite un exemple de refroidissement classique à eau via un circuit de refroidissement intégré dans la carcasse de la machine et à gauche une nouvelle méthode en utilisant à la fois des barres de cuivre à haut niveau de courant et un circuit de refroidissement localisé dans le cœur de l'encoche permettant une évacuation efficace de la chaleur augmentant considérablement les performances de la machines en comparaison avec un refroidissement conventionnel.

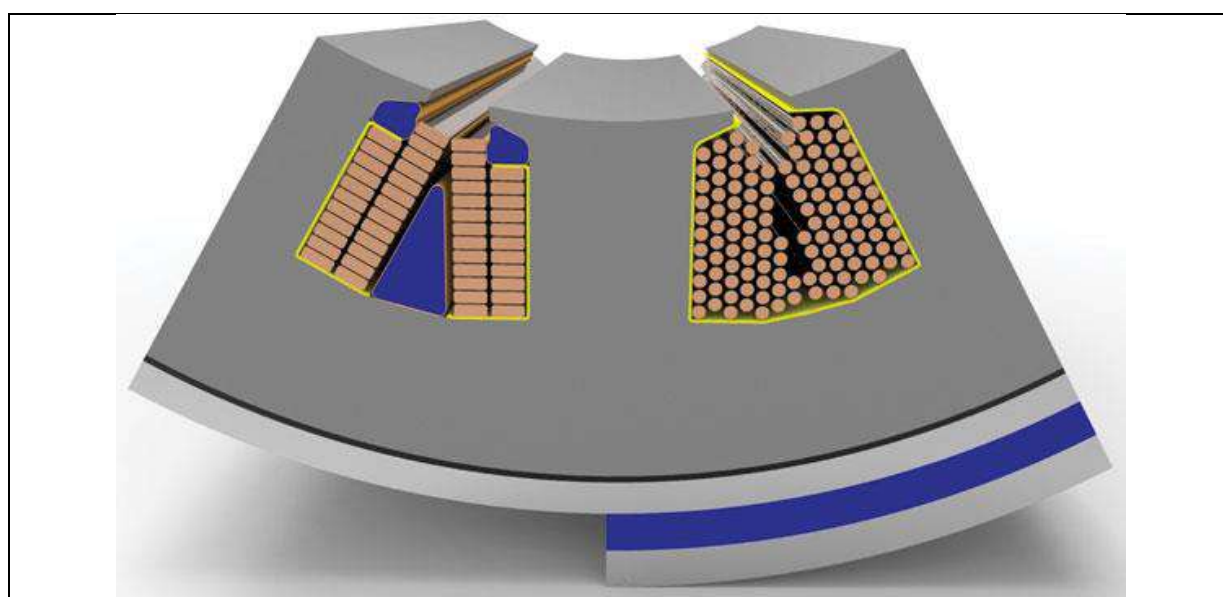
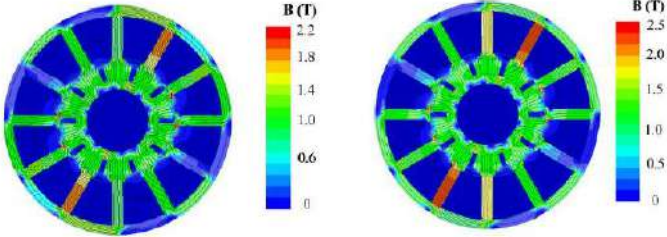
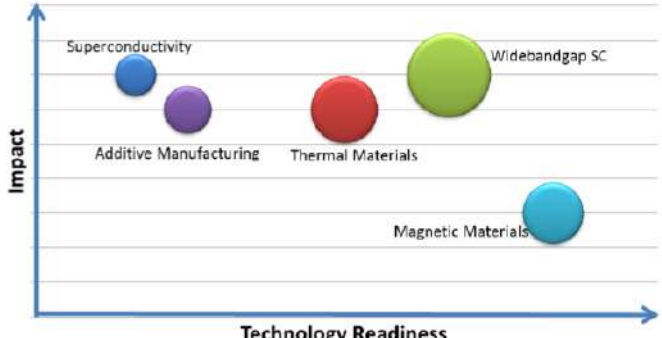


Figure I.51. Illustration du circuit de refroidissement du stator d'une machine électrique

I.4.6. Bilan sur le progrès dans l'ingénierie des matériaux pour les machines électriques

Tableau I.13 Progrès dans l'ingénierie des matériaux pour les machines électriques [Gerada 2015]

<p>Aimant permanents</p>	<p>Néodyme fer bore :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Grande énergie • Moins de stabilité en température <p>Samarium :</p> <ul style="list-style-type: none"> • faible énergie, • Plus de stabilité en température
<p>Noyau magnétique feuilleté</p>	<p>Fer-Silicium : M235-35A</p> <ul style="list-style-type: none"> • Saturation à 1.7 T • Pertes : 2.35 W/kg à 50 Hz et 1.5 T <p>Fer-Cobalt : Vacoflux50</p> <ul style="list-style-type: none"> • Saturation 2.35 T • Pertes : 1.5 W/kg à 50 Hz et 1.5 T <p>Iron lamination impact on motor characteristics</p>  <p>Magnetic flux density distribution in actuator with surface pm and different stator laminations a: FeSi M 235-35 A and b: FeCo Vacoflux 50 presenting 15% greater torque</p>
<p>Isolation des bobines</p>	<p>Imprégnation sous vide :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Multiple couche de cuivre émaillé • Résiste à des températures jusqu'à 250°C • Résistance diélectrique jusqu'à 2 kV <p>Fil céramique magnétique (technologie Kulgrid) :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Résiste à des températures jusqu'à 500°C • Résistance diélectrique 200 V
<p>Principales réalisations</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Densités de puissance de 5 kW / kg • Rendements proche de 1 pour plusieurs points de fonctionnement • Capacités de tolérance de défauts • Les machines avec des aimants en Samarium offrent les meilleures performances à haute températures comparé aux autres types d'aimants • Enroulements avec isolation particulière des conducteurs de cuivre doublement émaillée imprégnée sous vide. • Techniques de conception particulières et des codes de simulation thermique permettent une gestion de l'environnement thermique incertaine. • Matériaux de support offrant une résistance mécanique accrue comme les fibres de carbone

	permettant la tenue à haute vitesse.
Nouveautés à venir	<ul style="list-style-type: none"> • Augmentation importante de la densité de puissance grâce à la combinaison des matériaux innovants et des techniques d'intégration. • La résistance à des températures plus élevées et à des vitesses plus élevées permettant l'hybridation des systèmes de propulsion et l'amélioration globale du rendement. • Le développement de matériaux à aimants permanents à forte aimantation tels que les alliages de néodyme résistant à des températures élevées améliorant ainsi la densité de puissance résultante. • La mise en place de conducteurs en fil céramique (Kulgrid) est prometteuse pour les applications à haute température. • La mise en œuvre de résines isolantes à haute conductivité thermique augmentant les performances.
Facteur d'impact en fonction des technologies	

I.4.7. Impact sur les machines dédiées aux véhicules électriques

L'ensemble des progrès réalisés ces dernières années dans le domaines des actionneurs électromagnétiques et la forte demande dans le secteur de la traction électriques ont permis l'évolution des machines électriques tournantes sur tous les niveaux, principalement des densités de puissance de plus en plus élevées grâce aux techniques de concentrations de flux, des progrès de l'ingénierie des matériaux, les outils d'optimisations. Le Tableau I.14 donne une comparaison non exhaustive de certains fabricants automobiles en termes de densité de puissance et puissance spécifiques.

Tableau I.14 Comparaison et évolution des machines électriques embarquées dans le VE [Burrress 2017]

	2017 Prius (55 kW)	2016 BMW i3 (125 kW)	2014 Honda Accord (124 kW)	2012 Leaf (80 kW)	2010 Prius (60 kW)	2008 Lexus (110 kW)	2004 Prius (50 kW)
Densité de puissance max (kW/L)	5.7	9.1	8.5	4.2	4.8	6.6	3.3
Puissance spécifique max (kW/kg)	1.7	3.0	2.9	1.4	1.6	2.5	1.1

L'évolution de la motorisation de la Prius entre 2002 et 2017 est l'une des plus remarquables. La Figure I.52 présente cette évolution du design, la réduction du volume des parties actives et l'utilisation du bobinage préformé.



Figure I.52. Evolution de la motorisation de la Prius entre 2002 et 2017

Cette évolution est quantifiable quand on regarde la réduction de la quantité des matériaux les plus coûteux (aimants permanents, cuivre) tel que présenté dans la Figure I.53.

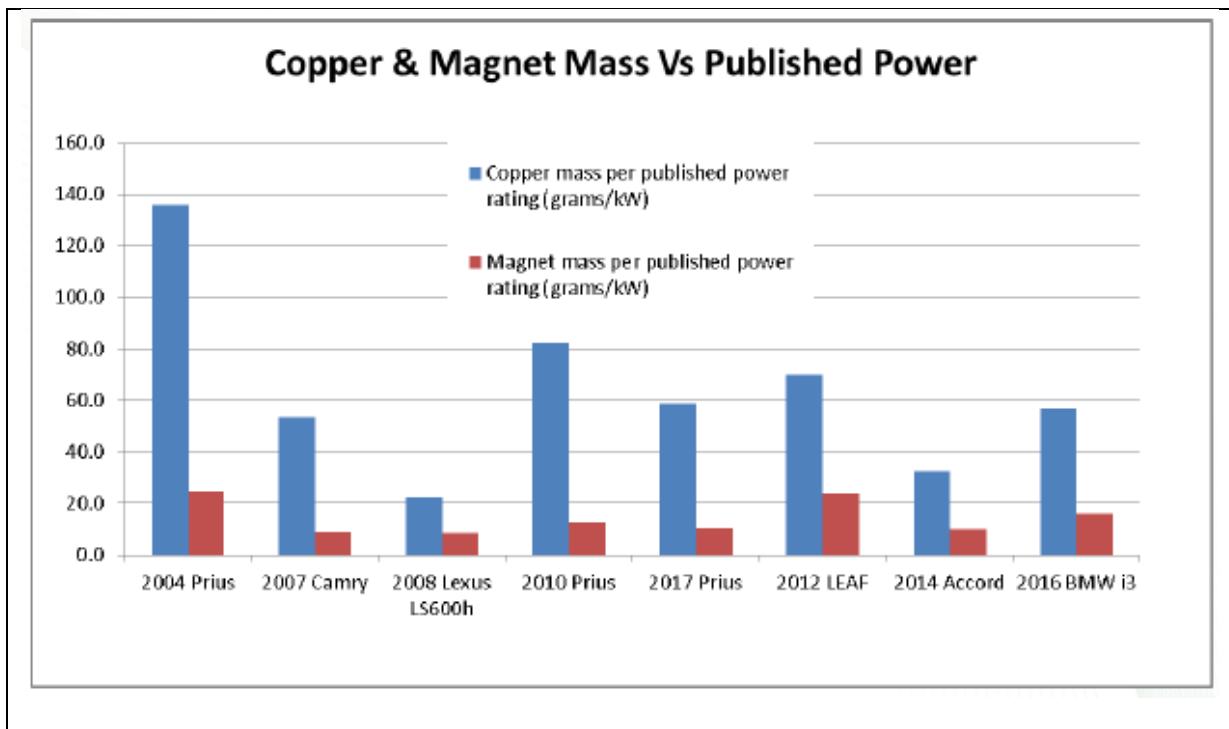


Figure I.53. Comparaison du poids des aimants et du cuivre en fonction de la puissance de certaines machines électriques utilisés par les constructeurs automobiles

La Figure I.54 illustre l'évolution et la simplification du processus de fabrication et d'assemblage du moteur synchrone à aimants permanents de la Chevy Spark (2011).



Figure I.54. Construction et assemblage du moteur électrique de la Chevy Spark de GM [Lien](#)

Dans une autre catégorie Sumitomo Electric a développé un petit moteur supraconducteur et a démontré avec succès qu'il assurait la traction d'une voiture de tourisme électrique (Figure I.55). La puissance du moteur est d'environ 30 kW et le couple de 120 Nm. Le moteur supraconducteur a permis d'obtenir un couple plus important, de réduire l'encombrement et d'obtenir un meilleur rendement énergétique (Figure I.56).



Figure I.55. Présentation de la voiture électrique de Sumitomo Electric avec son moteur supraconducteur [Lien](#)

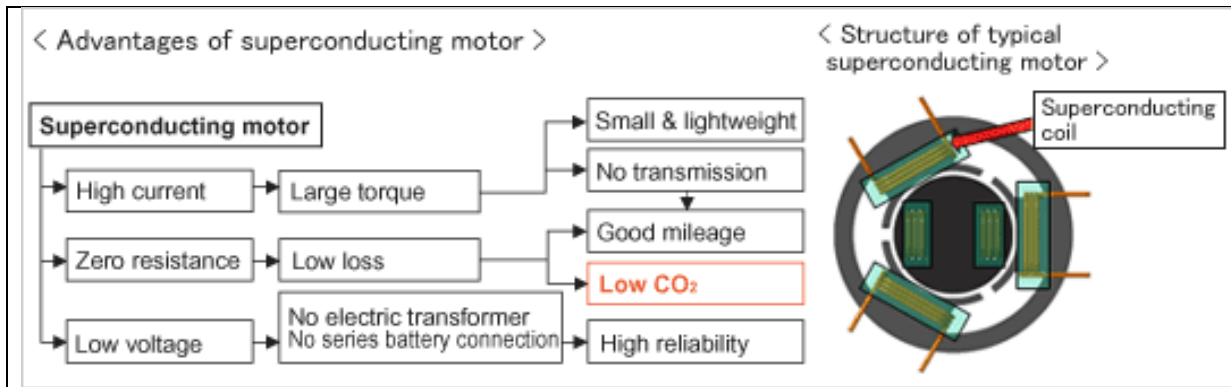


Figure I.56. Avantages de la supraconduction pour la traction électrique

I.4. Typologie des moteurs destinés à la traction électrique

I.4.1. Classification des machines électriques

Conventionnellement, la classification des machines électriques est faite de façon complémentaire selon deux critères le premier étant la direction du flux principal dans le stator et l'entrefer et le deuxième la nature du courant électrique d'alimentation de la machine. Le premier critère nous permet donc la classification présentée dans la Figure I.57 à savoir des Machines à Flux Radial (MFR), des Machines à Flux Axial (MFA) et des Machines à flux Transverse (MFT).

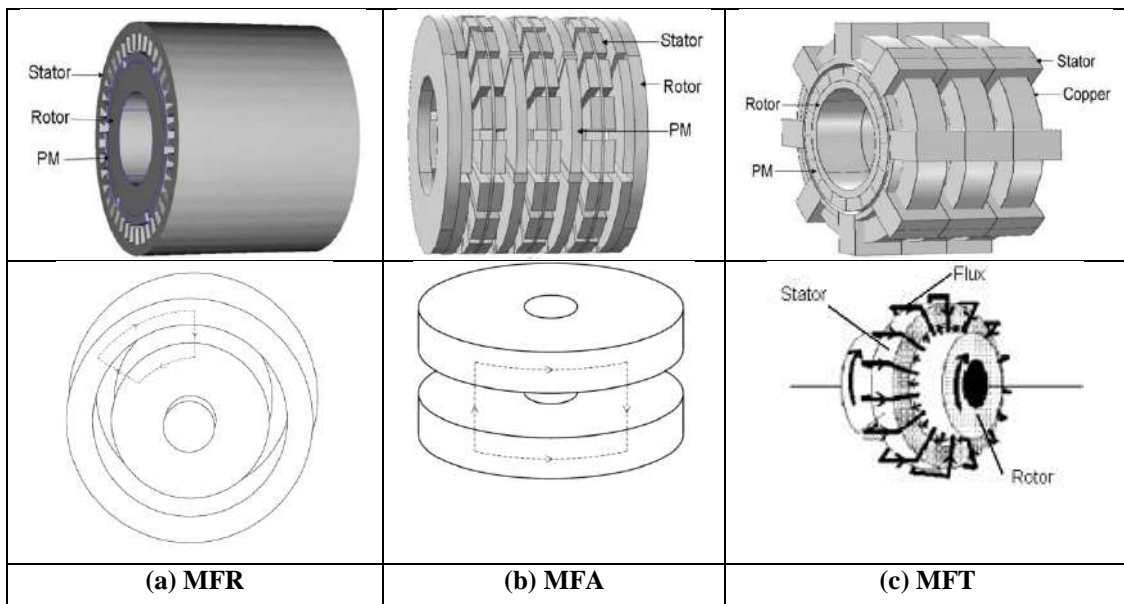


Figure I.57. Classification des machines en fonction de la direction principale du flux, structure proposée dans [Bracikowski 2012]

Le deuxième critère permet une classification complémentaire en fonction des courants d'alimentation. On distingue deux principales catégories, les machines à courants alternatif dites machines synchrones et asynchrones en fonction de la synchronisation entre champ tournant statorique et rotorique (MS, MAS) et les machines à courants continu (MCC).

L'association de deux critères de classification est synthétisée dans le Tableau I.15.

Tableau I.15 Classement des différentes typologies des machines pouvant être destinées à l'éolien

Structure de la machine électrique tournante		
Structure à Flux Radial	Structure à Flux Axial	Structure à flux Tansverse
MA	MA	MS à aimants surfaciques au rotor, à aimantation radiale
MS à rotor bobiné	Machine à réluctance variable à double saillance	MS à aimants surfaciques au rotor, à aimantation azimutale
MS à reluctance variable	MSAP	MS à aimants au stator
MS à commutation de flux	MS à commutation de flux	MS à association de phases
MS à double excitation	MS à double excitation	Structure à griffe
MSAP		

Cette classification peut être affinée d'avantage en ajoutant un critère sur la nature du flux magnétiques variable ou fixe tel que présenté dans la Figure I.58.

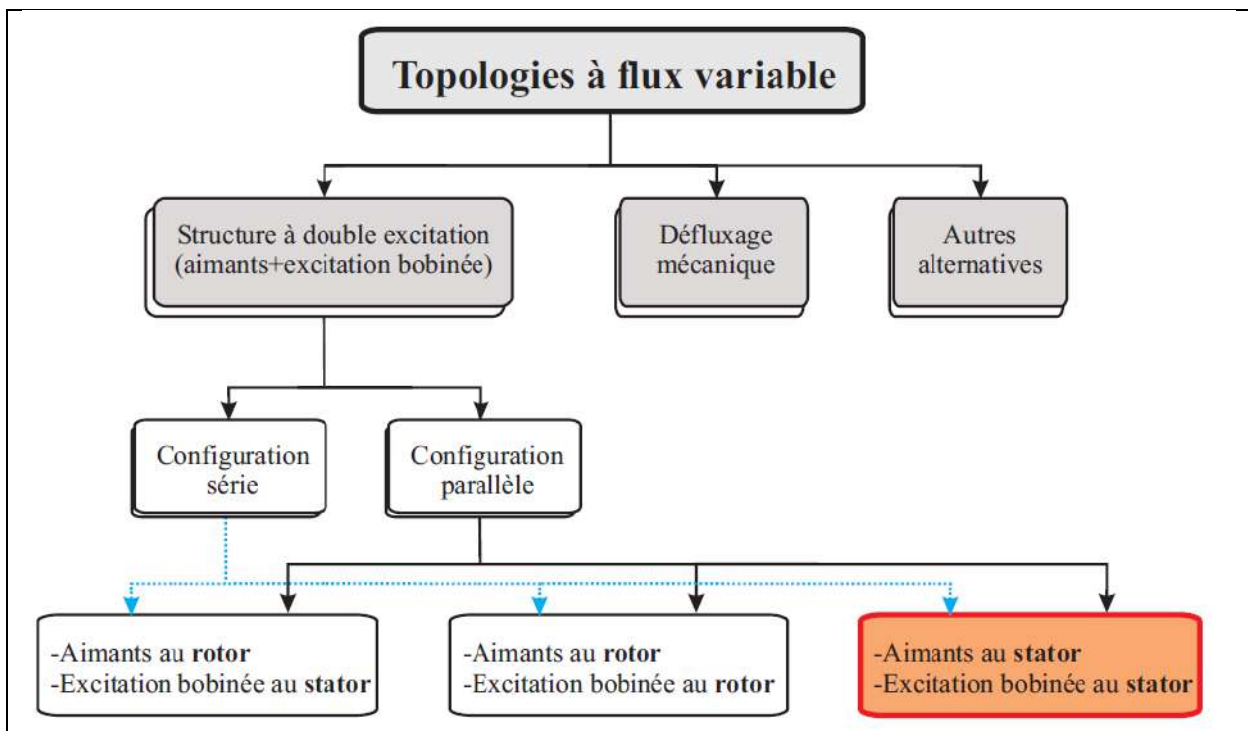


Figure I.58. Organigramme de classification des topologies à flux variable proposée dans [Gaussens 2013]

I.4.2. La machine à courant continu

La machine à courant continu présente l'avantage d'avoir une caractéristique couple vitesse adapté à l'application VE / VEH et aussi un contrôle de vitesse simple. La MCC présente aussi quelques inconvénients tel que :

- Processus de fabrication compliqué
- Faible fiabilité (nécessité de maintenance du système balais-collecteur)

Les MCC Brushless sont une très bonne alternative pour des petites puissances si non pour des moyennes et grandes puissance l'utilisation de convertisseur est nécessaire mais tout de même le convertisseur reste simple par rapport aux autres types de machines.

I.4.3. La machine asynchrone

La machine asynchrone à cage est largement acceptée comme la candidate la plus potentielle pour la propulsion électrique et hybride du fait de sa fiabilité, robustesse, facilité d'entretien, son faible coût et la capacité de fonctionner dans un environnement hostile. Cette machine présente tout de même quelques inconvénients pour ce type d'application tels que la chute du rendement en grande vitesse, des pertes excessives, un faible rendement, un faible facteur de puissance et un faible facteur d'utilisation du convertisseur.

Quelques auteurs ont insistés sur la nécessité de prendre en considération l'ensemble de ces inconvénients lors du dimensionnement de la machine.

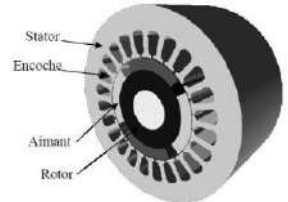
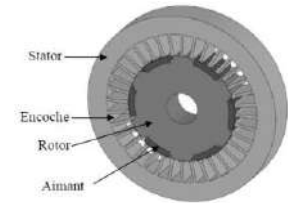
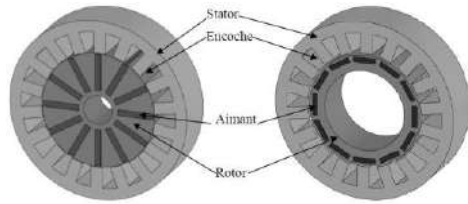
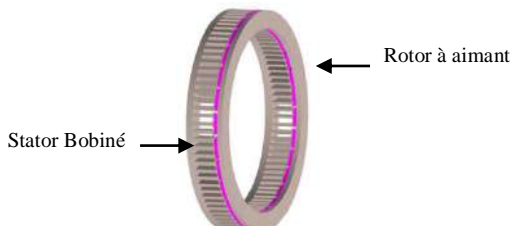
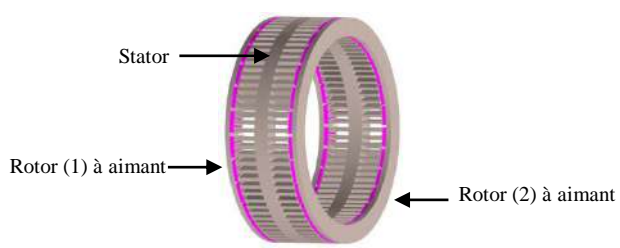
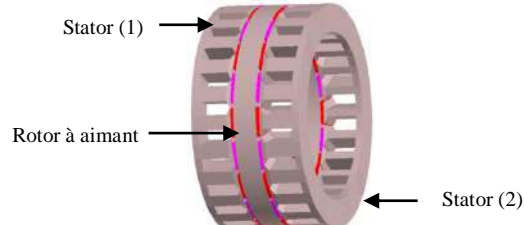
Récemment des machines asynchrones de type Pancake ou hub ont été testé dans le cadre du véhicule électrique et hybride et présente bien de meilleures performances comparé à la structure conventionnelle.

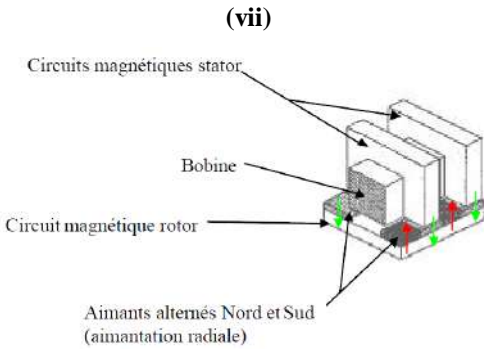
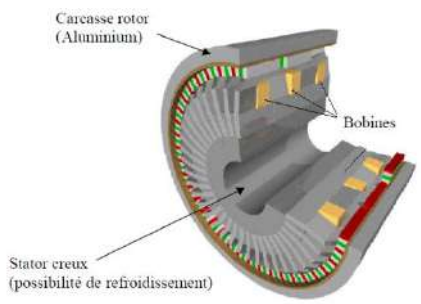
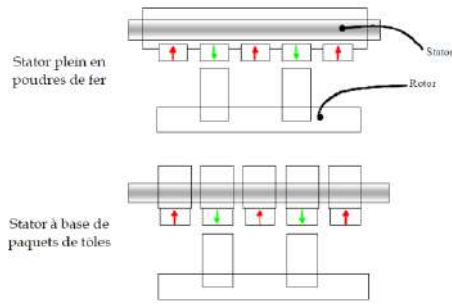
I.4.4. La machine synchrone

Les machines synchrones par leurs diversités tel que présenté dans le Tableau I.16 constitue un panel important de solutions techniques pour la traction électrique. Particulièrement, les machines synchrones à aimants permanents qui sont considéré comme les plus favorables pour la traction électrique par unanimité malgré l'ensemble des facteurs présentés précédemment (raréfaction et monopole des matériaux de fabrication). En effet, ces machines sont adoptées par un grand nombre de constructeurs automobiles reconnus. Ces moteurs présentent beaucoup d'avantages dont on peut citer principalement :

- Grande puissance massique (grande densité de puissance)
- Très bon rendement
- Efficacité supérieur
- Favorise la dissipation de la chaleur

Tableau I.16 Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents proposée dans [Daanoune 2012] [Tiegna 2013] et [Gréhant 2003]

<p>Structure de machines synchrones à aimant permanent à flux radial (a)</p>	<p>Structures à aimants déposés en surface (i)</p> 
	<p>Structures à aimants encastrés (ii)</p> 
	<p>Structures à aimants enterrés (iii)</p> 
<p>Structure de machines synchrones à aimant permanent à flux axial (b)</p>	<p>Structures simples avec un rotor et un stator (iv)</p> 
	<p>Structures avec double rotor et un stator (v)</p> 
	<p>Structures avec un rotor et double stator (vi)</p> 

<p>Structure de machines synchrones à aimant permanent à flux transverse (c)</p>	<p>Structure à aimants surfaciques au rotor, à aimantation radiale (vii)</p> 
	<p>Structure à aimants surfaciques au rotor, à aimantation azimutale (viii)</p> 
	<p>Moteurs à aimants au stator (ix)</p> 

I.4.5. La machine synchrone à réluctance variable

La machine à réluctance variable est parmi les moteurs les plus appréciés pour la traction électrique comme elles sont connue pour :

- Simplicité de construction
- Tolérance au défaut
- Large plage de fonctionnement à puissance constante
- Simple contrôle

Néanmoins, ces machines présentes beaucoup de problèmes limitant leurs utilisations dans les applications embarquées :

- Vibrations et bruits acoustiques
- Ondulations de couple
- Topologie spéciale du convertisseur
- Ondulation du courant
- Interférence électromagnétique

I.4.6. La machine synchrone à commutation de flux

La machine à commutation de flux se caractérise par la présence de tous ses éléments actifs (bobines, aimants) au stator. La MCF à aimants permanents bénéficie comme pour la MSAP des grandes possibilités offertes par les aimants à haute densité d'énergie et se caractérise par les avantages suivants :

- Excitation statique
- Couple volumique
- Caractère innovant
- Plage de puissance constante à haute vitesse
- Facilité de refroidissement des aimants permanents

Néanmoins, ces machines nécessitent encore un travail d'amélioration du comportement thermique et de faisabilité process afin de les adapter dans les applications embarquées. Les principales limites de ces structures sont :

- La difficulté de refroidissement du rotor (perte fer élevée à haute vitesse)
- Les difficultés d'assemblage mécanique des disques
- L'enroulement des tôles ferromagnétique pour les structures à flux axial
- Grande saturation magnétique locale
- Efforts magnétiques et des vibrations conséquentes
- Couple de détente relativement élevé par rapport aux machines classiques à aimant permanent placés dans le rotor en raison de la nature doublement saillante

I.4.7. Sélection des machines pour le véhicule électrique











La sélection des machines électriques pour la traction électrique et hybride se base généralement sur les critères, rendement, fiabilité, et coût tout en respectant trois principaux facteurs qui sont l'attente de l'utilisateur, les contraintes du véhicule, et la source d'énergie. Les machines électriques les plus adaptées au véhicule électrique et hybride selon la communauté scientifique et industrielle sont les machines à courant continu, les machines asynchrones, les machines synchrones à aimants permanents, et les machines à réluctance variable.




Les exigences principales pour la propulsion électrique peuvent être résumées dans :

- Grande puissance instantané et grande densité de puissance
- Couple élevé à faible vitesse pour le démarrage et les escalades
- Puissance élevée à haute vitesse pour la croisière
- Large plage de vitesse y compris pour le fonctionnement à couple ou vitesse constante
- Une réponse en couple rapide
- Un grand rendement sur une large plage de vitesse et de couple
- Un grand rendement pour le freinage régénératif
- Une grande fiabilité et robustesse pour différents mode de fonctionnement du véhicule
- Un coût raisonnable
- Tolérance au défaut

Tableau I.17 Classement des différents types de véhicules électriques

Véhicule	Type	Système de traction	Puissance (kW)	Couple (Nm)	Année
 BMW - i3 33 kWh	Électrique	MSAP	125	250	2015
 Bolloré - Bluecar	Électrique	MSAP	50	170	2013
 PSA-Citroën E-Méhari	Électrique	MSAP	50	140	2016
 Mitsubishi - I-MiEV	Électrique	MSAP NiFeBr 	50	196	2010
 NISSAN - E-NV200 EVALIA	Électrique	MSAP	80	254	2014
 Nissan - Leaf 2.0	Électrique	MSAP	80	254	2012
 Peugeot - iOn	Électrique	MSAP	47	180	2011
 Venturi - Fetish	Électrique	MSAP	220	380	2008

 <p>BYD - e6</p>	Électrique	MSAP	90	450	2015
 <p>Ford - Focus Electric</p>	Électrique	MSAP 	107	250	2013
 <p>Kia - Soul EV</p>	Électrique	MSAP	81.4	285	2014
 <p>Mercedes - Classe B 250e</p>	Électrique	MAS	132	340	2014
 <p>Renault - Kangoo Maxi ZE Combi</p>	Électrique	MSRB 	44	226	2012
 <p>Renault - Zoe ZE</p>	Électrique	MSRB 	65	220	2015
 <p>Smart - Fortwo Electric Drive</p>	Électrique	MSAP	55	130	2012

 Tesla - Model S	Électrique	MAS	238 à 401	430 à 967	2014
 Volkswagen - e-Golf	Électrique	MSAP	85	270	2014
 Volkswagen - e-Up	Électrique	MSAP	60	210	2014

D'après le Tableau I.17, il est clair que la tendance technologique concernant la motorisation des véhicules électriques et hybrides se tourne vers les machines synchrones à aimants permanents. Ces machines contiennent certes des terres rares mais sont moins volumineuse et contiennent moins de cuivres la Figure I.59 donne une comparaison des prix de fabrication en fonction des matériaux des machines synchrone à aimants, des machines asynchrone à cage avec de barres en cuivre et des machines asynchrone à cage avec de barres en aluminium.

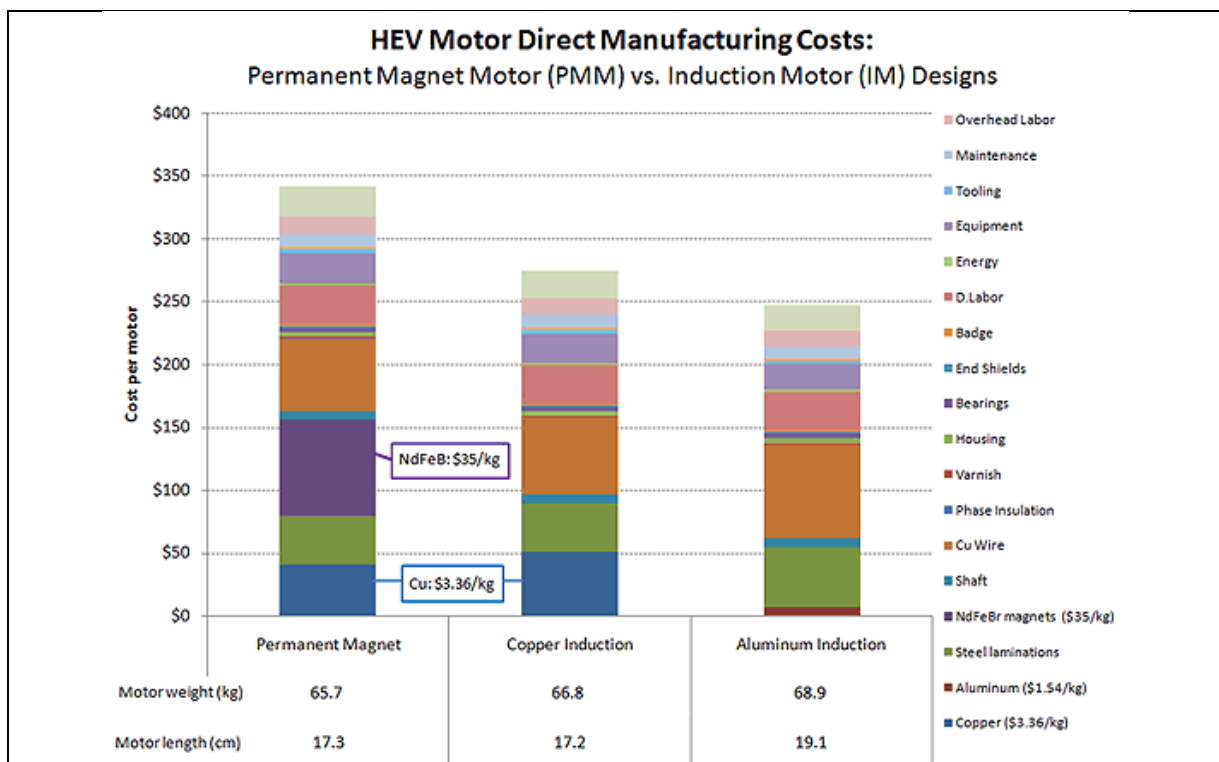


Figure I.59. Comparaison des prix de fabrication en fonctions des matériaux pour différentes machines électriques [[Lien](#)]

I.5. Problématique de la thèse (Bruit et vibrations des machines tournantes dédiées à la traction électrique)

Dans l'industrie automobile, la problématique des vibrations et du bruit dans les machines électriques a été considérée comme importante et cruciale, en particulier pour un gros moteur de traction. Du point de vue physico-acoustique, les machines électriques génèrent des bruits acoustiques à hautes fréquences relativement désagréables comparés aux moteurs à combustion interne et aux autres sources de bruits automobiles. Les machines électriques sont soumises à la norme CEI 60034-9 de la Commission électrotechnique internationale. Pour chaque catégorie de puissance de machine et de ventilation, la norme spécifie une limite de niveau de puissance acoustique totale (SWL) en dBA en fonction de la vitesse. Un exemple de limite de bruit est illustré à la Figure I.60.

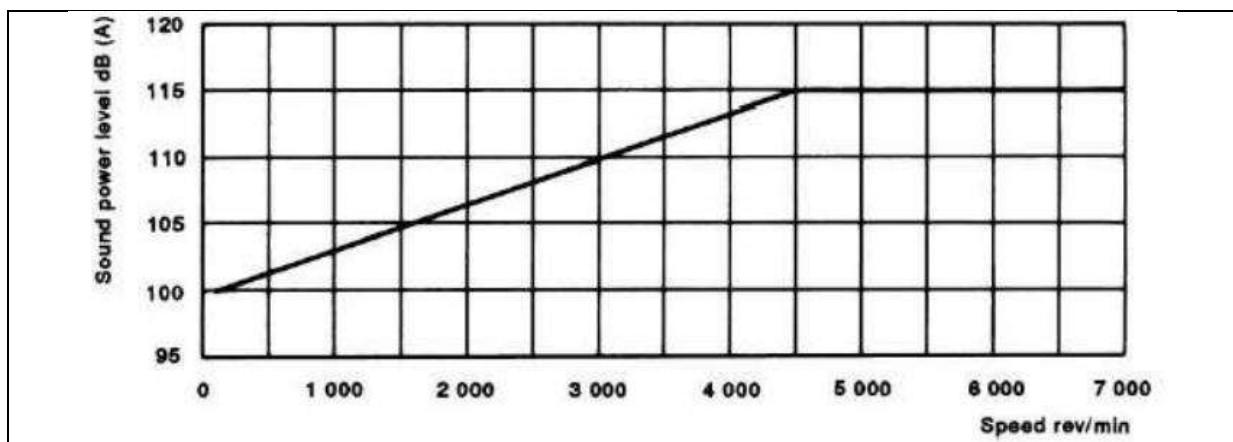


Figure I.60. Limite du bruit acoustique selon la norme CEI 60034-9

Le problème du bruit et des vibrations dans les machines électriques a été étudié activement pendant de nombreuses années et pourtant, des machines continuent à émettre des bruits et des vibrations. Cependant et sachant que chaque application a ses propres exigences, telles que le couple, la puissance, l'efficacité, le coût, l'encombrement, le bruit, les vibrations..., Il est donc important de prendre en compte la problématique vibroacoustique dès les premières phases de conception de ces machines. Le bruit des machines électriques est principalement constitué de bruit d'origine électromagnétique, d'origine aérodynamique et d'origine mécanique. Les vibrations de la machine sont principalement dues à l'interaction magnétique entre le stator et le rotor. Cette interaction crée des efforts magnétiques au niveau de ces deux éléments. Parmi ces efforts, la force de Maxwell est la plus dominante. Cette force s'applique sur la surface interne de l'alésage statorique au niveau des dents induisant leurs vibrations. Ces vibrations se propagent dans la structure mécanique jusqu'à la surface externe de la carcasse faisant ainsi vibrer les particules d'air autour de la machine. La fréquence de mouvement de ces particules peut être perceptible par l'ouïe humaine et aussi une source de nuisance sonore. Le déséquilibre des efforts de Maxwell générés dans l'entrefer de la machine, influence considérablement sur les déformations de la structure et donc sur le comportement vibratoire de la machine.

Tel que évoqué précédemment, le bruit et vibrations des machines électriques est un aspect critiques pour un grand nombre d'applications. La compréhension du phénomène physique de génération de bruit par les machines électrique dans un premier temps, la réduction de ce dernier dans un second nécessite le développement de modèle mathématique permettant d'étudier et d'investiguer leurs comportements vibroacoustique. Ces investigations étudient l'impact et la sensibilité de la génération de bruit suite à des modifications du système électromécanique. On peut citer entre autres, l'impact du l'alimentation électrique, l'impact des combinaisons pôles/encoches, l'impact des variations géométrique,...

Les travaux dans ce mémoire de thèse se focalisent donc sur le développement d'outils et de méthodes de conception et de dimensionnement de machines électriques dédiées à la traction électrique permettant d'explorer un espace étendu de solutions possibles. Pour ce faire, le développement de modèles multi-physique s'impose afin de tenir compte de l'ensemble des phénomènes physiques impliqués dans la conversion électro-magnéto-mécanique. La modélisation magnétique, thermique et mécanique étant assez bien maitrisée chacune de son côté, mais il très important d'explorer différentes stratégies de couplages possibles et qui offrent un rapport (temps de calcul / précision) permettant de les intégrer dans une approche de modélisation multi-physique pour le pré-dimensionnement de machines électriques.

Les défis a relevés par ces modèles peuvent être résumés par :

- La prise en compte des aspects géométriques complexes
- La prise en compte des propriétés des matériaux et des non-linéarités
- La prise en compte de la température
- La prise en compte de l'assemblage
- Le calcul des efforts électromagnétiques locaux
- Compromis à faire entre temps de calcul et précision des résultats
- Couplage multi-physique

Dans cette thèse, la modélisation magnéto-vibroacoustique est réalisée par le biais de plusieurs modèles afin d'étudier les différentes stratégies de couplages et d'investiguer différentes approches de modélisation en terme de précision et de temps de calcul. La modélisation magnétique se base sur un modèle analytique basé sur la résolution formelle des équations de Maxwell par la méthode de séparation des variable, un modèle réseau de perméances basé sur une interpolation polynomiale pour la prise en compte du mouvement, et des modèles éléments finis 2D et 3D. La modélisation mécanique vibratoire est réalisée à son tour via des modèles analytiques, des modèles à constantes localisées et des modèles éléments finis. Finalement, la modélisation acoustique est basée sur des modèles analytiques avec différentes approches pour l'estimation du rayonnement acoustique, et des modèles éléments finis avec couplage fluide-structure.

I.6. Présentation de la machine à commutation de flux

Dans cette partie la topologie qui sera étudiée est la machine à commutation de flux (MCF). Cette structure a fait l'objet de diverses publications et brevets au laboratoire SATIE [Hoang 1997].

Les machines étant excitées par des aimants permanents réalisant ainsi la fonction d'inducteur dites à inversion de flux lorsque le déplacement du rotor inverse le flux magnétique dans un bobinage est appelé à commutation de flux lorsque l'élément mobile passif permet lors de son déplacement de commuter le flux de l'aimant inducteur alternativement dans un sens puis dans l'autre sens à travers un bobinage [Bali 2011].

Le stator de cette structure (cf. Figure I.61) possède toutes les sources de flux comme les aimants permanents et le bobinage d'induit, tandis que le rotor, est lui, totalement passif et est ressemblant à celui d'une machine à reluctance variable. La maintenance de chaque pôle qui possède un aimant magnétisé tangentiellement se fait entre deux statoriques, ce pôle constitue la cellule de commutation. Autour de chaque cellules de commutations sont bobinés les enroulements, pour avoir des têtes de bobines plus courtes le bobinage concentrique est donc nécessaire. Enfin, le bobinage concentrique dissipe moins de pertes Joule avec le même courant d'alimentation [Ben Sedrine 2014].

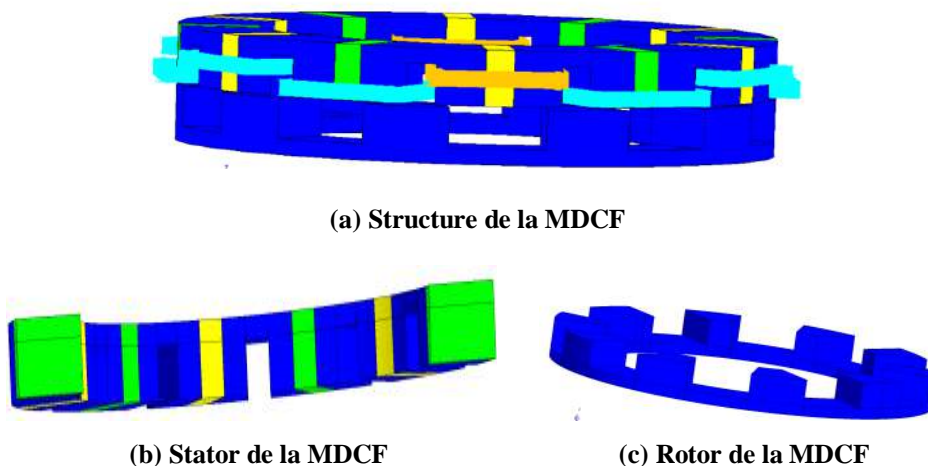


Figure I.61. Vue de la MDCF avec distribution des bobinages

5.1. Principe de la commutation de flux

Une succession de cellules élémentaires forment la MCF. Sur la Figure I.62, une vue linéarisée de cette cellule de commutation est proposée. A l'inverse des machines à reluctance variable, le flux embrassé par la phase est alternatif et pas unidirectionnel. Le déplacement de la partie passive (rotor) permet de diriger le flux alternativement dans un sens et dans l'autre à travers le bobinage d'induit (stator).



(a) Flux de l'aimant traversant de bas en haut la bobine

(b) Flux de l'aimant traversant de haut en bas la bobine

Figure I.62. Principe de la commutation de flux d'un aimant dans la bobine proposée dans [Bali 2011]

5.2. Etat de l'art de la MCF

Pour des applications nécessitant des densités de couples élevées, des vitesses hautes ou des contraintes d'évacuation de chaleur facilités, comme dans les applications embarquées, les MCF sont les candidates choisies [Chen 2010 (c)]. Dans les années 1950, le principe de la commutation de flux a été appliqué à une machine monophasée 6/4 (cf. Figure I.63) présentée dans [Rauch 1955].

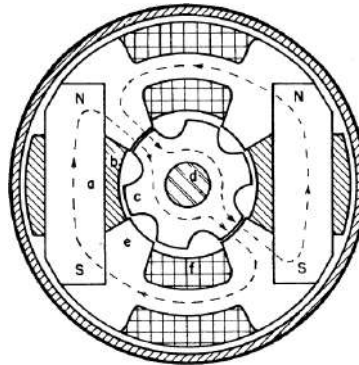


Figure I.63. Machine monophasée 6/4 proposée dans [Rauch 1955]

Dans les années 1990 l'une des premières machines triphasée (Figure I.64) basée sur cette idée a été étudiée en France au sein du laboratoire SATIE [Hoang 1997].

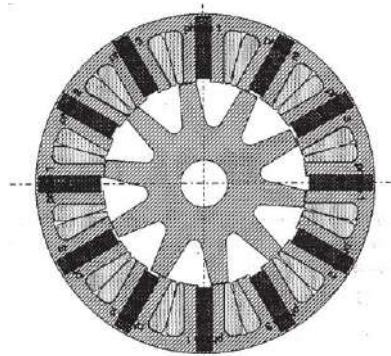


Figure I.64. Première MCF-AP triphasée proposée dans [Hoang 1997]

Depuis, l'étude de cette structure sur ses propriétés (points fort, limitations) et la délimitation de son champ d'application a été menée par plusieurs équipes de recherche. Cependant, ce type de machines reste pour le moment au stade de prototypes de laboratoire.

Au niveau du stator, sont situés les éléments actifs (aimants permanents et bobinage) [Boisson 2014]. Les bobinages étant de type dentaire, ce qui peut induire de faibles pertes joules statoriques à cause de la faible longueur des chignons et d'un bon facteur de remplissage avec des dentures facilement bobinables [Verez 2014]. Concernant les aimants, ils sont placés avec une polarité alternée et fonctionnent en concentration de flux, ce qui permet l'utilisation d'aimants avec une induction rémanente plus faible que des ferrites. Par ailleurs, en utilisant n'importe quel fluide frigorigère, cette configuration permet un refroidissement plus facile des aimants [Shen 2013]. De ce fait, ces machines combinent la robustesse des machines à réluctance variable mais aussi la forte densité de puissance des machines synchrones à aimants permanents [Ilhan 2012]. Toutefois, vis-à-vis des machines à aimants à pas fractionnaire conventionnelles ayant les mêmes dimensions, la localisation des aimants placés entre les noyaux induit que les MCF ont de plus fines dents statoriques et une aire d'encoche réduite. Cela mène à une grande saturation magnétique locale, à des efforts magnétiques et des vibrations conséquentes [Verez 2014]. D'autre part, le couple de détente dans la MCF est plutôt élevé par rapport aux machines classiques à aimant permanent placés dans le rotor par sa nature doublement saillante et la haute densité de flux résultant des effets de concentration de flux des aimants logés entre les plots statoriques.

Nous détaillons dans le Tableau I.18 une partie des travaux de recherche menés au cours de ces vingt dernières années.

Tableau I.18 Liste non exhaustive des références portant sur la MCF

Nature de l'étude	Auteurs
Etude des performances électromagnétiques	[Hoang 1997][Zhao 2005][Hua 2006 (a)][Hua 2006 (b)][Hua 2007]] [Zhu 2010][Ilhan 2012]
Etude d'optimisation de la géométrie des machines	[Amara 2005][Hua 2006 (a)][Hua 2006 (c)][Zhu 2008 (c)][Chen 2011][Shen 2013]
Etude paramétrique et influence du nombre de dents rotoriques et statoriques ainsi que du nombre de phases	[Zhu 2008 (a)][Chen 2008][Thomas 2008][Owen 2010][Chen 2010 (a)][Chen 2010 (b)][Chen 2010 (c)][Verez 2014 (b)]
Etude des pertes	[Pang 2006][Zhu 2008 (b)][Pang 2008][Iwasaki 2009][Thomas 2009][Hoang 2000]
Etude et réduction de l'ondulation de couple due au couple de détente	[Hua 2008 (a)][Zhu 2008 (c)][Jia 2010][Wang 2010][Sikder 2015][
Etude de diagnostic des défauts des phases	[Ojeda 2010][Raminosa 2010 (a)] [Raminosa 2010 (b)] [Raminosa 2010 (c)] [Raminosa 2011][Ben Sedrine 2014]

Etudes des structures hybrides	[Hoang 2007 (a)][Owen 2009][Amara 2009][Hoang 2010]
	[Dong 2010][Hoang 2011][Gaussens 2012] [Gaussens 2014]

[Boisson 2014] a énuméré le nombre de publications faites sur ces structures au cours des vingt dernières années en se basant sur *Google Scholar*. Ainsi par le biais de sa démarche nous présentons le diagramme traçant le nombre de publications portant sur les MCF-AP en fonction des années (cf. Figure I.65).

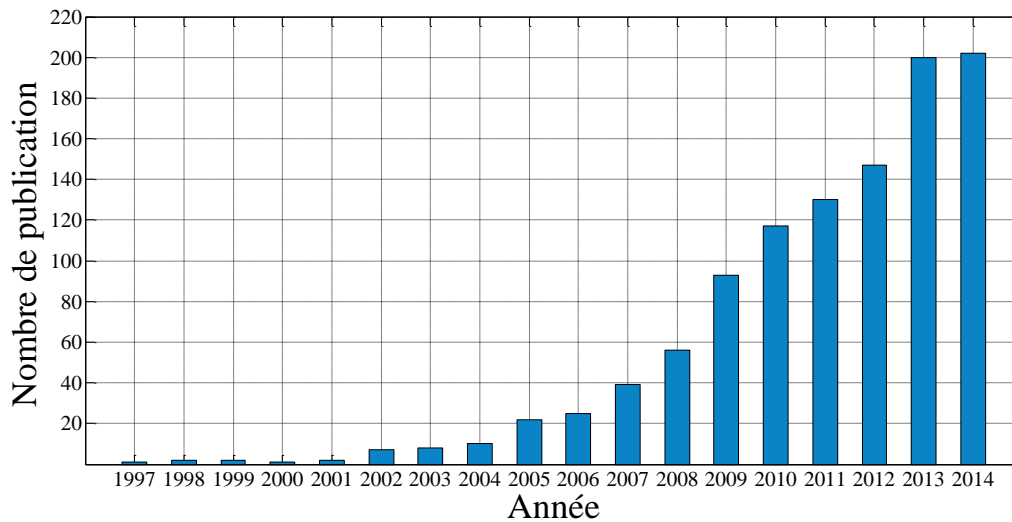


Figure I.65. Publications sur les MCF selon Google Scholar

5.3. Diverses architectures des MCF

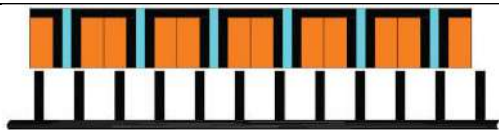
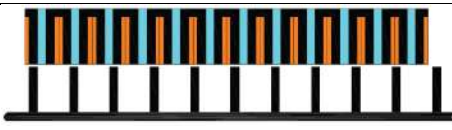
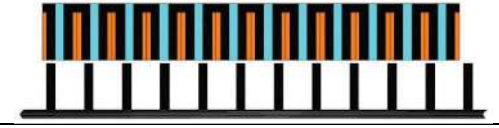
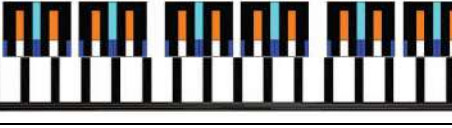





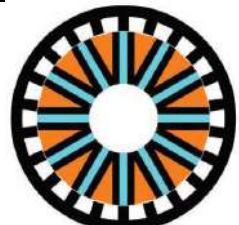
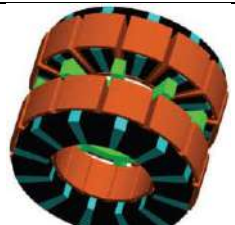
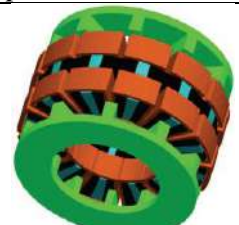
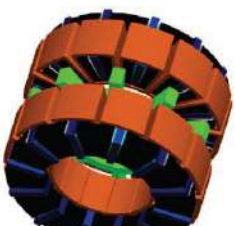
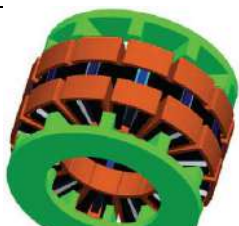
La première MCF triphasée a été conçue avec 12 encoches et aimants permanents et possède 10 pôles rotoriques [Hoang 1997]. Chen a présenté une étude sur l'ensemble des combinaisons possibles pour une MCF triphasée qui doit respecter la relation I.1 [Chen 2010 (c)] :

$\begin{cases} N_e = 6 \cdot k_1, k_1 \in \mathbb{N}^* \\ N_r = N_e \pm k_2, k_2 \in \mathbb{N}^* \end{cases}$	I.1.
--	------

avec N_e qui est le nombre d'encoches et d'aimants, celui-ci doit être pair, et N_r est le nombre de pôles rotoriques. De plus, N_e et N_r doivent rester proche afin d'optimiser la densité de couple [Chen 2010 (a)][Chen 2010 (c)].

[Hua 2008 (a)] a conclu qu'une force contre électromotrice FEM sinusoïdale est désirée pour minimiser les ondulations du couple [Hua 2008 (b)]. Dans [Shen 2013], l'évolution des nouvelles topologies des MCF rotatives et linéaires est présentée. Le Tableau I.19 résume la majorité des topologies des MCF qui existe dans la littérature scientifique.

Tableau I.19 Différentes topologies des MCF

Structure linéaire		
	MCF lineaire triphasée 6/11	MCF lineaire triphasée 12/10
		
	MCF lineaire triphasée 12/11	MCF lineaire excitation hybride 12/16
Structure à flux radial		
	Alternateur monophasé 2/2 [Rauch 1955]	MCF 12/10 triphasée [Hoang 1997]
		
	MCF triphasé 6/11	MCF triphasé 12/11
		
MCF triphasée 12/10 avec rotor modulaire	MCF triphasée 12/22 à rotor externe	
Structure à flux axial		
	MCF 12/10 stator-rotor-stator configuration	MCF 12/10 rotor-stator-rotor configuration
		
MCF 12/10 excitation hybride S-R-S	MCF 12/10 excitation hybride R-S-R	

I.7. Conclusion

Dans ce premier chapitre, un état de l'art approfondi du contexte du véhicule électrique a été présenté. Dans ce contexte, les notions principales au sujet des aspects techniques et des technologies de développement de la chaîne de traction électrique ont été passées en revue. Il en ressort que les moteurs électriques sont des éléments vitaux dans la chaîne de traction électrique et sont confrontés en permanence à une évolution des contraintes des cahiers des charges comme le niveau de puissance massique requise, l'encombrement, le rendement, le niveau de bruit et vibration, le coût et la fiabilité. Par conséquent, l'investigation de nouvelles structures de machines pouvant satisfaire les exigences de cette technologie en développement s'impose.

Ensuite, un état de l'art sur les différentes machines présentes dans la chaîne de traction a été mené. Nous avons dans un premier temps exposé un bref historique de ces machines en se référant sur les principales études qui ont été conduites à ce sujet et les topologies les plus courantes.

Une démarche de recherche de nouvelles topologies des machines a été adoptée. Plus particulièrement, il s'agit de mettre au point des modèles de pré-dimensionnement multi physiques (thermo-magnéto-mécanique) avec un intérêt particulier aux bruits et vibrations d'origines électromagnétiques permettant d'explorer un espace étendu de solutions possibles. Le défi relevé par ces modèles demeure toujours le compromis à faire entre temps de calcul et précision des résultats.

Une comparaison générale entre les différentes topologies des moteurs destinés à la traction électrique, selon plusieurs critères de dimensionnement a été exposée ultérieurement. Ceci dans le but de situer une structure non-conventionnelle dites machines discoïdes à flux axial et particulièrement la machines à commutation de flux parmi les différentes machines proposées pour cette application embarquée. Ainsi, ces structures peuvent présenter des excellentes performances à savoir un bon couple massique, une robustesse (rotor complètement passif), une réduction de l'encombrement et finalement en multipliant les entrefers, elles peuvent également fournir plus de puissance. Néanmoins, ces machines rencontrent les mêmes problèmes mécaniques liés aux structures à flux axial à savoir le centrage du rotor (maintien des entrefers constants), des problèmes thermiques (refroidissement du rotor afin de réduire les pertes fer à haute vitesse) et la complexité des procédés de fabrication.

Enfin, une étude des performances électromagnétiques sur une MCF triphasée 12/10 linéaire a été menée dans le but de se familiariser avec les principales caractéristiques de ces structures.

Chapitre II : Modélisation Multi physique des Machines discoïdes en vue de l'étude des émissions vibroacoustiques

- 1. Introduction**
- 2. Origines du bruit et vibrations dans les machines électriques**
- 3. Historique des études de bruit et vibrations des machines électriques**
- 4. Problématique de la modélisation thermo-magnéto-vibro-acoustique**
- 5. Particularités des machines discoïdes à flux axial**
- 6. Modélisation magnétique**
- 7. Modélisation électrique**
- 8. Modélisation vibro-acoustique**
- 9. Modélisation thermique**
- 10. Couplage magnéto-vibro-acoustique**
- 11. Conclusion**

II.1. Introduction

La modélisation magnéto vibroacoustique des machines électriques est la représentation du système physique par un ensemble de modèles mathématiques permettant de simuler et prédire son comportement physique face à un changement d'une ou plusieurs variables d'entrées. Cette modélisation dans notre cas a comme objectif de simuler la chaîne de conversion d'énergie telle que dans la Figure II.1 afin de déterminer le comportement vibroacoustique de la machine électrique et déduire ainsi son niveau de bruit rayonné.

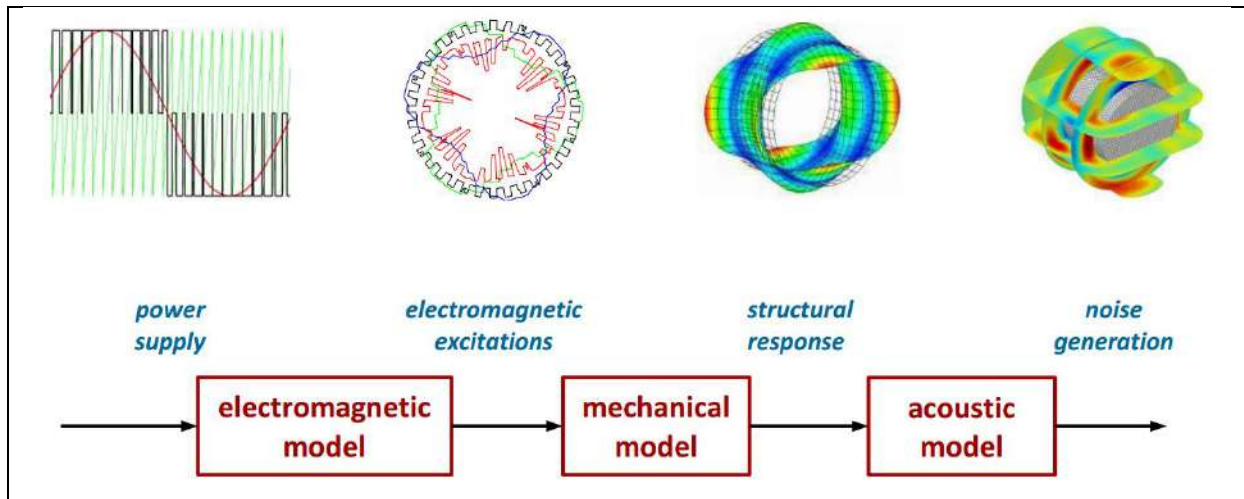


Figure II.1. Approche de modélisation de la génération de bruit [LE besnerais 2010] [Dupont 2012]

La modélisation magnéto-vibroacoustique est généralement effectuée à travers une succession d'analyses permettant de calculer les efforts électromagnétiques locaux exercés sur la structure suite à une alimentation électrique donnée, calculer ces fréquences propres, sa réponse vibratoire due aux efforts en questions et finalement la pression ou bien puissance acoustique rayonnée. On distingue principalement dans ce cadre de modélisation quatre types d'analyses qui sont l'analyse modale, l'analyse vibroacoustique sous contraintes magnétiques statiques, l'analyse vibroacoustique sous contraintes magnétiques transitoire, et l'analyse vibroacoustique harmonique sous contraintes magnétiques harmoniques.

L'analyse modale permet le calcul des fréquences de résonances de la structure étudiée, une raie de la force magnétique qui coïncide avec une fréquence propre de la machine implique un fort niveau de vibrations et de bruits.

L'analyse vibroacoustique sous contraintes magnétiques statique permet de calculer le niveau des vibrations et du bruit pour chaque harmonique de la force magnétique séparément afin d'identifier les raies harmoniques de la force magnétique responsable de la génération de forte nuisance vibratoire et sonore, cela permettra de trouver la combinaison pôles/encoches offrant à la fois les meilleurs performances électromagnétiques avec un regard sur le comportement vibroacoustique de la machine.

L'analyse vibroacoustique sous contrainte magnétique transitoire permet de calculer la réponse vibratoire et sonore de la machine pour un profil de vitesse donné.

L'analyse harmonique permet d'obtenir la réponse fréquentielle de la structure due aux efforts électromagnétiques.

De nombreux travaux sur la modélisation magnéto-vibroacoustique ont permis le développement de modèles mathématiques analytiques et ou numériques ayant une complexité variable. Des modèles simplistes rapides mais pas très précis appréciés dans les phases de pré-dimensionnement des machines électriques. Ainsi que des modèles éléments finis très complexes permettant de tenir compte de l'ensemble des phénomènes physiques impliqués avec un niveau de détails et de précision correcte (paliers, circuit de refroidissement, borniers ...). Ces études présentent aussi une multitude de couplages multi-physique possibles selon l'objectif global de la modélisation. Cependant, il reste encore de nombreux points à investiguer. Le sujet de modélisation demeure d'une grande actualité comme le montre le nombre d'articles publiés récemment à ce sujet. En effet, la prise en compte de problèmes multi-physiques diverses et variés ou avoir une approche système demande le développement d'outils adaptés. Surtout avec une demande de machines électriques avec une performance toujours croissante et une taille de plus en plus petite. Ces deux exigences poussent vers le développement de machines modernes fines avec des densités de flux plus élevées. Cela se traduit par des contraintes électriques, magnétiques, thermiques et mécaniques de plus en plus sévères, une saturation magnétique élevée et un besoin important de refroidissement. Ce sont tous des facteurs qui conduisent à des machines bruyantes [Yang 1981].

Ce chapitre s'inscrit dans le cadre des travaux traitant la problématique de modélisation et de développement d'outils numériques destinées à la conception de machines électriques. Il commence par une présentation des origines de bruit et vibrations de ces actionneurs. Suit d'une analyse bibliographique des études portant sur ce sujet. Il vient ensuite une section présentant différentes approches de modélisation mécanique et vibratoire (analytique, circuit équivalent, constantes localisées, éléments finis). Les différents types d'analyses mécaniques vibroacoustiques sont également présentées, l'intérêt de leurs utilisations pour la conception de machines électriques et aussi détaillés. Une section est réservée à la présentation des particularités des machines discoïdes à flux axiale d'un point de vue modélisation comparé aux machines conventionnelles à flux radiales. Finalement, les différents modèles développés dans le cadre de cette thèse électrique, magnétique, thermique, mécanique sont présentés ainsi que les stratégies de couplage multi-physique.

II.2. Origines du bruit et vibrations dans les machines électriques

Le bruit émis par les machines électriques provient de trois sources principales; électromagnétique, mécanique et aérodynamique. Chacune de ces sources produit des forces qui agissent sur les différentes parties de la machine et provoquent des vibrations structurelles et des émissions sonores de la machine.

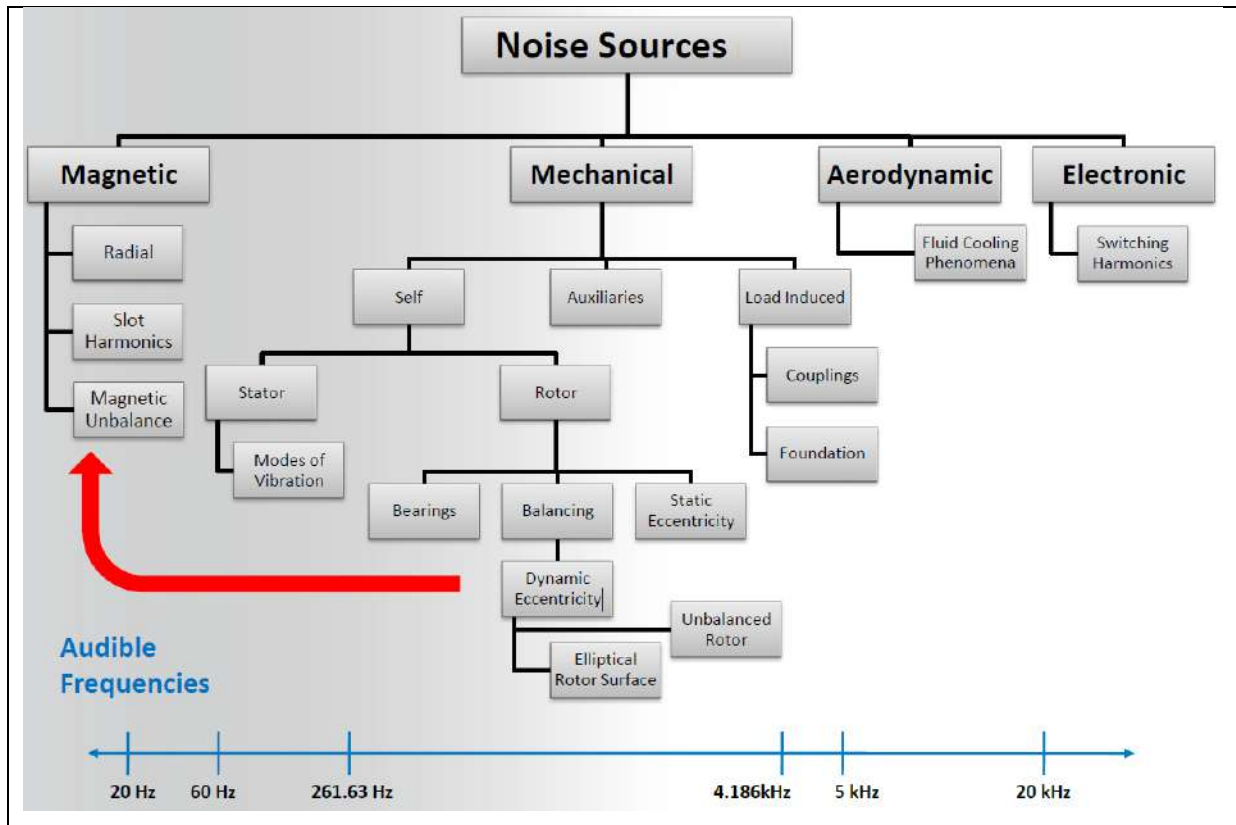


Figure II.2. Sources de bruit dans les machines électriques en fonction de la fréquence

Les bruits d'origines mécaniques proviennent principalement des paliers et ils sont inhérents à chaque machine. Ils sont principalement liés au contact et à la friction entre différentes pièces d'un assemblage. Par exemple, les sifflements des roulements à billes et des transmissions de puissance, excepté celles à palier magnétique. Les sources mécaniques de bruit et de vibration sont considérées comme négligeables pour les moteurs électriques.

Les bruits d'origines aérauliques sont associés à l'écoulement de l'air ventilé à travers ou par-dessus le moteur car les pièces en mouvement créent de la turbulence. Ils sont liés à la turbulence du flux d'air dans la cavité de la machine, comme dans le cas d'un refroidissement par ventilation. En règle générale, le bruit d'origine aérodynamique n'est important qu'à grande vitesse.

Les bruits d'origines magnétiques sont produits par l'aimantation des tôles ferromagnétiques. Cette aimantation est due à la présence de sources d'excitation et de courants d'alimentations. Elle produit des forces magnétiques entre le stator et le rotor qui font principalement vibrer la culasse de la machine. Ces vibrations sont alors transmises à l'air ambiant par la carcasse. Ces efforts magnétiques dépendent simultanément de plusieurs paramètres, tels que les topologies des pôles et du moteur lui-même [Pellerey 2011], et sont considérés comme les principales sources de bruit et de vibrations aux basses fréquences (jusqu'à 10 kHz) [Dupont 2014]. Ces bruits dominent donc à basse vitesse et à vitesse moyenne. Le choix d'une mauvaise combinaison pôles/encoches peut être responsable d'une mauvaise répartition des efforts et d'un balourd magnétique et donc d'un grand niveau de nuisance

sonore tel que illustrée dans la Figure II.3 (a) dû à une asymétrie du bobinage. La Figure II.3 (b) montre le cas d'un bobinage symétrique avec des efforts qui se compensent.

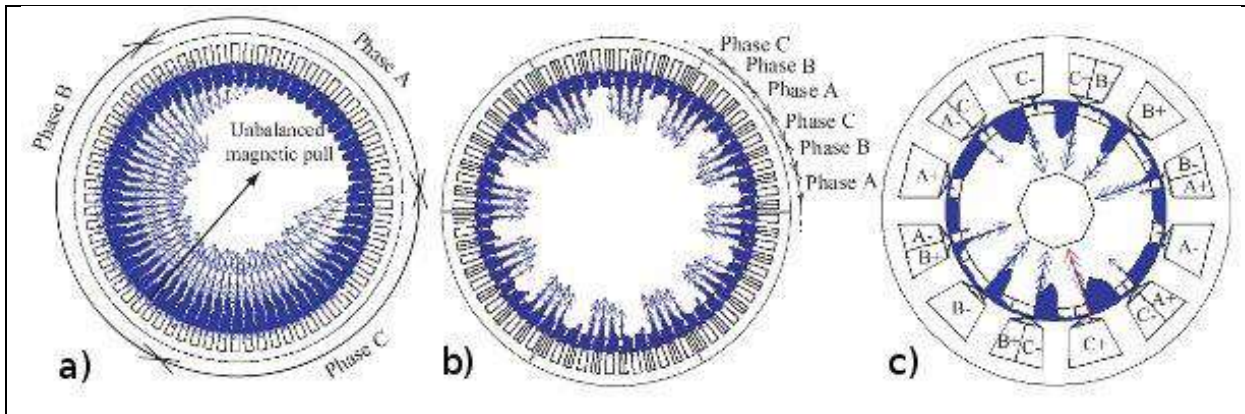


Figure II.3. Distribution spatiale de la force magnétique avec a) 68 pôles / 69 encoches ; b) 60 pôles / 72 encoches ; c) 10 pôles / 12 encoches [Meier 2008]

Il y a principalement trois sources de bruit électromagnétique dans les machines électriques : les forces de Maxwell, les forces de Laplace et les forces magnétostrictives. Les efforts de Laplace qui agissent sur les conducteurs bobinés parcourus par des courants situés dans les encoches du stator. Ces efforts sont le plus souvent négligés. Etant donné dans un premier temps leur confinement dans les encoches avec des coefficients de remplissages inférieur à 1 laissant place à des évidements empêchant la propagation de vibrations. Dans un second temps la densité du flux statorique qui est trop basse pour produire des vibrations significatives à transmettre à la culasse du stator. Les efforts de magnétostriction qui provoquent une déformation directe du circuit magnétique statorique. Ces efforts sont également souvent négligés par rapport aux efforts de Maxwell tel que démontré dans de multiples études (Figure II.4).

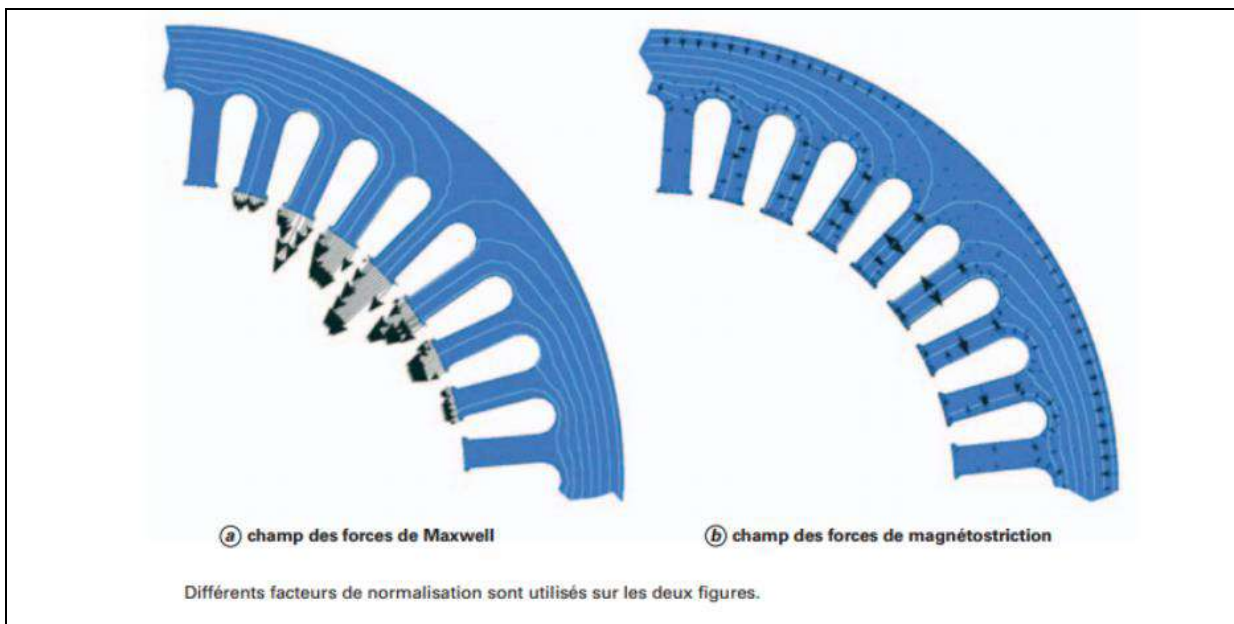


Figure II.4. Illustration des forces Maxwell et de magnétostriction [LE besnerais 2008 (a)]

Les efforts de Maxwell agissant dans l'entrefer de la machine responsable de la création du couple. Ils sont principalement appliqués sur les dents du stator avec trois composantes radiale, tangentielle et axiale. Les efforts radiaux provoquent des vibrations transmises des dents du stator à la carcasse de la machine provoquent une propagation radiale de bruit, considérée comme la principale source de bruit sonore indésirable de la machine. L'effort tangentiel est absorbé par le degré de liberté du rotor à tourner et ne génère pas de vibrations. Finalement, le mouvement du stator dû à la composante tangentielle contribue très peu au bruit rayonné global comme la surface est petite par rapport à la celle de la carcasse, son contact avec le stator et le rotor est élastique contenant des évidements rendant ainsi la propagation difficile. Le bruit électromagnétique est la principale source de bruit considérée dans ces travaux de thèse.

II.3. Historique des études de bruit et vibrations des machines électriques

Les premiers travaux sur la vibroacoustique des machines électriques ne datent pas d'aujourd'hui mais d'il y'a une dizaine d'années. On peut citer entre autre, les travaux de [Jordan 1950], [Moore 1969] et [Alger 1970] sur le calcul des efforts électromagnétiques locaux et leurs influences sur le comportement vibratoire et acoustique des machines électriques. Ces travaux ont été suivit d'une vague d'études et d'investigations du comportement vibroacoustique utilisant des modèles électromagnétiques analytiques basés sur des fonctions de bobinages couplés à des modèles mécaniques vibratoire basés sur les théories des coques minces et épaisses cylindriques ainsi que la théorie de anneaux. Ces modèles sont couplés à leurs tours à des modèles acoustiques basés sur la théorie des sources monopoles sphériques ou celle des pistons cylindriques pour l'estimation du niveau de nuisance sonore rayonné par la machine [Yang 1981] [Tímár 1989] [Gieras 2005]. L'ensemble de ces études malgré la présence de mesures expérimentales n'ont pas été assez représentatives comme il été difficile de reproduire les hypothèses de calcul dans les essais. Il fallait donc attendre quelques années jusqu'à ce que les outils numériques se sont répondu tel que les codes éléments finis et aussi l'évolution des ordinateurs qui ont vu leur puissance augmentée. Ces outils ont été utilisés à partir des années 1980, il ressort entre autres les études de [Belmans 1991] [Belmans 1991] qui traite principalement la formulation théorique et FE pour le calcul des efforts corrélés à une analyse modale. Les travaux de [Gieras 2005] sur l'analyse vibratoire d'un moteur à induction. Il utilise une méthode modale et étudie également des effets de denture du stator, des enroulements, de la carcasse, des encoches et des flasques pour en déduire le comportement global. Le travail de M.A Nasser sur la conception par prédiction du comportement vibroacoustique des machines électriques, il utilise pour son étude une analyse modale éléments finis. [Benbouzid 1993, Belmans 1991] présente une approche découplée afin de déterminer la réponse de la machine électrique en calculant d'un côté le contenu harmonique de la pression magnétique et de l'autre les fréquences propres de la structure via deux modèles éléments finis 2D. Cette approche de modélisation est peu coûteuse en temps de calcul mais imprécise et présente des difficultés de couplage pour une conception par optimisation. De nombreux auteurs [Le Besnerais 2009_a, Le Besnerais 2009_b ,Hammouda

2005, Vivier 2004, Kobavashi 1997, Le Bernerais 2007, LE besnerais 2010, Le Bernerais 2009_c, Le Bernerais 2009_d, Brudnv 1997, Lecointe 2004 Le Besnerais 2009_b Le Besnerais 2009_b Le Besnerais 2009_b Le Besnerais 2009_b] ont investigué de nouveau les modèles analytiques afin de résoudre la problématique du temps de calcul. Pour cela ils ont proposé des améliorations permettant de prendre en considérations les bobines, têtes de bobines et carcasse par l'ajout de masses et raideurs effectives ainsi que coefficient de calibrations issus de mesures expérimentales [Fakam 2014].

Une autre catégorie de travaux a été dédiée à l'étude et l'investigation de comportement vibroacoustique des machines électriques pour une meilleure compréhension des phénomènes physiques et la déduction de règles de conception. Une partie des études ont été donc menées [Le Besnerais 2009_a] [Sun 2011] [Bracikowski 2012] [Huo 2013] [Zhu 2010] afin d'examiner l'influence de ces combinaisons pôles/encoches sur la distribution des efforts électromagnétiques locaux et par la suite sur le comportement mécanique de la structure. Une comparaison géométrique des forces magnétomotrices et de pression magnétique a été réalisée dans [LE besnerais 2008 (a)] (Figure II.5). Les contributions de chacun des trois pôles du rotor et du stator peuvent être clairement observées sur la perméance.

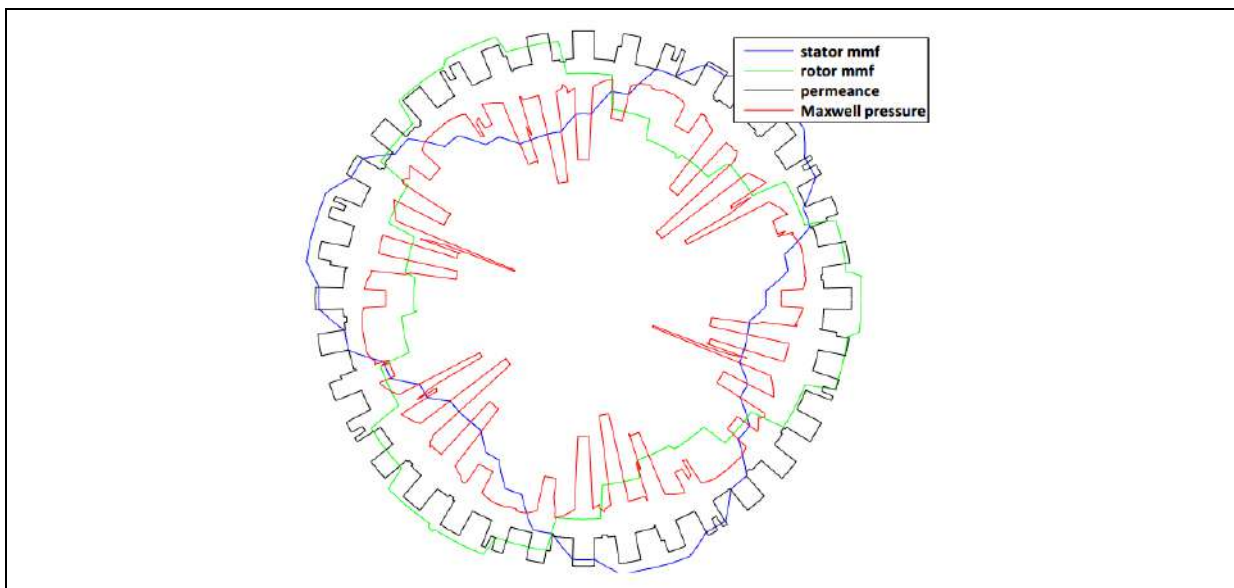


Figure II.5. Représentation des forces magnétomotrices et de la pression de Maxwell à un moment donné [LE besnerais 2008 (a)]

L'autre partie traiter la problématique de réduction de bruit et vibrations d'origine électromagnétique. Il existe principalement deux approches, une réduction passive agissant sur les paramètres géométrique de la machine et une réduction active agissant essentiellement sur la stratégie de modulation afin d'optimiser le contenu harmonique des courants d'alimentation [Brudny 1991], [Hubert 2000], [Corton 2000], [Gabsi 1999] (Figure II.6).

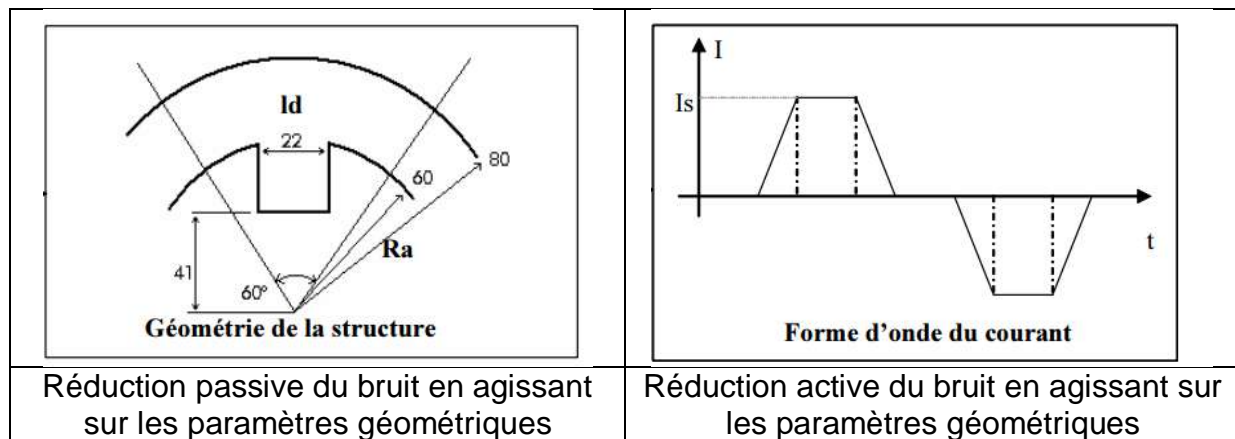


Figure II.6. Présentation des approches de réduction de bruit active et passive

Limitation des harmoniques spatiaux :

- Agir sur la forme des pôles rotoriques
- Modification du bobinage (bobinage à pas raccourci)
- Vrillage des encoches ou des pôles rotoriques
- Agir sur la longueur du stator
- Agir sur la largeur des dents

Décalage des harmoniques temporels :

- Choix judicieux de la fréquence de commutation
- Choisir les harmoniques de la MLI de façon à ce qu'ils entrent en interférence destructive avec les harmoniques des efforts magnétiques (-15dB)
- Utiliser une fréquence de commutation aléatoire afin d'étaler les harmoniques de la pression magnétique
- Choisir judicieusement le signal modulant afin d'éviter les fréquences propres de la structure

Limitation des harmoniques temporels :

- Compensation des temps morts des courants soit par l'ajout d'un offset ou par l'introduction d'un retard sur la régulation des courants
- Injection d'harmoniques de courant prédéterminés afin de réduire certaines raies harmoniques magnétiques
- Agir sur la régulation
- Empêcher les vibrations du stator avec des actionneurs piézoélectriques

Le Tableau II.1 présente une liste non exhaustive des travaux portant sur la modélisation vibroacoustique des machines électriques, ces travaux sont classés sur trois catégories. Le premier regroupe les travaux sur la modélisation magnéto-vibroacoustique analytique, le deuxième réunit les méthodes de réduction de bruit et vibrations et le troisième un ensemble d'études d'investigation et de prédiction du niveau de nuisance sonore de quelques topologies de machines électriques.

Tableau II.1 Liste non exhaustive des références portant sur la vibroacoustique des machines électriques

Nature de l'étude	Auteurs
Modélisation analytique	[Ellison 1971], [Verma 1981], [Singal 1989], [Zhu 1993], [Mottier 1996], [Yongxiao 1997], [Finley 1999], [Hubert 2002], [Huang 2004], [Mueller 2005], [Gieras 2006], [Schlensok 2008], [LE besnerais 2008 (a)], [Zhu 2010], [Islam 2010], [Bujacz 2011], [Quanfeng 2010], [Verez 2013], [Boisson 2014], [Wang 2014], [Chauvicourt 2017], [Shengnan 2017], [McCloskey 2018]
Réduction de bruit en agissant sur le design	[Hwang 2000], [Jung 2010], [Brudny 2011], [He 2011], [Hur 2011], [Bîrte 2012], [Lakshmikanth 2012], [Traxler-Samek 2012]
Réduction de bruit en agissant sur les combinaisons Pôles/encoches	[Gieras 2005], [Le Besnerais 2009_a], [Lee 2009], [Kim 2012], [Valavi 2012], [Hirotosuka 2013]
Réduction de bruit en agissant sur les efforts magnétiques	[Balan 1997], [Penin 2012], [Boisson 2012], [Krotsch 2012], [Yim 2012], [Islam 2012], [Tokita 2014], [Bruzzeese 2014], [Hirotosuka 2015], [Devillers 2017]
Réduction de bruit en agissant sur la commande	[Romary 1994], [Cassoret 2009], [Belkhatat 1997], [LE besnerais 2008 (a)], [Zhihuan 2010], [Lu 2013], [Chen 2015], [Geoffriault 2015]
Méthodes de prédiction de bruit et vibration	[Erdelyi 1955], [Garvey 1997], [Taegen 2001], [Tang 2003], [Tang 2005], [Gieras 2007], [Le Besnerais 2009_a], [Shin 2012], [Lin 2014], [Park 2014], [Le Besnerais 2016], [Parrang 2016]
Etude du comportement vibroacoustique	[Javadi 1995], [Cai 1999] [Picod 1999], [Mohammed 2002], [Srinivas 2005], [Zhangjun 2005], [Carmeli 2006], [Yu 2008], [Rainer 2008], [Chen 2008], [Song 2008], [Han 2009], [Scouarnec 2010], [Weilharter 2012], [Torregrossa 2012], [Li 2013], [Fu 2014], [Tiirats 2014], [Shin 2014], [Bedkowski 2014], [Liu 2014], [Birte 2015], [Hass 2016]

II.4. Problématique de la modélisation thermo-magnéto-vibroacoustique

La complexité d'une véritable machine électrique fait qu'il est très fastidieux de la modéliser avec la MEF jusqu'aux moindres détails. Habituellement, les éléments qui ont des

formes géométriques complexes sont approchés avec des formes simples telles que des cylindres, des poutres, etc. Malheureusement, les matériaux ne peuvent jamais être parfaitement pris en compte et le couplage mécanique entre paliers boucliers et le cadre est difficile.

Afin de développer le modèle proposé, certaines hypothèses ont été formulées. Tout d'abord, seul le bruit d'origine électromagnétique est considéré. En outre, le bruit généré par le rotor n'est pas pris en compte du fait de son confinement par celui du stator. Les contraintes mécaniques sont principalement localisées sur les surfaces du stator du côté de l'entrefer. Enfin, il n'y a pas d'excentricité du rotor et aucun déséquilibre du rotor.

Toute la difficulté d'une étude du comportement vibratoire vient quant à la prise en considération des différents phénomènes physiques impliqués (Figure II.7). Tels que l'influence du feuillage des noyaux statorique et rotorique, les bobines et têtes de bobines et la carcasse sur le comportement vibratoire de la machine électrique. Ces points seront détaillés ci-dessous.

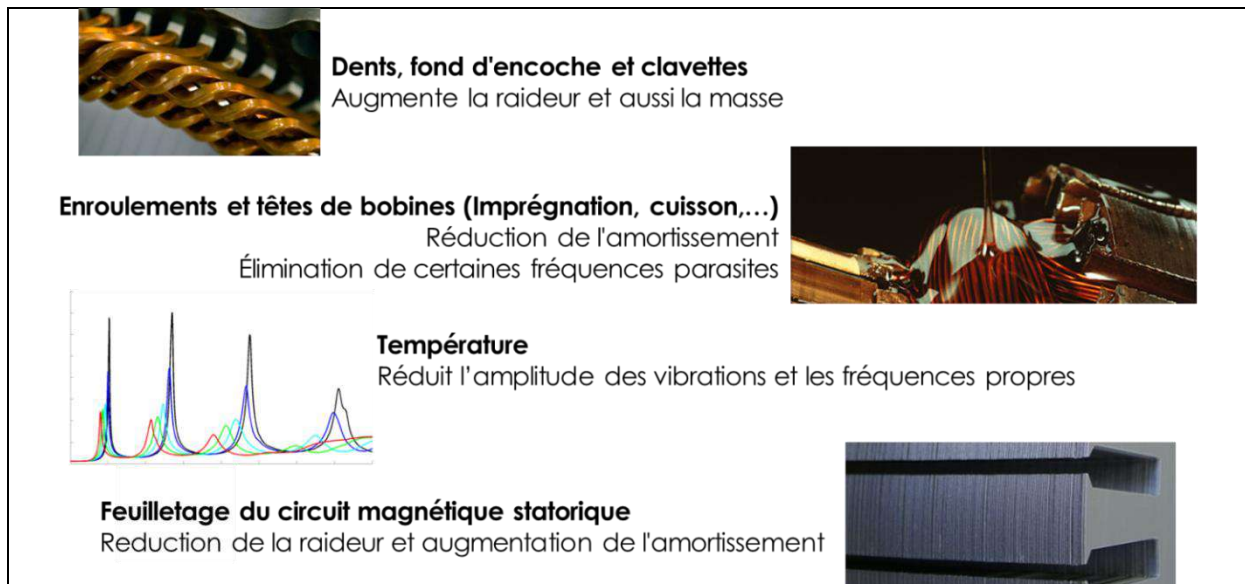


Figure II.7. Complexité de la modélisation mécanique d'une machine électrique

-Influence du rotor : l'analyse vibroacoustique s'effectue uniquement sur le stator. En effet, bien que l'entrefer soit en contact avec le rotor, par le biais de sa forme il est moins soumis aux ondes des forces magnétiques. La surface de rayonnement du son du rotor est plus petite que celle du stator. Le rotor peut dans la plupart des cas, ne pas être considéré comme source de bruits d'origine magnétique [Wang 2002]. Des mesures ont montrées que la contribution du rotor n'est quantifiable que pour des fréquences inférieures à 500 Hz [Wang 1999].

- Influence de la température : le comportement vibroacoustique est influencé par la température du stator. Cette influence est difficile à modéliser et à quantifier comme elle a un impact direct sur les propriétés mécaniques des isolants et des conducteurs ainsi que les autres matériaux. Généralement, pour les métaux, le module d'élasticité de Young diminue avec la

température alors que le coefficient de Poisson augmente [Ting 2005]. Dans notre cas, l'influence de la température est négligée. Les calculs EF sont réalisés à température ambiante et constante [Verez 2014].

- **Influence du bobinage** : la prise en compte de l'isolant et des conducteurs s'effectue par la modification du module d'élasticité de Young associé à cette partie qui est considérée isotrope. Mis à part la combinaison isolant / conducteur et le processus de bobinage (Figure II.8), les traitements des bobines comme l'imprégnation et la cuisson réduisent l'amortissement du stator. Il en résulte une diminution des amplitudes des vibrations, ainsi les fréquences de résonances deviennent plus élevées [Verez 2015]. C'est un inconvénient du point de vue des émissions sonores mais un avantage du fait que l'imprégnation élimine certaines fréquences propres parasites [Singal 1992]. Une seconde approche a été présentée par [Millithaler 2015] en modélisant les bobines par un matériau orthotrope et les têtes de bobines ainsi que la résine par des matériaux isotropes (Figure II.9). Le tableau dans la Figure II.9 donne les propriétés des différentes parties après corrections par rapport aux résultats expérimentaux.



Figure II.8. Processus de bobinage dentaire

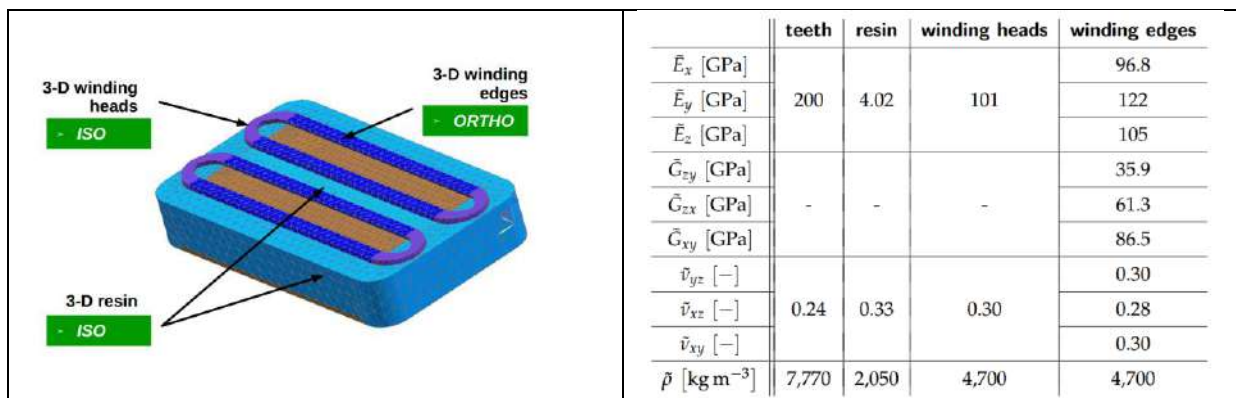


Figure II.9. Approche de modélisation d'un bobinage dentaire [Millithaler 2015]

-**Influence de la carcasse** : sachant que la carcasse compte pour environ 10% de la masse totale du stator et sa longueur est 1.6 fois plus longue que ce dernier, elle ne peut être négligée. De plus, il est rapporté dans [Verez 2014] que plus la carcasse est longue par rapport au stator plus les fréquences de résonances de la structure complète diminuent.

-Influence du feuilletage : le feuilletage utilisé dans le but de réduire les courants de Foucault coupe la connexion élastique entre chaque tôle et rend impossible le transfert des forces élastiques entre elles [Wang 1997]. Le comportement vibratoire de la culasse est donc particulièrement influencé par les paramètres élastiques du paquet de tôles laminées [Garvey 2004]. De plus, quand plusieurs tôles sont pressées par serrage pour former un seul cylindre laminé, les conditions aux limites de chaque tôle ne correspondent plus à celles d'une seule tôle isolée simplement supportée à ses extrémités [Wang 1997]. Le feuilletage de la culasse réduit sa résistance. Le paquet de tôles feuilletées est donc moins raide et plus flexible [Garvey 1989]. Les amplitudes des vibrations d'un stator feuilleté sont donc plus amorties [Verma 1994]. Afin de prendre en compte l'influence de la lamination, un acier orthotrope est envisagé pour représenter le feuilletage de la culasse statorique dans notre cas [Wang 1999]. Dans [Millithaler 2015] une modélisation éléments finis du feuilletage (tôle + epoxy) (Figure II.10) a été effectuée et comparé avec un block massif ayant des propriétés équivalentes. L'approche a montré la pertinence de la méthode tel que illustrée dans la Figure II.11 avec (a) représentant le feuilletage et (b) le block massif.

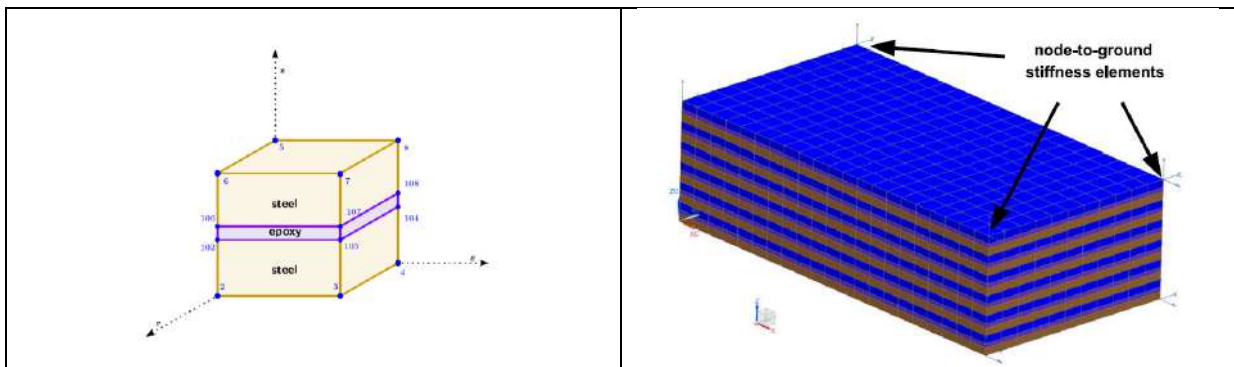


Figure II.10. Modélisation éléments finis du feuilletage du circuit magnétique

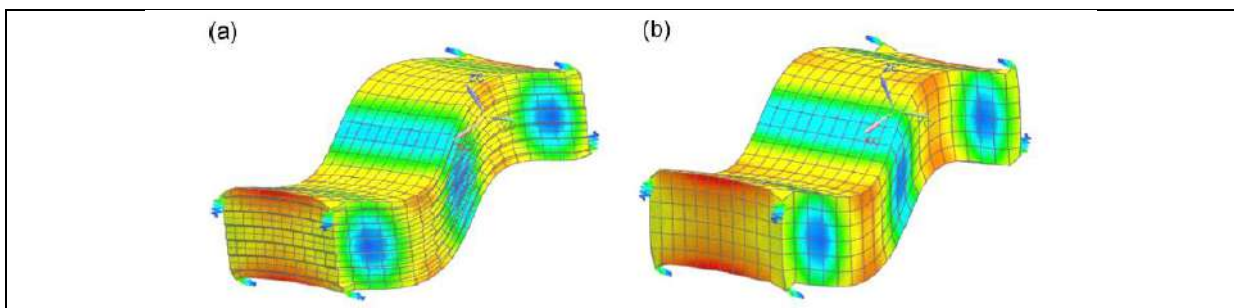


Figure II.11. Comparaison des déformations pour une modélisation EF par feuilletage et par matériau massif équivalent

-Prise en compte des contacts après assemblage : le contact bobinage-circuit magnétique dépend fortement du procédé de fabrication et du fait qu'il présente des propriétés hétérogènes en raison de sa composition. Les connaissances existantes sur les conditions de contact sont limitées et / ou inconnues. Ainsi, afin d'être aussi proche que possible du comportement vibratoire réel de la machine étudiée, certains ajustements proposés dans la littérature [Millithaler 2015] doivent être effectués, tels que la séparation du maillage entre les faces des deux régions bobinage-noyau magnétique ou bien agir directement sur la raideur via

des coefficients de contact. Le contact carcasse-circuit magnétique peut être pris en compte en associant au niveau de l'interface les deux maillages par une fusion des nœuds de contact, représentant ainsi une cohésion parfaite entre les deux pièces. Cependant, certains procédés de fabrication ne garantissent pas une cohésion homogène sur toute la surface de contact. Par conséquent, cette problématique d'estimation des coefficients de contacts doit être étudiée en fonction de la machine (Tableau II.2).

Tableau II.2 Coefficients de contact au niveau de la surface normale

Coefficient de contact	Valeur
Contact entre la carcasse et le circuit magnétique statorique	0.9
Contact entre les bobines & têtes de bobines et le circuit magnétique statorique	0.01
Contact interieur et exterieur entre le carcasse et les flasques	0.01

- **Simplification de la géométrie** : L'analyse détaillée des vibrations d'une machine en tenant compte des particularités géométriques telles que les chanfreins et les courbures nécessite un maillage très dense. Ceci engendre un en temps de calcul conséquent. Afin de simplifier l'étude, la carcasse est souvent prise en compte en tant qu'un cylindre creux, les têtes de bobines en tant qu'anneaux collés aux bobines, enfin les flasques sont modélisés comme des disques creux.

- **Influence de fixation de la machine dans son environnement** : Généralement, le support du moteur électrique est considéré comme suffisamment rigide. Par souci de simplification, la fixation est souvent remplacée par des conditions aux limites au niveau de la carcasse avec $U(x, y, z) = 0$.

II.8.1.1. Modélisation analytique

Les modèles analytiques vibroacoustiques nécessitent la formulation d'hypothèses simplificatrices afin de rendre les équations physiques pratiques et facile à résoudre. En conséquence, ces modèles ne permettent pas de prendre en compte l'ensemble des éléments constituant la machine électrique (rotor, bobine et tête de bobines, orthotropie des matériaux, ...). Cependant, il est possible de prendre en compte la fixation des extrémités par des conditions aux limites sans considération de leurs masses et rigidités respectives.

On distingue principalement quatre types de modèles analytiques :

- **Des modèles basés sur la théorie des anneaux**. Ces modèles sont utilisés pour la modélisation des machines dont le rapport longueur sur rayon moyen est proche de l'unité. Aujourd'hui, ces modèles ont évolués et peuvent prendre en compte les enroulements, les dents et la carcasse en ajoutant des raideurs et des masses équivalentes.

- **Des modèles basés sur la théorie des coques minces cylindriques finies et infinies**. Ces modèles sont largement utilisés pour la modélisation des machines dont l'épaisseur de la culasse statorique est trop faible devant le rayon moyen de la machine. Ces derniers offrent la possibilité de prendre en compte les enroulements, les dents, la carcasse, et la fixation en utilisant un couplage entre différentes coques tel qu'illustré dans la Figure II.12.

Aujourd'hui ces modèles sont les plus pertinents comme ils permettent de tenir compte des effets 3D ainsi que l'orthotropie des matériaux tel que présenté dans [McCloskey 2018].

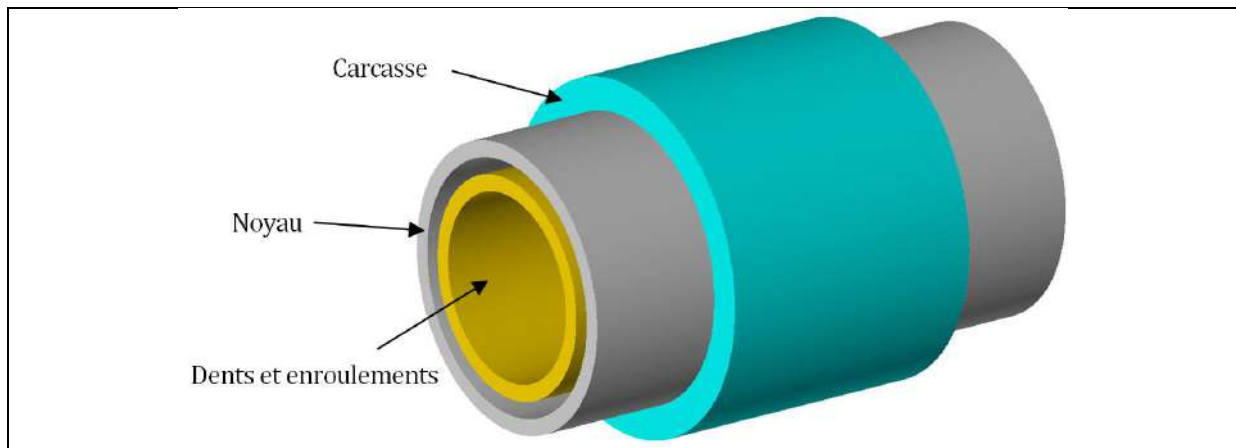


Figure II.12. Machine décomposée en trois coques minces cylindriques [Verez 2014]

- **Des modèles basés sur la théorie des coques épaisses cylindriques** permettant la modélisation des machines électriques avec un rapport épaisseur statorique sur rayon moyen allant jusqu'à presque 1. Ces modèles peuvent être couplés avec ceux à base de coques minces dans le but d'améliorer leur précision et de s'approcher au maximum du comportement vibroacoustique de la machine complète.

- **Des modèles basés sur la méthode énergétique dite de Rayleigh-Ritz.** Cette approche est applicable par sa nature à une large gamme de machines électriques avec une variation des paramètres géométriques considérables tels qu'illustré dans les travaux de [Boisson 2014]. Le rapport longueur statorique sur rayon moyen peut aller jusqu'à trois et le rapport épaisseur statorique sur rayon moyen peut être proche de l'unité. Ces modèles sont ainsi adaptés pour les études d'optimisations magnéto-vibroacoustique.

Les différentes utilisations des modèles analytiques pour le calcul du comportement vibroacoustique sont présentées dans la Figure II.13.

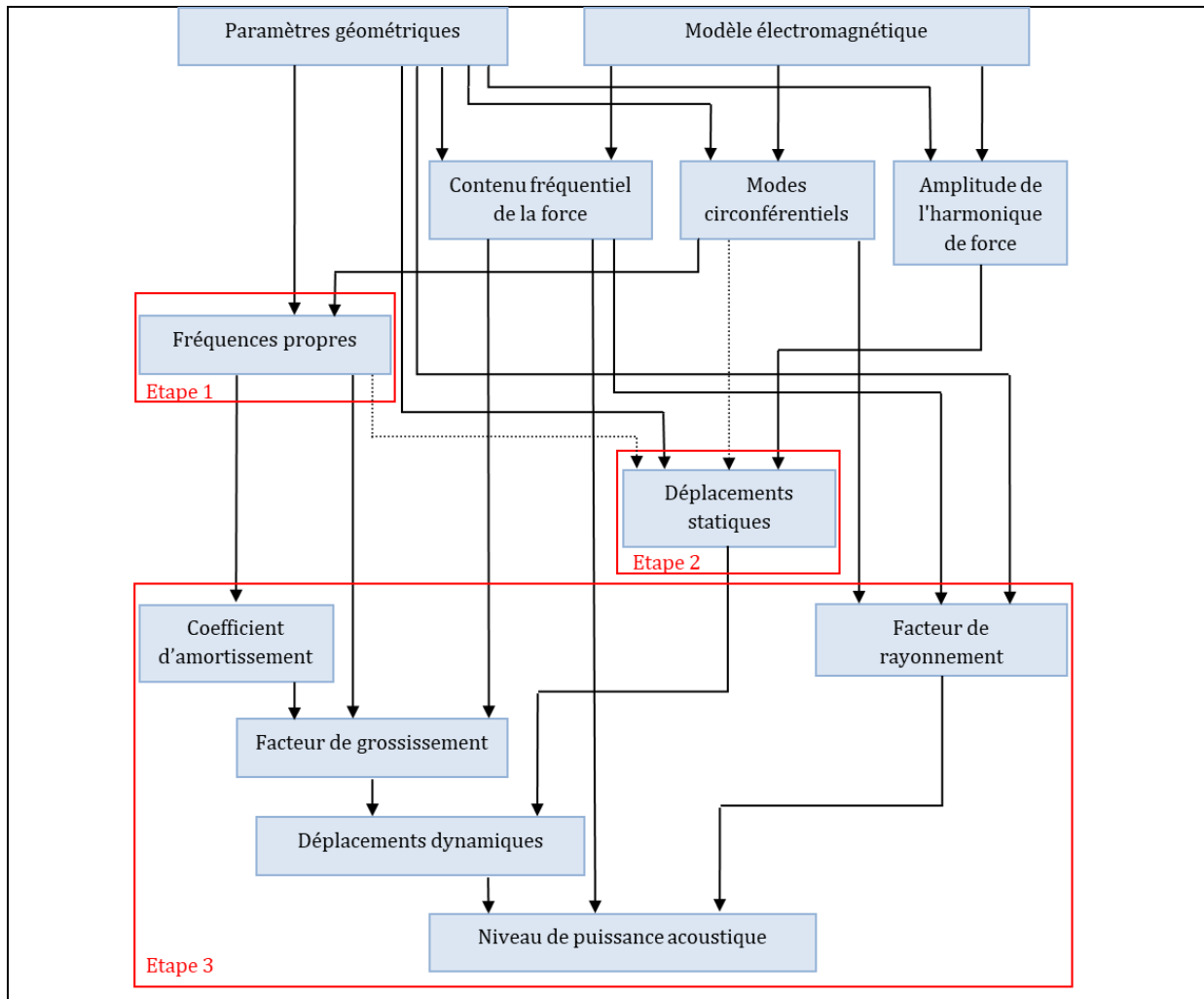
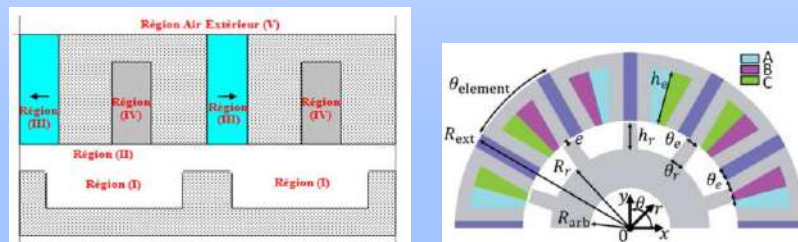


Figure II.13. Etapes de modélisation vibroacoustiques [Verez 2014]

L'approche la plus utilisée dans la littérature avec une mise en équations récapitulative est présentée dans la Figure II.14.

Modèle électromagnétique analytique linéaire ou cylindrique



Forces locales (TM ; ASC-TV ; MCM ; MCE)

$$\vec{F}_{TM} = \iint_{S_{ext}} \left[B_n H_t \vec{t} + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\mu_0} B_n^2 - \mu_0 H_t^2 \right) \vec{n} \right] dS$$

$$\vec{F}_{MCM} = \iint_S \left[\left(1 - \frac{1}{\mu_r} \right) B_n H_t \vec{t} + \frac{1}{2\mu_0} \left(1 - \frac{1}{\mu_r^2} \right) B_n^2 \vec{n} \right] dS$$

$$\vec{F}_{MCE} = \iint_S \left[(1 - \mu_r) B_n H_t \vec{t} + \frac{\mu_0}{2} (\mu_r^2 - 1) H_t^2 \vec{n} \right] dS$$

Pression électromagnétique

Répartition fréquentielle

Amplitude des harmoniques de la pression électromagnétique

Fréquences propres (fm)

Déplacements statiques

$$U_m^{stat} = \frac{F_m}{K_m}$$

Facteur de grossissement (hm)

Déplacements dynamiques

$$U_m^{dyn} = hm \ U_m^{stat}$$

Nombre d'ondes acoustiques Facteur de rayonnement (σ_{mn})

Puissance acoustique

$$W_{mn} = \rho_0 C_0 \sigma_{mn} \omega^2 (U_m^{dyn})^2 S_e$$

Niveau de puissance acoustique

$$L_W = 10 \log_{10} \left(\frac{W}{W_0} \right)$$

Figure II.14. Procédure du calcul analytique de niveau de bruit acoustique rayonné par une machine

Une présentation non explicite des équations utilisées dans les différents types de modèles évoqués précédemment est exposée dans la prochaine partie. Le calcul des fréquences propres suivi du calcul des déplacements statiques et dynamiques et finalement le niveau de la pression acoustique est illustré. Les détails sur le développement de ces fonctions sont présentés dans les travaux de [Verez 2014].

○ **Fréquences propres :**

- ❖ Par la théorie des anneaux, formulation de [Hoppe 1871] modifiée par [Jordan 1950] et [Yang 1981]

$f_0 = \frac{1}{2\pi R_{m, \text{noy}}} \sqrt{\frac{E_c}{\rho_c k_{\text{foi}} k_{\text{add, rec}}}}$	(II.1)
---	--------

$f_{m=1} = f_0 \sqrt{\frac{2}{1 + \kappa^2 \frac{k_{\text{add, rot}}}{k_{\text{add, rec}}}}}$	(II.2)
---	--------

$f_{m \geq 2} = f_0 \kappa \frac{m(m^2 - 1)}{\sqrt{m^2 + 1}} k_{\text{carcasse}} \left(1 + \frac{\kappa^2 (m^2 - 1) \left(m^2 \left(4 + \frac{k_{\text{add, rot}}}{k_{\text{add, rec}}} \right) + 3 \right)}{m^2 + 1} \right)^{-\frac{1}{2}}$	(II.3)
--	--------

⇒ Faible précision, pas de prise en compte de la carcasse, paliers, dents, et enroulements.

- ❖ Par approche énergétique, utilisation du principe de Hamilton et le quotient de Rayleigh reliant l'énergie potentielle à l'énergie cinétique d'un système conservatif. Permettant ainsi, de déterminer les fréquences propres d'un anneau [Boisson 2014]

$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\pi L h_{\text{noy}} E_c}{R_{m, \text{noy}} (\pi L h_{\text{noy}} R_{m, \text{noy}} \rho_c + W_0)}}$	(II.4)
--	--------

$W = \sum_{i=0}^{N_{\text{enc}}-1} \frac{1}{2} \left(\frac{M_{\text{enroulements}} + M_{\text{dents}}}{N_{\text{enc}}} \right) \cos^2 \left(\frac{m\pi}{N} (2i + 1) \right)$	(II.5)
--	--------

$f_{m \geq 2} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\frac{5}{6} G_c \pi (\alpha_m + m - \beta_m R_{m, \text{noy}})^2 L h_{\text{noy}} + E_c \pi [\beta_m^2 I n^2 + (1 + m \alpha_m)^2 L h_{\text{noy}}]}{R_{m, \text{noy}} [(1 + \alpha_m^2) \pi R_{m, \text{noy}} \rho_c L h_{\text{noy}} + W_m]}}$	(II.6)
---	--------

❖ Machine assimilée à un anneau épais avec effets des dents, des enroulements et le rotor. Les équations de Frohne datant de 1959, sont présentées dans [Tímár 1989]. Elles prennent en comptes l'effet de l'arbre sur le mode circonférentiel d'ordre 1

$f_0 = \frac{837.5}{R_{m, \text{noy}} \sqrt{k_{\text{add, rec}}}}$	(II.7)
--	--------

$f_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{3 E_c D_{\text{arbre}}^4}{8 \times 10^3 (L_{\text{rotor}} (4 R_{\text{ext, rotor}}^2 - D_{\text{arbre}}^2) + L_{\text{roul}} D_{\text{arbre}}^2) h_{\text{dent}}^3}}$	(II.8)
---	--------

$f_{m \geq 2} = f_0 \sqrt{\frac{B}{2A} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4AC}{B^2}} \right)}$	(II.9)
--	--------

❖ Machine décomposée en coques minces cylindriques. Ces formules s'expriment grossièrement selon le rapport entre une raideur équivalente et la masse du noyau $f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_{\text{noyau}}}{M_{\text{noyau}}}}$ + termes correctifs.

$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_{\text{noyau}} + K_{\text{carcasse}}}{M_{\text{noyau}} + M_{\text{carcasse}}}} \quad [\text{Hwang 2000}]$	(II.10)
---	---------

$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_{\text{noyau}} + K_{\text{carcasse}} + K_{\text{dents et enroulements}}}{M_{\text{noyau}} + M_{\text{carcasse}} + M_{\text{dents et enroulements}}}} \quad [\text{Gieras 2006}]$	(II.11)
--	---------

○ **Déplacements statiques :**

❖ À partir des fréquences propres

$U_m^{\text{stat}} = \frac{F_m}{K_m} \text{ avec } F_m = P_m S_{\text{int}} \text{ et } K_m = (2\pi f_m)^2 M$	(II.12)
---	---------

○ **Déplacements dynamiques :**

$U_m^{\text{dyn}} = hm U_m^{\text{stat}}$	(II.13)
---	---------

Avec hm facteur de grossissement : $hm = \left\{ \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_m} \right)^2 \right]^2 + \left[2 C \left(\frac{\omega}{\omega_m} \right)^2 \right]^2 \right\}^{-\frac{1}{2}}$

○ **Rayonnement acoustique**

❖ **Cylindre de longueur infinie [Tímár 1989]**

$\sigma_m = (kR)^2 \frac{Y_m(kR)J_{m+1}(kR) - J_m(kR)Y_{m+1}(kR)}{[mJ_m(kR) - (kR)J_{m+1}(kR)]^2 + [mY_m(kR) - (kR)Y_{m+1}(kR)]^2}$	(II.14)
---	---------

❖ **Cylindre de longueur finie [Lesueur 1988]**

$\sigma_{mn} = \frac{8\rho_0 c_0 n^2 \pi}{(kL)^3} \int_{-1}^1 \frac{J_m(k_r R) Y'_m(k_r R) - Y_m(k_r R) J'_m(k_r R)}{J_m'^2(k_r R) + Y_m'^2(k_r R)} \frac{I_n(x)}{\left[x^2 - \left(\frac{n\pi}{kL} \right)^2 \right]^2} dx$	(II.15)
--	---------

❖ **Sphère $L \approx 2R$ [Tímár 1989]**

$\sigma_m = \text{Re} \left\{ ikR \frac{\sum_{v=0}^m \frac{m!(m+v)!}{v!(m-v)!} (2ikR)^{m-v}}{\sum_{v=0}^m \frac{m!(m+v)!}{v!(m-v)!} (2ikR)^{m-v} (1+ikR+v)} \right\}$	(II.16)
---	---------

○ **Puissance Acoustique**

$W_{mn} = \rho_0 C_0 \sigma_{mn} \omega^2 \left(U_m^{\text{dyn}} \right)^2 S_e$	(II.17)
--	---------

○ **Niveau de puissance acoustique**

$L_W = 10 \log_{10} \left(\frac{W}{W_0} \right)$	(II.18)
---	---------

Pour synthétiser, les modèles analytiques vibroacoustiques sont certes plus rapides mais leur précision n'est pas toujours garantie. Dans [Verez 2016] une comparaison de différents modèles analytiques a permis d'évaluer le domaine de validité de chacun et montre qu'une combinaison de ces modèles est possible. De plus, cette combinaison permettra une meilleure précision pour la modélisation d'une large gamme des machines électriques.

Ces modèles tel que présenté précédemment ont généralement les limites suivantes :

- Direction axiale négligée (Modèles 2D applicable sur courte machines).
- Cylindre homogène (modèles 3D modes longitudinaux symétriques).
- Cisaillement et inertie rotative négligée (non applicable pour longues machines).
- La prise en compte des dents et des enroulements comme des masses et raideurs ajoutées au noyau statorique (ces paramètres restent incertains).

Afin de palier à ces limitations, certains auteurs ont proposés les approches suivantes :

- Modèles 3D basés sur la théorie des coques cylindriques avec prise en compte des propriétés orthotropes des matériaux ainsi que les efforts de cisaillement et l'inertie rotative. [McCloskey 2018]
- Combinaison des différents modèles analytiques selon leurs domaine de validité et leurs précisions respectives afin d'obtenir un seul modèle générique applicable pour une large gamme de machines. [Verez 2016]
- Modèles basés sur la méthode énergétique et l'estimation du quotient de Rayleigh en utilisant la théorie de dynamique de Timoshenko. Auxquels on ajoute des points de masses afin de prendre en compte les enroulements et les dents. Ces modèles sont applicables pour une large gamme de machines avec une précision acceptable pour une conception par optimisation. [Boisson 2014]

II.8.1.2. Modélisation circuit équivalent

Les systèmes mécaniques peuvent être représentés via une analogie avec des circuits électriques afin de simplifier la résolution des équations de Newton. Cette équivalence est obtenue quand les équations différentielles des deux domaines sont similaires pour cela les hypothèses sont formulées :

- Chaque élément à un ou plusieurs ports
- Chaque port est associé à deux variables
- La puissance est donnée par le produit des deux variables

Il existe deux analogies pour les systèmes mécaniques et électriques, l'analogie :

- force-tension ou masse-inductance ; c'est la plus répandue.
- force-courant ou masse-capacitance.

Le Tableau II.3 suivant présente la synthèse de l'équivalence mécanique électrique force-tension.

Tableau II.3 Equivalence entre la modélisation mécanique et la modélisation électrique

Oscillateur mécanique	Oscillateur électrique
F= Force	V = Tension
x = déplacement	q = Charge électrique
\dot{x} = Vitesse	$\dot{q} = i$ = Intensité
\ddot{x} = Accélération	$\ddot{q} = \frac{di}{dt}$
m = masse	L = inductance propre
b coefficient d'amortissement (frottement)	R = résistance
K = raideur	1/C = inverse de la capacité
$T = 2\pi\sqrt{\frac{m}{K}}$ = période propre	$T = 2\pi\sqrt{LC}$ = période propre
f = -b \dot{x} = Force de frottement	P = Ri ² pertes joules
Energie potentielle $E_p = \frac{1}{2} Kx^2$	Energie électrostatique $E_e = \frac{1}{2} \frac{Q^2}{C}$
Energie cinétique c	Energie magnétique $E_p = \frac{1}{2} L\dot{Q}^2$

Un exemple d'un système à un degré de liberté est présenté dans la Figure II.15.

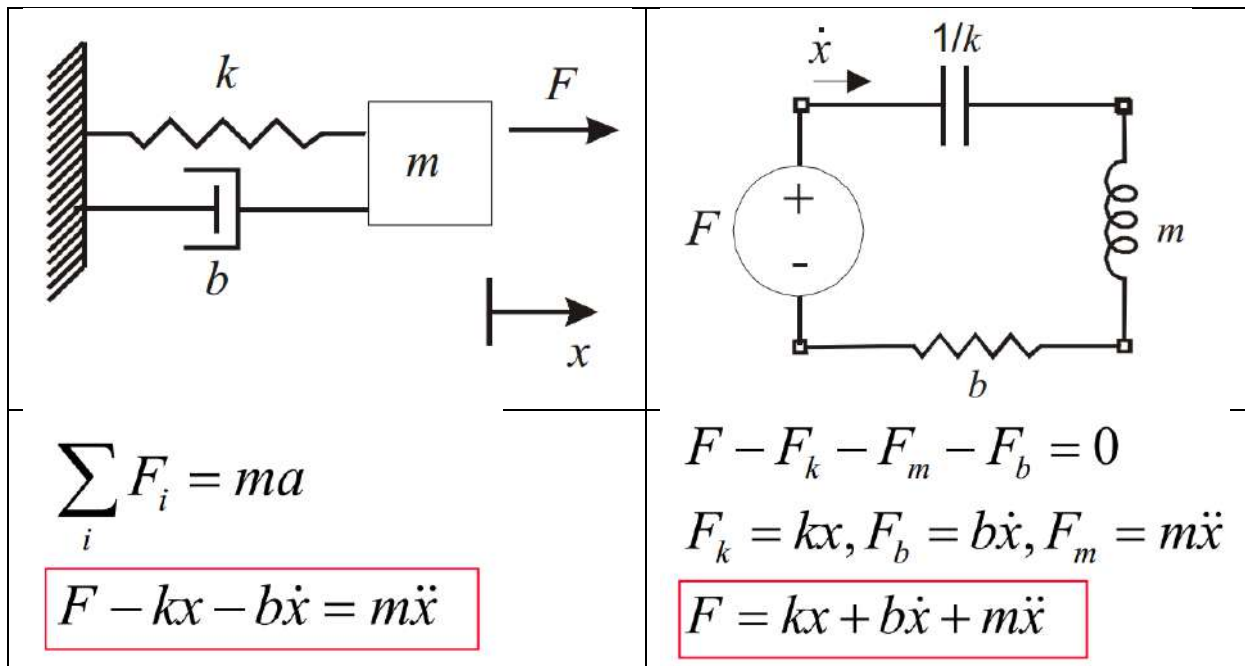


Figure II.15. Présentation de l'équivalence entre le circuit mécanique et le circuit électrique

Cette approche de modélisation basée sur l'analogie entre les domaines mécanique et électrique a été utilisée pour la modélisation vibratoire d'une machine électrique dans [Lecoite 2004]. Dans ce travail, le stator est divisé en plusieurs niveaux, chacun d'eux contenant N cellules (Ncells) (Figure II.16). Chaque cellule est caractérisée par sa masse. La déformation de la structure est représentée par le déplacement relatif d'une cellule par rapport aux autres cellules. Les liaisons rigides entre cellules sont prises en compte avec des ressorts

(condensateur). Une résistance représentant l'amortissement permet de prendre en compte l'énergie perdue lors du mouvement par frottement visqueux.

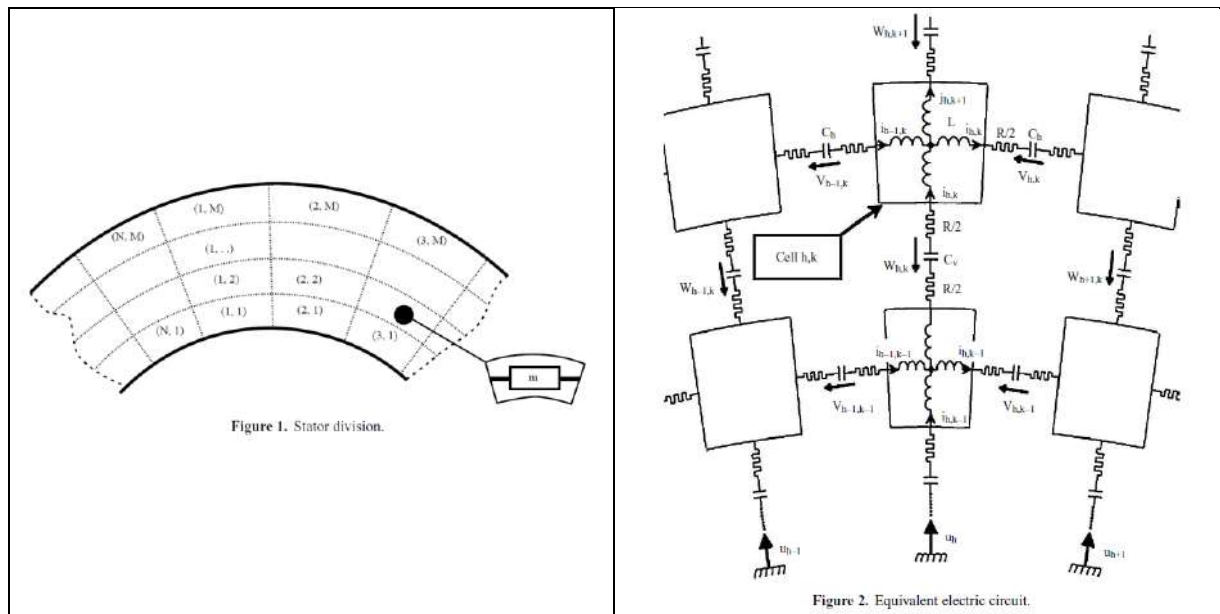


Figure II.16. Représentation du modèle mécanique via circuit équivalent [Lecoine 2004]

Le schéma équivalent de la structure est présenté à la Figure II.16. Les tensions appliquées sur la partie interne du premier niveau représentent les forces appliquées au stator. Les fluctuations de tension à la périphérie externe donnent les déformations engendrées.

Les différents paramètres du modèle sont obtenus en utilisant la loi de Hooke et les relations de calcul classiques des condensateurs. Les expressions des condensateurs (C_v) et (C_h) ainsi que l'inductance L , en fonction de la géométrie sont données dans les équations II.19, II.20 et II.21. Ce travail affirme aussi la difficulté du calcul de la résistance R mais comme ce modèle était destiné au calcul modal ce paramètre a été choisi arbitrairement.

$C_v = \frac{(r_{k+1} - r_k)N}{(r_{k+1} + r_k)E_y}$	(II.19)
---	---------

$C_h = \frac{(r_{k+1} + r_k)\pi}{(r_{k+1} + r_k)E_y}$	(II.20)
---	---------

$L = \pi \frac{(r_{k+1}^2 - r_k^w)N}{(r_{k+1} + r_k)E_y}$	(II.21)
---	---------

Ce modèle a été validé sur deux cylindres creux par une comparaison avec les résultats d'une analyse modale expérimentale. Le Tableau II.4 donne les résultats obtenus pour les premiers modes propres des deux structures. Une précision acceptable est atteinte comparé aux mesures expérimentales.

Tableau II.4 Comparaison des résultats

	Mode	MCE	Mesures
Cylindre 1 R _c = 53 mm e _c = 10 mm Le = 136 mm	2	2.095	2.280
	3	6.395	6.280
Cylindre 2 R _c = 133.5 mm e _c = 23 mm Le = 104 mm	2	799	742.6
	3	1.899	2.060
	4	3.700	3.860
	5	6.318	6.060

Les modèles mécaniques circuits équivalents présentent des avantages comparés aux modèles analytiques. Ils permettent de prendre en compte l'orthotropie des matériaux, les enroulements, les dents, la carcasse ainsi que les coefficients de contact entre ces différents éléments. En addition, ils offrent la possibilité de modéliser différentes excitations (sinusoïdale, pulsée). Cependant, ces modèles souffrent de beaucoup d'impression quant aux calculs des paramètres du circuit ce qui engendre pleins de fréquences parasites impactant ainsi leur précisions. De ce fait leurs utilisations pour la modélisation de systèmes complexes est rarissime mais ils restent quand même une bonne alternative pour le diagnostic et l'analyse.

II.8.1.3. Modélisation à constantes localisées

Le système de paramètres localisés se réfère généralement à un processus de modélisation simplifié dans lequel la dépendance spatiale de la variable considérée peut être négligée. Pour les structures mécaniques, la masse ou l'inertie distribuée est remplacée par un nombre fini de masses localisées ou corps rigides qui sont reliés par des ressorts sans masse et des éléments d'amortissements. Le principe de base impliqué dans de telles simplifications est que la variation des grandeurs (déplacement (vibration), vitesse) est considérée égale et simultanée pour chaque élément. Ceci indique donc que la méthode n'est valable que pour les basses fréquences, où la longueur d'onde est plus longue que la dimension de la structure, de telle sorte que les variations spatiales dans une variable sont petites [Verez 2014].

Selon la complexité de la structure et les objectifs de modélisations le modèle à paramètres localisés peut être aussi simple qu'un oscillateur masse-ressort-amortisseur, on peut avoir beaucoup de masse/corps rigide, ressorts et éléments d'amortissements liés de façon complexe. Les équations de mouvements, les valeurs propres et vecteurs propres peuvent être obtenus à partir de la ou les fréquences naturelles et les modes de déformations du système peuvent être extraites.

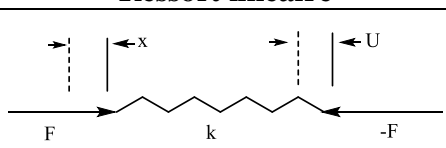
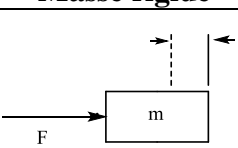
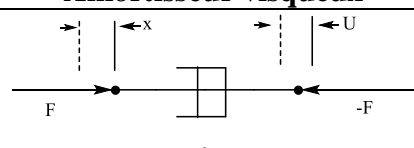
Les systèmes vibratoires sont donc constitués d'éléments de stockage de l'énergie potentielle (ressort), des éléments de stockage de l'énergie cinétique (masse ou inertie) ainsi que des éléments de perte progressive d'énergie (amortisseur). La vibration d'un système implique donc un transfert d'énergie alternatif entre ses formes potentielle et cinétique. Dans un système amorti, une certaine énergie est dissipée à chaque cycle de vibration. Bien qu'une seule structure physique puisse stocker de l'énergie cinétique et potentielle et dissiper de l'énergie, ces modèles à constantes localisées considèrent généralement que les systèmes sont composés de ressorts, de masses et d'amortisseurs idéaux dont chaque élément n'a qu'une seule fonction. Dans le mouvement de translation, les déplacements sont définis comme des distances linéaires et pour un mouvement de rotation, les déplacements sont définis comme des déplacements angulaires.

Le Tableau II.5 présente les éléments constituant un modèle mécanique à constantes localisées avec leurs équations respectives pour un mouvement de translation. Cependant, une équivalence peut être faite pour un mouvement de rotation.

Tableau II.5 Equivalence entre constantes localisées en translation et en rotation

Translation	Rotation
Déplacement linéaire x	Déplacement angulaire α
Force F	Couple M
Raideur k	Raideur k_r
Amortissement c	Amortissement c_r
Masse m	Moment d'inertie I
Loi du ressort $F = k(x_1 - x_2)$	Loi ? $M = k_r(\theta_1 - \theta_2)$
Loi d'amortisseur $F = c(\dot{x}_1 - \dot{x}_2)$	Loi d'amortissement $M = c_r(\dot{\theta}_1 - \dot{\theta}_2)$
Loi d'inertie $F = m\ddot{x}$	Loi d'inertie $M = I\ddot{\theta}$

Tableau II.6 Presentation des éléments du modèle à constantes localisées

Ressort linéaire	Masse rigide	Amortisseur visqueux
		
Dans un ressort linéaire sans masse, la variation de la longueur est proportionnelle à la force agissant sur ce dernier. la force agissant à une extrémité est égale et opposée à la force agissant à l'autre extrémité. La constante de proportionnalité est la raideur du ressort.	Une masse est un corps rigide dont l'accélération selon la seconde loi de Newton est proportionnelle à la force résultante des efforts agissant sur la masse.	Pour un amortisseur visqueux sans masse, la force appliquée est proportionnelle à la vitesse relative de ses points de raccordement. La constante « C » est le coefficient d'amortissement. Ainsi la force à une extrémité est égale et opposée à la force à l'autre extrémité.
$F = K(x - u)$	$F = m\ddot{x}$	$F = C(\dot{x} - \dot{u})$

Un exemple simple de l'utilisation du modèle à paramètres pour l'analyse dynamique d'un moteur de taille moyenne, comme présenté sur la Figure II.17. Ce modèle ne considère que deux mouvements rigides à savoir la direction transversale et les mouvements de rotation du rotor et de stator dans le plan xy (Figure II.17). Dans le modèle, les fixations (pieds) du moteur sont simplifiées sous forme de deux éléments identiques de rigidité K_f . Le stator et le rotor sont représentés par deux éléments de masses m_1 et m_2 . Les deux extrémités du rotor sont placées sur les paliers du rotor est soutenu par les flasques. Ces derniers sont modélisés par deux ressorts couplés en série K_b et K_s connectant le rotor et le stator, représentant la raideur des paliers et des flasques.

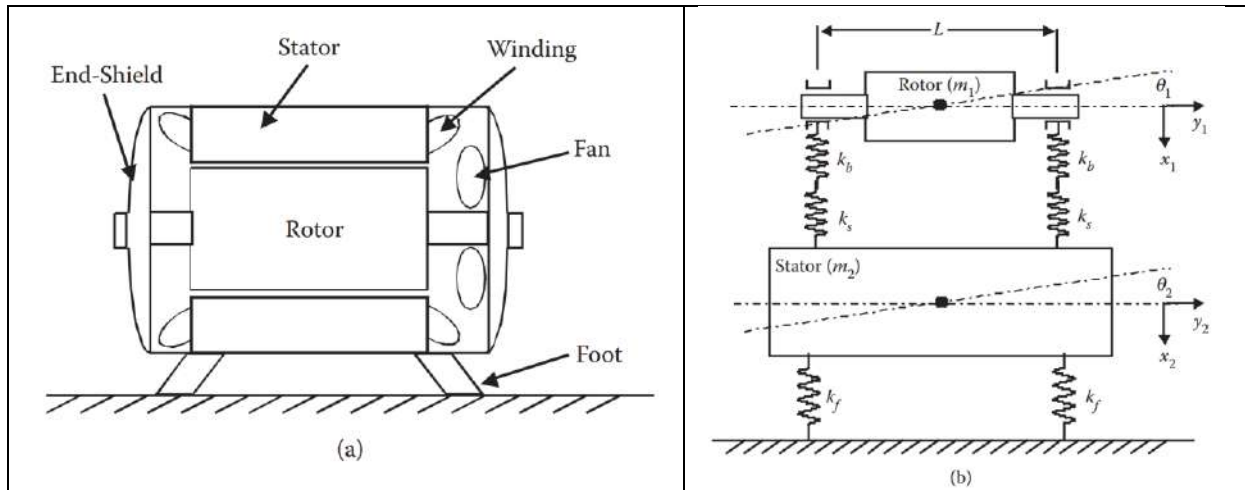


Figure II.17. Modèle à constantes localisées simplifié d'une machine électrique

Puisque chaque élément rigide est autorisé à avoir un mouvement transversal dans la direction des x et de rotation dans la direction des z , deux variables sont donc nécessaires pour décrire le mouvement soit pour le rotor ou le stator, ce qui implique un système à quatre degré de liberté. Les équations de mouvement de l'ensemble du système peut être établi tel que :

$$\begin{bmatrix} m_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & j_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \\ \ddot{\theta}_1 \\ \ddot{\theta}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2k_1 & -2k_1 & 0 & 0 \\ -2k_1 & 2(k_1 + k_2) & kL^2/2 & k_1L^2/2 \\ 0 & 0 & -k_1L^2/2 & (k_1+k_2)L^2/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Où $K_1=K_sK_b/(K_s+K_b)$, $K_2=2K_f$

Cela peut se voir dans l'équation II.22 que les mouvements transverses et rotationnels ne sont pas couplés. C'est parce que le système, pour la simplicité a été modifié symétriquement dans la géométrie. Comme résultat, les vibrations transverses et rotationnelles peuvent être résolues indépendamment. Par exemple, les équations de mouvement du mouvement transverse sont

$$\begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2k_1 & -2k_1 \\ -2k_1 & 2(k_1 + k_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

(II.23)

Un deuxième cas de figure un peu plus complexe par rapport au précédent a été présenté dans les travaux de [Matveev 2006] pour la modélisation d'une machine synchrone à réluctance variable ayant 6 encoches et 4 pôles. Ce modèle a été réalisé sur la moitié de la structure. Chaque motif élémentaire (dent + enroulement + noyau) est représenté par une masse, un ressort et un amortisseur comme illustré dans la Figure II.18 (a). La mise en équation du problème vibroacoustique avec la prise en compte des motifs adjacents est présentée dans la Figure II.18 (b). Ce type de modèles est intéressant pour une première approximation du niveau de bruit en fonction des paramètres géométriques et pour le calcul des déformations de la structure face aux efforts appliqués (influence de la commande). Cependant, leur utilisation pour la conception n'est pas recommandée.

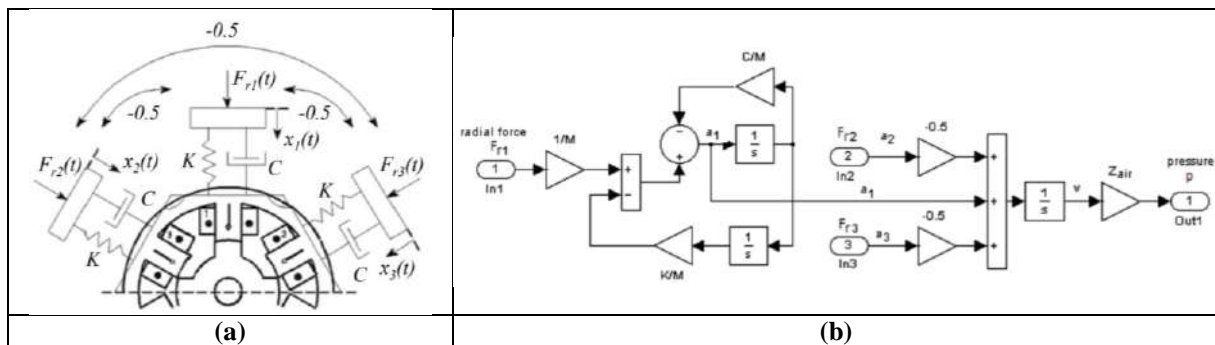


Figure II.18. Présentation d'un modèle à constantes localisées d'une MSR (a) modèle mécanique (b) mise en équations sur Matlab-Simulink [Matveev 2006]

II.5. Particularités des machines discoïdes à flux axial

Les générateurs à flux axial ont été traités par plusieurs auteurs [Lampola 2000] [Dubois 2004] [Azzouzi 2007] [Gieras 2006] [Abdel-Karim 2008] [Tiegna 2013] [Park 2014] [Shengnan 2017]. Ces derniers ont conclu que ce type de générateurs est avantageux en terme d'encombrement par rapport à ceux à flux radial et possèdent un fort couple massique, mais ils présentent les inconvénients suivants :

- La densité de force est variable en fonction du rayon. Ceci s'explique par le fait que les encoches présentent généralement des parois latérales parallèles. Les dents sont alors étroites et probablement fortement saturées au niveau du rayon interne, alors qu'elles sont plus larges et probablement pas encore saturées au rayon extérieur.
- Le processus de fabrication de ces machines est compliqué. Ceci s'explique par les difficultés technico-économiques quant à la réalisation du circuit magnétique.
- Les forces d'attraction entre le stator et le rotor induisent une augmentation des charges sur les roulements et peuvent entraîner une déflexion des disques statoriques et rotoriques.

L'aspect magnétique des machines discoïdes à flux axial présentent un intérêt particulier grâce à leur densité de puissance élevée comparés aux machines à flux radiales conventionnelles. Le couple électromagnétique développé par ces machines est proportionnel au cube du rayon moyen alors que pour les machines radiales, il est proportionnel au carré du rayon moyen. Cela explique le fait que les MDFA ont une longueur active réduite est un rayon élevé comparé à une machine radial de même puissance. De plus, le champ magnétique dans ces machines a une nature tridimensionnelle intrinsèque, de ce fait la modélisation magnétique précise ne peut être réduite en un modèle 2D comme ont fait pour les machines radiales conventionnelles. Cependant, des modèles appelés communément multicouches quasi-3D ou bien faux 3D basés sur une association de multiples modèles 2D peuvent être utilisé pour approcher le problème tridimensionnel.

Concernant l'aspect vibroacoustique et d'un point de vue mécanique, ces structures discoïdes n'ont que très peu voire pas de points communs avec les MFR. Le feuilletage (réalisation et assemblage des plots ferromagnétique laminé en U W ..., enroulement de tôles) dans ces machines est perpendiculaire aux flux donc à la surfaces des disques ce qui résulte une modification des propriétés mécaniques du circuit magnétique. Contrairement aux MFR le plan XY présent les même propriétés de matériaux sauf dans la direction axiale (selon Z) ces propriétés change en raison de la lamination (succession de tôles et isolants). Par conséquent, le circuit magnétique dans les MFA a des propriétés mécaniques transverses variant dans le plan XY à cause de la lamination et qui sont similaire à un matériau isotrope dans la direction axiale (Z). De ce fait et du fait des rapports de surfaces ainsi que la nature de la distribution des efforts magnétiques les MFR ont tendance à transmettre les vibrations et rayonnent du bruit dans la direction radiale (carcasse cylindrique), alors que les MDFA transmettent les vibrations et le bruit dans la direction axiale via les flasques).

D'un point de vu acoustique, les MFR par leur nature peuvent être assimilées à des sources acoustiques monopoles sphériques alors que les MDFA à des sources acoustiques bipolaires, rajoutant à cela le fait que les MFR présentes des rapports de surfaces de rayonnement plus grands par rapport à des MDFA de même puissance on peut ainsi conclure que théoriquement les machines MFR sont plus bruyantes. Cependant, vue la difficulté de réalisation en une seule pièce des circuits magnétiques pour les MDFA, les mini-entrefers ajoutés lors de l'assemblage induisent une diminution de la raideur globale du stator d'une part et d'autre part, une augmentation des phénomènes de résonances engendrant ainsi une augmentation du niveau de bruit acoustique qui devient comparable à celui des MFR équivalentes.

Concernant l'aspect thermiques, les Machines discoïdes à flux axial ont un comportement thermique différent comparé aux machines radiales conventionnelles. Il se caractérise généralement par un flux thermique axial, le circuit de refroidissement est installé du côté des flasques et non sur la carcasse cylindrique. En général, ces machines présente une meilleure évacuation de la chaleur et de meilleur rendement. Cela est dû à la facilité de refroidissement des aimants notamment pour des structures multidisque à rotor externe ou bien à stator externe dans le cas des MCF.

Concernant l'aspect de fabrication, ces machines ont l'avantage d'une conception modulaire permettant d'adapter la puissance électromagnétique de sortie en fonction du cahier de charge en agissant sur le nombre de plots, le nombre des disques et le couplage électrique entre les différents stator. Néanmoins, ces structures présentent essentiellement des problèmes d'assemblage et de centrage des disques causant ainsi des défauts de tenue mécanique due aux la déflexion induisant des variations des efforts magnétiques.

Cette variation ainsi que l'ajout d'entrefers parasites modifient le contenu harmonique de la force magnétique provoquant un niveau de nuisance sonore élevé.

II.6. Modélisation Magnétique

II.1. Problématique de la modélisation magnétique

Dans cette étude les machines à flux axiale ont besoin d'une modélisation qui prend en compte de la quasi-totalité des particularités géométriques c'est-à-dire les effets de bord aux rayons internes et externes de la partie active et les effets 3D. Afin de faciliter les procédés du bobinage et du point de vue réalisation, les encoches statoriques ont généralement des parois latérales parallèles. Ce qui induit que le rapport entre l'ouverture d'une dent et l'ouverture d'une encoche varie en fonction du rayon en passant d'une valeur minimale au rayon interne à une valeur maximale au rayon externe. Le choix de réadapter le modèle pour calculer au mieux les grandeurs locales et les grandeurs globales de la machine est mis en avant.

Dans ce paragraphe sera décrite la démarche à suivre pour obtenir un modèle quasi-3D qui permet de palier aux différentes difficultés rencontrées.

II.2. Modélisation quasi-3D

Une approche quasi-3D a été optée dans l'étape de pré-dimensionnement par certains auteurs à l'instar de [Bellara 2011][Tiegna 2013][Dhifli 2016] dans le but d'utiliser les machines à flux axial dans des applications éoliennes de petite puissance.

Cette approche s'appelle multicouche et elle se base sur le découpage de la machine en plusieurs tubes coaxiaux avec l'axe de rotation se caractérisant par une excursion radiale relativement faible de façon à faire l'hypothèse de la validité de l'approche bidimensionnelle dans chaque tube. Plus en détails, comme l'indique la Figure II.19(b), la machine est divisée en un certains nombres de couches coaxiales (axe de rotation) dans la direction radiale ainsi que le découpage en couches concentriques y est figuré. La configuration de la Figure II.19(c) est obtenue à partir de la Figure II.19(b) en faisant une coupe au niveau du rayon moyen de la couche avec une surface latérale de cylindre coaxial avec l'axe de rotation.

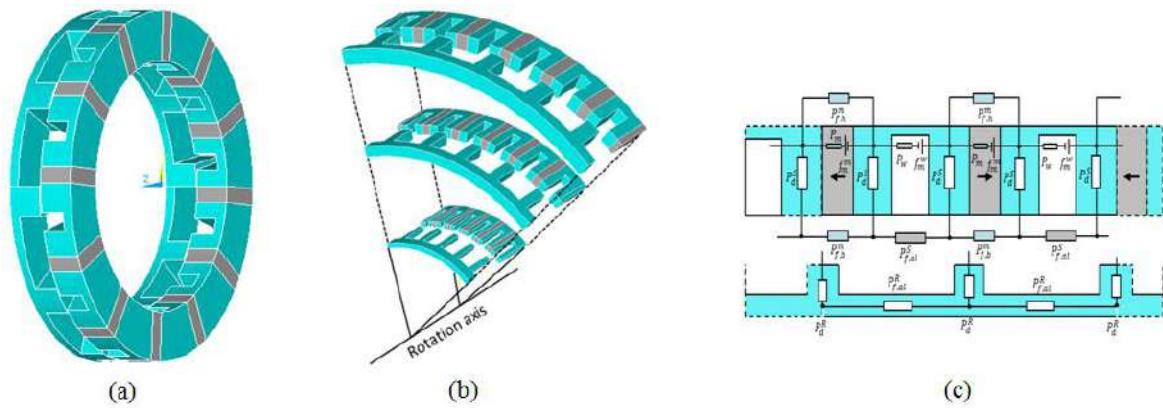


Figure II.19. (a) Géométrie de la MDCF (b) Subdivision annulaire de la machine à flux axial (c) Géométrie 2D déroulée idéalisée

En prenant en compte certains aspects tridimensionnels de la machine, comme les parois latérales parallèles des encoches, il est possible de découper la machine, dans la direction radiale, en N_C couches annulaires coaxiales d'épaisseur constantes (Figure II.19) tels que le rayon interne, le rayon externe et le rayon moyen de la couche l ($l=1..N_C$) s'écrivent de la façon suivante :

$r_i^{(l)} = R_i + (l-1) \frac{R_E - R_I}{N_C}$	(II.24)
---	---------

$r_e^{(l)} = R_i + l \frac{R_E - R_I}{N_C}$	(II.25)
---	---------

$r_m^{(l)} = \frac{r_i^{(l)} + r_e^{(l)}}{2} = R_i + (2l-1) \frac{R_E - R_I}{2N_C}$	(II.26)
---	---------

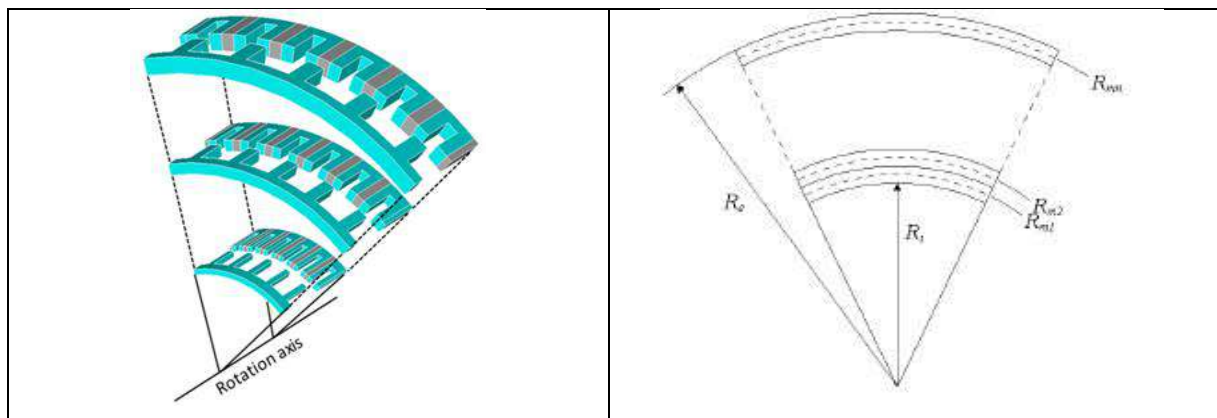


Figure II.20. Subdivision de la machine en couches annulaires

Le modèle bidimensionnel étant décrit précédemment est appliqué au niveau du rayon moyen $r_m^{(l)}$ de chaque couche 'l' et est réputé valable pour l'excursion radiale de la couche et assure un bon compromis entre précision et temps de calcul. Les inductions dans les différentes régions dépendent donc implicitement du rayon moyen de la couche considérée par le biais de cette approche.

Le calcul des grandeurs globales est effectué en sommant les contributions de chacune des couches. Soit G une grandeur globale donnée. Dans l'approche multicouche, on peut écrire :

$G = \sum_{l=1}^{N_C} G^{(l)}$	(II.27)
--------------------------------	---------

où $G^{(l)}$ est la contribution de la couche l à la grandeur G .

II.2.2.1. Modèle analytique

Dans le cadre de l'approximation des régimes quasi-permanents (les fréquences de fonctionnement sont relativement basses) les équations de Maxwell sont utilisées afin de mettre en évidence les phénomènes électromagnétiques mis en jeu dans les machines électriques. En fonction de la structure choisie et de l'objectif recherché [Tiegna 2013], les systèmes de coordonnées utilisés peuvent être cartésiens, polaires, cylindriques, bidimensionnels, voire tridimensionnels.

L'adoption de certaines hypothèses simplificatrices est indispensable afin de développer un modèle analytique MA basé sur la résolution formelle des équations de Maxwell en magnétostatique. La méthode de séparation des variables en considérant que la solution est périodique et donc exprimable par une somme de séries de Fourier est utilisée par la plupart des auteurs. D'autres utilisent les fonctions de Green pour la résolution formelle des équations de Maxwell. Malgré que la plupart des modèles analytiques soient issues de la résolution des équations de Maxwell dérivées de la formulation magnétostatique, certains travaux concernent la résolution des équations issues de la formulation magnétodynamique [Tiegna 2013].

[Gaussens 2013] et [Dhifli 2016] ont conclu que les méthodes de résolution se scindent en deux groupes, une partie analytique et une partie numérique pour la résolution. Ils ont mis en évidence la confusion qui subsiste dans l'appellation de ces modèles puisque certains auteurs préfèrent employer le terme semi-analytique pour qualifier ces modèles.

Ces modèles de dimensionnement peuvent être classés dans la rubrique des méthodes génériques (englobant aussi les méthodes des éléments finis MEF et les méthodes des réseaux de perméances maillés MRPM) qui se caractérisent par le fait qu'elles soient généralisables. D'autre part, les méthodes propriétaires tel que les méthodes de réseaux de perméances d'expert MRPE se caractérisent par le fait qu'elles soient une propriété de la géométrie et tout changement de la structure étudiée implique une implémentation d'un nouveau modèle. Le

Tableau II.7 montre un classement général des méthodes de dimensionnements des machines électriques.

Tableau II.7 Méthodes de modélisations pour le dimensionnement optimal des machines électriques

	Modèles génériques			Modèles propriétaires
	MA	MRPM	MEF	MRE
Avantages	<ul style="list-style-type: none"> - Temps de calculs plus courts que la MEF - Méthode générique 	<ul style="list-style-type: none"> - Permet de tenir compte des non-linéarités des matériaux - Méthode générique 	<ul style="list-style-type: none"> - Permet de tenir compte des non-linéarités des matériaux - Bonne concordance avec l'expérience si effectuée dans les règles - Méthode générique 	<ul style="list-style-type: none"> - Permet de tenir compte des non-linéarités des matériaux - Temps de calculs plus courts que la MEF
Inconvénients	<ul style="list-style-type: none"> - Pas de prise en compte de la saturation magnétique - Idéalisation des géométries 	<ul style="list-style-type: none"> - Nécessite un maillage fin de l'entrefer 	<ul style="list-style-type: none"> - Temps de calculs relativement longs 	<ul style="list-style-type: none"> - Non générique

Le problème tridimensionnel (3D) est réduit en un problème bidimensionnel (2D) solvable par la méthode de séparation des variables, à cause de la difficulté à déterminer les conditions aux limites dans la direction radiale par exemple, pour les machines à flux axial. Cette réduction permet d'omettre la composante radiale de l'induction magnétique et à supposer que $(R_{ext} - R_{int})$ n'est pas négligeable devant $\frac{(R_{ext} + R_{int})}{2}$, ce qui nous permet de dire que les composantes axiale et tangentielle ne dépendent pas de la position radiale. De plus, la perméabilité relative du fer est supposée infinie, celle des aimants permanents est supposée unitaire et la résistivité des aimants permanents est supposée infinie [Azzouzi 2007].

Par ailleurs, dans le cadre des hypothèses énoncées précédemment, le motif périodique (2-D) déroulé à partir du model (3-D) est supposé invariant selon l'axe $z'o_z$ et le potentiel vecteur magnétique A n'a donc qu'une seule composante selon l'axe $z'o_z$:

$\vec{A} = A_z \cdot \vec{e}_z$	(II.28)
---------------------------------	---------

L'induction magnétique est donc bidimensionnelle et a pour composantes dans le système cartésien :

$\vec{B}_x = \frac{\partial A}{\partial y} \vec{e}_x \text{ et } \vec{B}_y = -\frac{\partial A}{\partial x} \vec{e}_y$	(II.29)
--	---------

Dans le cas de la magnétostatique, les équations de Maxwell se mettent sous la forme suivante :

$rot \vec{H} = \vec{J}$ et $div \vec{B} = 0$ avec $\vec{B} = rot \vec{A}$	(II.30)
---	---------

Les relations du milieu pour les régions concernées dans la structure étudiée (air & aimants) sont :

$\vec{B} = \mu_0 \vec{H}$ et $\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) = \mu_0 \vec{H} + \vec{B}_R$	(II.31)
--	---------

L'exploitation des équations de Maxwell (Eq. II.30) et des relations du milieu (Eq. II.31) auxquelles on rajoute la jauge de Coulomb, conduit à la formulation magnétostatique vectorielle qui s'écrit, en linéaire, de cette façon :

$\Delta \vec{A} + \mu_0 \vec{J} + \mu_0 \overrightarrow{rot} \vec{M} = 0$	(II.32)
---	---------

La formulation magnétostatique précédente se décline, en coordonnées cartésiennes, dans les différentes régions de la machine *à vide* comme suit :

- région des évidements rotoriques : région (I)

$\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} = 0$	(II.33)
---	---------

- région de l'entrefer : région (II)

$\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} = 0$	(II.34)
---	---------

- région des aimants permanents : région (III)

$\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} = \frac{\partial B_{rx}}{\partial y} - \frac{\partial B_{ry}}{\partial x}$	(II.35)
---	---------

- région des encoches : région (IV)

$\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} = 0$	(II.36)
---	---------

- région air extérieur : Région (V)

$\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} = 0$	(II.37)
---	---------

II.2.2.1.1. Expression générale du potentiel-vecteur dans la région i

La solution en potentiel vecteur satisfaisant les équations aux dérivées partielles précédentes peut être obtenue analytiquement par la méthode de séparation des variables et se met donc sous la forme suivante :

$A(x, y) = a_0 + \sum_{n=0}^{+\infty} (C_n \cosh(k_n y) + D_n \sinh(k_n y)) \cdot (E_n \cos(k_n x) + F_n \sin(k_n x))$	(II.38)
--	---------

La structure étudiée est périodique de période L_{per} . Si on désigne par N_s le nombre d'encoches statoriques et par N_r le nombre de dents rotoriques, la période peut donc être écrite de la façon suivante :

$\Theta_{per} = \frac{2\pi}{p \operatorname{gcd}(N_s, N_r)}$	(II.39)
--	---------

Si on désigne par R_{moy} le rayon moyen de l'entrefer, la longueur d'une période est donc :

$L_{per} = R_{moy} \Theta_{per}$	(II.40)
----------------------------------	---------

Ainsi, le nombre d'encoches statoriques d'un motif élémentaire est égal au nombre d'aimants du même motif N_m et s'écrit donc :

$N_m = \frac{N_s}{p \operatorname{gcd}(N_s, N_r)}$	(II.41)
--	---------

II.2.2.1.2. Calcul des grandeurs globales de la machines

Le modèle analytique 2D exposé précédemment basé est établi au niveau du rayon moyen R_{moy} . De plus, comme décrit lors de la définition du problème et des hypothèses associées, l'objectif est de proposer un outil de modélisation flexible afin de pouvoir tester rapidement des nouvelles topologies des machines à flux axial.

Par conséquent, par le biais du changement de variable suivant ($x = r \cdot \varphi$ et $y = z$), cela facilitera l'étape d'exploitation des performances de la machine (grandeurs locales et globales). Où : $r = R_{\text{moy}}$

Par conséquent, l'équation (Eq. II.42) peut être écrit sous la forme scalaire en coordonnées cylindriques comme suit:

$\frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} = -\frac{1}{r} \frac{\partial B_R}{\partial \varphi}$	(II.42)
--	---------

L'induction magnétique s'écrit alors sous forme scalaire comme suit :

$B_z = -\frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial \varphi} \quad \text{et} \quad B_\varphi = \frac{\partial A}{\partial z}$	(II.43)
--	---------

Soulignons que l'axe $z'oz$ du système de coordonnées cartésiennes liées au modèle 2D est différent de l'axe $z'oz$ correspondant à l'axe de rotation de la machine.

II.2.2.1.2.1. Calcul du flux et de la force électromotrice (f.é.m)

- Calcul du flux par le potentiel vecteur magnétique

Le calcul du flux à travers une bobine j de section $S(\vec{C})$ reposant sur un contour fermé et orienté \vec{C} et ayant n_{sp} spires en série, s'écrit de façon générale :

$\phi_j = n_{sp} \varphi_j = n_{sp} \iint_{S(\vec{C})} \vec{B} \cdot d\vec{S} = n_{sp} \oint_{\vec{C}} \vec{A} \cdot d\vec{r}$	(II.44)
--	---------

Le modèle développé est bidimensionnel et est délimité par le rayon interne R_i et le rayon externe R_e . Comme le potentiel vecteur étant invariant selon z , sa circulation sur une spire de la bobine ' j ' est proportionnelle à la différence de sa valeur sur la section de chacune des deux spires. En prenant en compte de la difficulté de connaître la position des spires d'une bobine dans l'encoche et de la complication du calcul du flux spire par spire, le flux de la bobine peut être obtenue en différenciant les valeurs moyennes du potentiel vecteur sur les sections des côtés 'aller' et 'retour'. Enfin, si on désigne par l_a l'indice de l'encoche 'aller' de la bobine et par l_r l'indice de l'encoche retour, l'expression précédente du flux devient :

$\phi_j = n_{sp} \int_{\vec{C}} \vec{A} \cdot dz = n_{sp} (R_e - R_i) (A_{moy}^{(l_r)} - A_{moy}^{(l_a)})$	(II.45)
--	---------

Le flux d'une phase m étant obtenu en sommant les flux des bobines en série de la phase :

$\phi_{Sk}(\theta) = \sum_{j=1}^{N_{BOB}} \phi_j(\varphi)$	(II.46)
--	---------

L'implantation du calcul du flux par le potentiel vecteur s'appuie sur la matrice topologique du bobinage statorique de façon similaire à ce qui est fait avec les fonctions de distribution.

▪ **Calcul de la f.é.m**

La f.é.m. se déduit de l'expression du flux d'un enroulement à vide en dérivant :

$e_k(t) = \frac{d\phi_{Sk}}{dt} = \Omega \frac{d\phi_{Sk}}{d\theta}$	(II.47)
--	---------

Sur une paire de pôles, numériquement, le flux de phase à vide peut être représenté en fonction de φ par des fonctions Splines, celles-ci étant des polynômes de degré 3. La f.é.m. peut-être déduite de la dérivée première des fonctions Splines représentant le flux à vide.

II.2.2.1.2.2. Calcul du couple de détente

Pour le calcul du couple de détente à la surface de l'alésage statorique ou rotorique, la méthode du tenseur de Maxwell est utilisée. La déduction de l'expression du vecteur de Poynting exprimant l'échange de puissance électromagnétique entre ce volume et le milieu extérieur est faite en utilisant l'expression de la force électromagnétique s'exerçant sur un volume V donné de surface S entouré par un milieu de faible perméabilité relative:

$\vec{F} = \int_{S(v)} \left(\mu_0 (\vec{H} \cdot \vec{n}_s) \vec{H} - \frac{1}{2} \mu_0 H^2 \vec{n}_s \right) dS$	(II.48)
---	---------

Dans le cas de la machine à flux axial, le vecteur normal à la surface du volume V et sortant de cette surface s'écrit :

$\vec{n}_s = -\vec{e}_z \text{ et } \vec{H} = H_\varphi \vec{e}_\varphi + H_z \vec{e}_z$	(II.49)
--	---------

La densité surfacique de force électromagnétique se décompose de la façon suivante dans le repère cylindrique (en tenant compte du changement de variable précédent):

$d\vec{F} = dF_t \vec{e}_t + dF_n \vec{e}_n = - \left(\mu_0 H_z H_\varphi \vec{e}_\varphi + \frac{1}{2} \mu_0 (H_z^2 - H_\varphi^2) \vec{e}_z \right) dS$	(II.50)
--	---------

Le couple s'exerçant sur le rotor s'écrit donc :

$\vec{\Gamma} = \int \vec{r} \wedge d\vec{F} = - \left(\iint_S \mu_0 H_z H_\varphi r dS \right) \cdot \vec{e}_z - \left(\iint_S \frac{1}{2} \mu_0 (H_z^2 - H_\varphi^2) r dS \right) \cdot \vec{e}_\varphi$	(II.51)
---	---------

Seule la composante axiale du couple donne naissance au mouvement de rotation du rotor dans le cas de la machine à flux axial, et elle s'écrit en considérant que l'induction est négligeable sur la surface latérale du rotor ainsi que sur sa base externe :

$\vec{\Gamma}_{elm} = - \left(\frac{\lambda_p (R_o^3 - R_i^3)}{3} \cdot \int_0^{2\pi/\lambda_p} \mu_0 H_z H_\varphi d\varphi \right) \cdot \vec{e}_z$	(II.52)
--	---------

La valeur algébrique du couple électromécanique a donc pour expression dans le cas du modèle développé dans ce document :

$\Gamma_{elm} = - \frac{\lambda_p (R_o^3 - R_i^3)}{3\mu_0} \cdot \int_0^{2\pi/\lambda_p} B_z^{(2)}(\varphi_s, e) B_\varphi^{(2)}(\varphi_s, e) d\varphi_s$	(II.53)
--	---------

II.2.2.1.2.3. Calcul de la force d'attraction axiale

À partir de l'expression de la contrainte normale issue du tenseur de Maxwell, la force d'attraction axiale qui s'applique sur les disques rotoriques, est calculée. Ainsi, l'expression de la force normale élémentaire qui s'applique à la surface des dents rotoriques s'écrit :

$d\vec{F}_n = dF_n \vec{e}_n = - \frac{1}{2} \mu_0 (H_z^2 - H_\varphi^2) dS \vec{e}_z = - \frac{1}{2\mu_0} \left((B_z^{(2)}(\varphi, e))^2 - (B_\varphi^{(2)}(\varphi, e))^2 \right) dS \vec{e}_z$	(II.54)
---	---------

La force d'attraction calculée à la surface de l'alésage statorique donne la même expression au signe près.

II.2.2.2. Modèle réseau de perméances

Dans la littérature scientifique, il existe une deuxième alternative plus générique pour modéliser les machines électriques en utilisant l'approche des réseaux de perméances. Cette méthode permet de pallier le problème de la généricité de la modélisation analytique en procédant au maillage du domaine étudié comme pour la méthode des éléments finis et d'utiliser des « éléments réductants » en place et lieu des éléments finis. Cette approche appelée aussi méthode de réseau de réductance maillée MRPM (Mesh réductance network dans la littérature anglo-saxonne) a été proposée dans le but de concurrencer la MEF en terme de rapport précision / temps de calcul.

De plus, malgré que la méthode de réseau de réductance maillée est relativement ancienne [Sykulski 1995][Perho 2002][Amrhein 2009][Nedjar 2011] et donne des résultats relativement bons, elle n'est pas encore largement commercialisée (du point de vue outils logiciels d'aide à la conception) par rapport à la MEF. A titre d'exemple, nous pouvons citer

les logiciels commerciaux, RMxpert, développé par la société ANSOFT/ANSYS, et SPEED, développé par le SPEED Laboratory de l'Université de Glasgow (Grande Bretagne). On peut également citer des codes à la diffusion moins large tels que Reluctool, développé par le Laboratoire G2Elab de Grenoble, et TURBO-TCM, développé par le Laboratoire L2EP de Lille [Nedjar 2011].

II.2.2.2.1. Modèle réseau réductant couplé avec les fonctions d'interpolation

Afin de développer le modèle de réseau de réductance, des hypothèses ont été faites pour réduire sa complexité [Mirzaei 2007]. Tout d'abord, le champ magnétique dans la structure est considéré bidirectionnel, ce qui réduit le problème en une modélisation bidimensionnelle (2-D), où les équations sont développées dans un repère cylindrique ou cartésien (2-D), d'autre part une condition limite de champ magnétique tangentielle est appliquée à l'air extérieur entourant le convertisseur électromagnétique et troisièmement: les matériaux magnétiques sont censés être homogène, isotrope, indépendant de la température et caractérisée par une courbe B(H). Enfin, un système magnéto-statique est supposé, donc les courants de Foucault et le phénomène d'hystérésis sont négligés. La Figure II.21 illustre la représentation d'un aimant dans un réseau réductant avec deux méthodes différentes, dans la première le flux rémanent des aimants est pris en considération en ajoutant une source de flux parallèle à la réductance qui le représente, or dans la deuxième approche de modélisation une force magnétomotrice est placée en série avec la réductance de l'aimant.

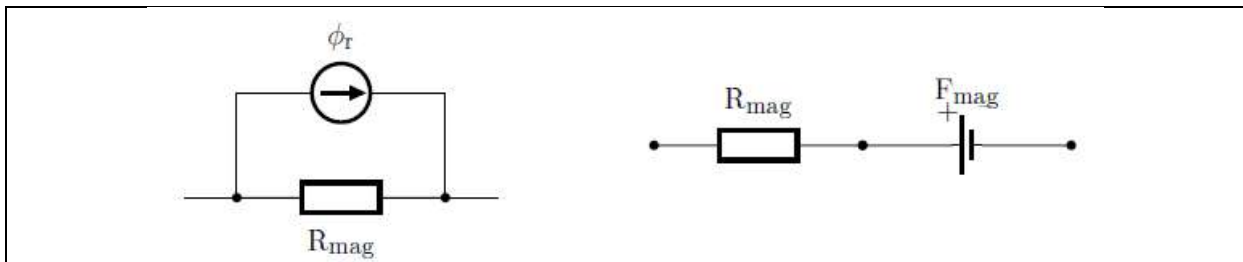
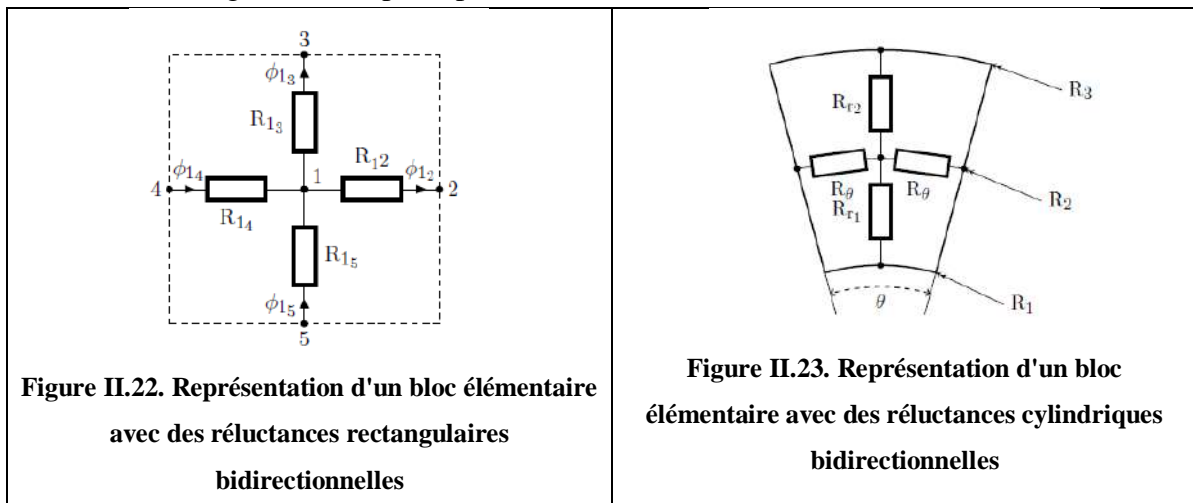


Figure II.21. Circuit réductant équivalent d'un aimant

Les Figure II.22, 23 et 24 exposent deux blocs élémentaires du réseau de perméance. Ainsi, le premier représenté par des réductances cylindriques est utilisé généralement, pour la modélisation des machines à flux radial, tandis que le deuxième est caractérisé par des réductances rectangulaires adoptées pour les machines linéaires [Aden 2014].



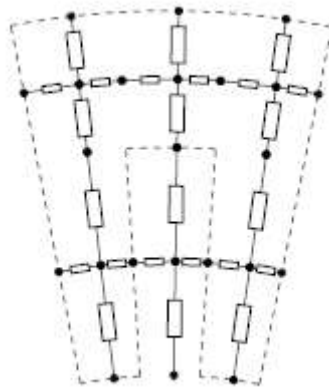


Figure II.24. Motif statorique maillé avec des ré reluctances bidirectionnelles

II.2.2.2.2. Modélisation de l'entrefer

La modélisation de l'entrefer est une mission relativement difficile à atteindre, sachant que les discrétisations du stator et du rotor ne sont pas les mêmes [Dogan 2007], une de ces plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour connecter deux réseaux de perméances indépendants à savoir la solution analytique, le réseau ré reluctant variable et l'interpolation polynomiale.

II.2.2.2.2.1. Solution Analytique:

Avec cette solution le problème de connectivité entre le réseau statorique et celui du rotor est éliminé. En effet la modélisation analytique de l'entrefer est obtenue par la résolution formelle des équations différentielles résultantes de celles de Maxwell en utilisant une formulation en potentiel scalaire magnétique donnée dans l'équation II.55

$\nabla^2 U = 0$	(II.55)
------------------	---------

La solution de l'équation de Maxwell s'écrit sous forme de somme de série de Fourier pour les motifs périodiques. Cette solution sera utilisée pour assurer le couplage fort entre les deux réseaux en imposant une continuité du potentiel et du flux magnétique entre les deux réseaux et l'entrefer aux niveaux des surfaces de transition (entrefer/stator et entrefer/rotor) [Araujo 2014] [Dhifli 2016] [Ouagued 2016]. Malgré que cette solution offre une indépendance totale entre la discrétisation statorique et rotorique tout en étant simple en termes d'implémentation, elle présente les inconvénients numériques suivants:

Une matrice mal conditionnée : Premièrement, les équations de continuité du flux magnétique et du potentiel scalaire magnétique à la surface de transition donnent une mauvaise forme à la matrice du système. Ceci augmente considérablement la bande de la matrice globale, comparée à celle de la matrice locale du réseau ré reluctant, ce qui se traduit par une augmentation du temps de résolution du système matriciel.

Nombre d'harmonique limité : théoriquement le nombre maximum d'harmonique est infini, or en réalité la machine de calcul a ses limites. De ce fait, le plus grand et le plus petit nombre flottant sont définis; dépendant des caractéristiques de la machine de calcul. Toutefois, pour la machines à flux radiale par exemple, le repère adéquat pour résoudre

l'équation différentielle précédente est le repère cylindrique et sous l'hypothèse d'un champ magnétique évoluant uniquement dans le plan (r, θ) , nous pouvons alors écrire :

$\frac{\partial^2 U}{\partial r^2} + \frac{\partial^2 U}{r^2 \partial \theta^2} + \frac{\partial U}{r \partial r} = 0$	(II.56)
--	---------

La solution est donnée dans l'équation II.57, n est le rang d'harmonique et p est le nombre des périodes magnétiques dans un tour mécanique.

$U(r, \theta) = \sum_1^{+\infty} \left\{ \begin{array}{l} (a_n r^{np} + b_n r^{-np}) \cos(np\theta) \\ (c_n r^{np} + d_n r^{-np}) \sin(np\theta) \end{array} \right.$	(II.57)
---	---------

Il est clair que le nombre maximum d'harmonique, que l'ordinateur peut traiter, dépend des paramètres géométriques de la machine: les rayons de l'entrefer (interne et externe) et le nombre des répétitions magnétiques dans un tour mécanique, ainsi la précision de ce type de modélisation d'entrefer est liée directement à la géométrie de la machine étudiée qui réduit considérablement le domaine de validité de ce modèle.

Ce problème de domaine de validité peut être résolu en changeant l'écriture de l'équation II.57, l'idée est de remplacer la dépendance liée aux rayons de l'entrefer par un rapport entre ces rayons et le rayon moyen de l'entrefer R_{me} . Sachant que ce rapport frôle généralement l'unité, le domaine de validité de cette méthode devient quasiment infini, l'équation II.57 devient alors :

$U(r, \theta) = \sum_1^{+\infty} \left\{ \begin{array}{l} \left(a_n \left[\frac{r}{R_{me}} \right]^{np} + b_n \left[\frac{r}{R_{me}} \right]^{-np} \right) \cos(np\theta) \\ \left(c_n \left[\frac{r}{R_{me}} \right]^{np} + d_n \left[\frac{r}{R_{me}} \right]^{-np} \right) \sin(np\theta) \end{array} \right.$	(II.58)
---	---------

Malgré la modification de l'écriture de la solution dans l'entrefer qui permet une validité quasi-assurée, cette méthode ne sera pas utilisée vu que la matrice globale du système est de mauvaise forme en la comparant à celle d'un réseau purement réactif.

II.2.2.2.2. Réseau réactif variable :

La solution la plus classique et la plus facile consiste à reconstruire un réseau de réactance variable et dépendant de la position relative du stator par rapport au rotor. Bien que cette méthode apparaisse utile et facile à implémenter [Nguyen 2014], elle présente des inconvénients numériques qu'on peut lister ci-dessous:

Variation de la taille du vecteur d'inconnus : Rappelons que l'objectif ici est de trouver les potentiels scalaires dans chaque nœud du réseau, d'où on cherche un vecteur et de ce fait une allocation de la mémoire doit être faite afin de le stocker et puis l'exploiter pour déterminer les grandeurs locales et globales. Si la taille de ce vecteur est constante, alors son allocation est une mission facile vu qu'elle ne dépend pas de la position relative du rotor par rapport au stator. Or l'adoption de la solution du réseau variable n'offre pas ce choix, en effet

le nombre de nœud dans l'entrefer dépend énormément de la position, ce qui par conséquent oblige la réallocation de la mémoire et le stockage dans chaque pas de résolution pour le vecteur des potentiels et pour la matrice du système. Il est clair que ces opérations de réallocation et de stockage engendrent une augmentation du temps de calcul, ce qui n'est pas désiré dans notre cas.

Petites surfaces d'échange : Comme la solution analytique, le réseau réactif variable peut causer des problèmes numériques. La méthode consiste à déterminer les surfaces d'échange entre deux éléments du réseau pour les connecter, or si cette dernière est très petite elle peut être la conséquence d'une perturbation au niveau de la stabilité de la matrice globale du système à cause de la très grande valeur de réactance associée à cette surface d'échange.

II.2.2.2.3. Interpolation polynomiale au niveau de la surface de glissement :

Cette méthode utilise les fonctions d'interpolation nodales afin d'assurer la continuité du potentiel scalaire magnétique et de l'induction magnétique au niveau de la surface de glissement qui sépare la partie mobile (rotor) de la partie fixe (stator). Supposons qu'un nœud appartenant au rotor qui se situe à la surface de glissement est localisé entre deux nœuds associés au stator ayant respectivement θ_r , θ_{s1} et θ_{s2} comme coordonnée circonférentielle et U_r , U_{r1} et U_{r2} comme potentiel magnétique scalaire. Le potentiel dans ce nœud rotorique est écrit en fonction de ces deux nœuds voisins statoriques qui le délimitent en utilisant les fonctions d'interpolation de Lagrange.

La prise en considération du mouvement est faite en actualisant les positions des nœuds en mouvement se situant au niveau de la surface de glissement par une ré-interpolation. Ainsi le nombre d'éléments non nuls dans une ligne de la matrice globale du système est égal au maximum à six, ceci se traduit par la réduction dramatique de la mémoire utilisée si la bibliothèque des matrices creuses est utilisée lors de l'allocation de la mémoire. Cette méthode sera plutôt rapide comparée à celles proposées auparavant, ce fait est justifié par la bande très réduite de la matrice résultante et par le nombre d'inconnu qui est bien définis quel que soit la position relative du rotor par rapport au stator.

II.7. Modélisation électrique

II.7.1. Modèles électriques dq

La représentation dq classique est considérée comme une approche qui simplifie la modélisation des machines triphasées à courant alternatif, qui est aussi une méthode omniprésente dans l'analyse des machines à courant alternatif. Dans ce paragraphe, le processus de la représentation des deux machines synchrones non conventionnelles à commutation de flux à champ d'excitation et à aimants permanents, avec un rotor segmenté, sont explorées.

Par conséquent, il est nécessaire de justifier l'adoption d'un modèle dq, ainsi que les fondements des hypothèses sous-jacentes pour ces structures non-conventionnelles par leurs topologies et leurs mécanismes.

Les performances prédites en utilisant le modèle dq sont comparées avec les résultats de mesures obtenues dans le chapitre 7 dans [Zulu 2010], pour valider la précision du modèle.

La transformation du référentiel statorique, ayant des paramètres dans le repère abc, à un référentiel synchrone utilisant la modélisation dq, a été originalement formulée pour des machines avec excitation au rotor et des enroulements répartis sur le stator [Miller 2005]. La raison pour laquelle le travail avec des paramètres dq, qui sont attachées au référentiel synchrone et d'ailleurs dépendent du rotor, est liée à la simplification résultante des équations de prédictions.

Cependant, les hypothèses sous-jacentes pour la modélisation dq peuvent paraître au premier lieu comme si elles excluent leurs applications pour de nombreux types de machines à courant alternatif réels. Ces hypothèses restrictives sont, d'une part la considération de la variation du flux et de la force contre électromotrice comme étant sinusoïdale, et d'autre part le comportement des matériaux magnétiques doit être linéaire. Dans la pratique, la condition alignée sur la deuxième hypothèse est difficile à remplir avec des matériaux réels, mais la conception d'une portion importante des machines synchrone conventionnelles s'efforce de se conformer à la première hypothèse.

Il y'a un argument convaincant dans [Miller 2005] affirmant que la transformation des paramètres de prédictions de abc à dq peut être considérée comme une formulation purement mathématique, même en ne respectant pas les hypothèses idéales, donne des expressions de prédiction valides. Des travaux similaires dans [Meier 2008] ont étudiés la validité d'un modèle dq appliquée à une MSAP avec un bobinage concentré sans chevauchement et ont montrés des prévisions fiables, en attirant l'attention, comme dans d'autres ouvrages, à l'effet de la saturation sur la caractéristique des inductances dq.

La machine synchrone à commutation de flux avec un rotor segmenté, en dehors d'avoir un bobinage concentré sur une seule dent, elle présente en outre une double contrainte vis-à-vis des conditions sous lesquelles la transformation dq a été formulée. Pour la première contrainte, le fait que l'excitation soit par un enroulement ou des aimants permanents, est fixe et située sur le stator. Il n'est pas donc évident d'établir une correspondance avec un champ tournant sur lequel la transformation a été fondée. Cette incertitude a été résolue dans [Jia 2008], qui montre en utilisant le concept fondamental de la transformation, l'équivalence entre un système avec un champ d'excitation au rotor, comme dans les machines synchrone à aimants permanents, et un système avec un champ d'excitation au stator, comme celui que l'on trouve dans les MCF avec un rotor denté.

Pour la deuxième contrainte, la divergence avec les conditions initiales est liée à l'utilisation d'un rotor segmenté, ce qui résulte en une variation de fréquence de l'inductance de phase avec la position du rotor qui apparaît être à la même fréquence électrique, contrairement au double de la fréquence électrique dans les machines conventionnelles. Il est prévu que cette situation peut présenter des caractéristiques jusqu'ici inexplorées des inductances dq et peut poser des interrogations sur les simplifications qui pourraient être tirés de l'application de la transformation dq à ce type de machine.

Dans cette situation, plutôt que de supposer une variation sinusoïdale de l'inductance dans l'obtention du modèle dq, les inductances dans le repère abc sont prises comme elles se produisent dans la machine, ce qui englobe ainsi l'effet des deux cas de saturation directe et inverse. La variation des inductances est également prise pour varier à la fois avec la position et le courant d'une manière complexe et inconnu.

II.7.2. Approche de modélisation :

La voie de prédiction de la performance de la machine à courant alternatif et son entraînement à l'aide de paramètres de circuit électrique est établie en utilisant la relation entre la tension et le courant. Le chemin du circuit par phase est constitué par la combinaison d'un terme présentant la variation du flux et un autre terme due à la chute de tension de la résistance. En fin de compte, pour être compatible avec la stipulation des paramètres du circuit, le terme dû à la variation de flux peut être représenté comme un terme du à la variation de l'inductance. Les équations du couple peuvent être obtenues en considérant le changement et le stockage d'énergie, incarné dans le terme du flux ou l'inductance. Dans les systèmes triphasés, l'expression de la tension et du couple peuvent être complexes et lourdes, dû au couplage mutuel des circuits et la dépendance du flux à la fois à la position du rotor et au courant.

II.7.2.1. Modélisation dans le référentiel statorique abc :

Pour une machine à courant alternatif en général dans le référentiel statorique abc

$V_{abc} = Ri_{abc} + \frac{d}{dt}(\psi_{abc})$	(II.59)
---	---------

Le flux pour chaque phase dépend du courant, généralement exprimé par

$\psi_{abc} = \psi_{abc}(i_a, i_b, i_c, i_f)$	(II.60)
---	---------

Ainsi la matrice d'inductance L_{abc} est la définition de la relation entre les colonnes de la matrice de flux et les courants, comme dans

$\psi_{abc} = L_{abc} i_{abc}$	(II.61)
--------------------------------	---------

L'inductance L_{abc} est généralement connue d'être dépendante de la position du rotor.

$\psi_{abc} = L_{abc}(i_a, i_b, i_c, i_f, \theta_r) i_{abc}$	(II.62)
--	---------

Les éléments de la matrice d'inductance peuvent être notés tel que

$L_{abc} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{af} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bf} \\ L_{ac} & L_{bc} & L_{cc} & L_{cf} \\ L_{af} & L_{bf} & L_{cf} & L_{ff} \end{bmatrix}$	(II.63)
--	---------

Avec les inductances ayant un double indice qui indiquent les inductances propres et les inductances avec deux indices différents indiquent les inductances mutuelles

La tension donnée par l'équation II.59 et la puissance électromagnétique résultante P_i est évaluée par

$P_i = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c + V_f i_f$	(II.64)
---	---------

À partir de l'équation II.64, l'expression du couple peut être dérivée aussi bien quand les variations sont considérés sinusoïdales.

II.7.2.2. Modélisation dans le repère dq :

La transformation de Park permet un changement des grandeurs abc du bobinage triphasé vue du référentiel statorique à un bobinage biphasé dans le repère dq. Pour les machines synchrones, le référentiel dans le repère dq est fixé au rotor et apparaît comme le référentiel naturel de la machine opérante à ce mode. Dans le traitement généralisé, ce qui inclut la MCF à champ d'excitation, la matrice de la transformation de Park est une matrice 3×4 donnée par

$P = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} \end{bmatrix}$	(II.65)
--	---------

Où $\theta = N_{seg} \theta_r$, N_{seg} le nombre de dents rotorique.

Appliquant la transformation aux courants généralisés abc, l'expression du flux sera comme suivant

$i_{dqf} = P i_{abcf}$	(II.66)
------------------------	---------

$\psi_{dqf} = P \psi_{abcf} = P L_{abcf} P^{-1} i_{dqf} = L_{dqf} i_{dqf}$	(II.67)
--	---------

Où L_{dqf} est l'équivalence des inductances abc dans le repère dq, et peut être calculées à partir de

$L_{dqf} = P L_{abcf} P^{-1}$	(II.68)
-------------------------------	---------

Sous les conditions générales, la matrice d'inductance peut être assumées d'être complète, L_{dqf} est donnée par

$L_{dqf} = \begin{bmatrix} L_d & L_{dq} & L_{df} \\ L_{dq} & L_q & L_{qf} \\ \frac{3}{2}L_{df} & L_{qf} & L_f \end{bmatrix}$	(II.69)
--	---------

Les hypothèses simplificatrices sont notées comme suit,

- Les grandeurs physiques ont une variation sinusoïdale
- Les phases sont placées à 120° électrique
- Les inductances propres varient au double de la fréquence électrique, et les inductances mutuelles à la fréquence électrique

Ce qui est valable pour la majorité des machines conventionnelles à courant alternatif, l'expression de l'inductance dq se réduit à

$L_{dqf} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & L_{df} \\ 0 & L_q & 0 \\ \frac{3}{2}L_{df} & 0 & L_f \end{bmatrix}$	(II.70)
--	---------

Les deux expressions de la tension et du couple, donnée par les équations II.71 et II.72, n'ont pas un terme θ et l'expression est devenue plus simple. En régime permanent, la fréquence électrique $\omega = \frac{d\theta}{dt}$, est constante.

$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & \psi_d & 0 \\ \psi_q & R & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_f \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \\ 0 \end{bmatrix}$	(II.71)
---	---------

$T_e = \frac{3}{2}p(\psi_d i_q - \psi_q i_d)$	(II.72)
---	---------

II.7.2.2.1. Équations en régime permanent de la MCF :

Il n'a pas de changement fondamental dans l'expression des équations II.71 et II.72 dû au fait que l'excitation est due à un bobinage à courant continu ou aimants permanents mais seulement les termes avec l'indice f peuvent être ajustés d'une manière appropriée afin de refléter cette distinction.

Assumons des conditions idéales pour la transformation de dq lorsqu'on calcul les grandeurs des phases, l'équation de la tension du moteur synchrone en régime permanent, après la transformation en un repère à axes orthogonaux dq est

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \sqrt{3}I_e \begin{bmatrix} R & -\omega L_q \\ \omega L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin(\beta) \\ \cos(\beta) \end{bmatrix} + \sqrt{3}\omega\psi_e \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.73})$$

Où β est l'angle d'attaque entre courant de phase et l'axe q, l'indice, e, désigne les valeurs efficaces, et ψ_e est le flux induit par le champ d'excitation.

Avec un champ d'excitation adéquat fourni par un courant d'excitation ou des aimants permanents, le fonctionnement normal sera assuré par un contrôle avec $i_d = 0$, dans lequel le courant est placé sur l'axe q, avec une composante nulle suivant l'axe d. L'angle de phase β du courant et l'axe q est effectivement nul, et donc les paramètres mesurables du moteur, valeur efficace de la tension, V_e couple électromagnétique moyen, T_e , et facteur de puissance, $\cos(\phi)$, évaluée à l'aide du diagramme vectoriel sont donnés par :

$$V_e = \sqrt{(\omega L_q I_e)^2 + (R I_e + \omega \psi_e)^2} \quad (\text{II.74})$$

$$T_e = p I_e \psi_e \quad (\text{II.75})$$

$$\cos(\phi) = \cos(\delta - \beta) \quad (\text{II.76})$$

Où

$$\tan(\delta) = \frac{\omega L_q I_e}{R I_e + \omega \psi_e} \quad (\text{II.77})$$

Dans les circonstances d'une MCF, lorsque les conditions de la transformation au modèle dq ne sont pas idéales, l'effet du couplage des termes dans la matrice d'inductance dq lors du calcul du couple électromagnétique moyen doit être inclus, de sorte que ψ_e est modifié afin d'inclure l'effet du couplage de L_{dq} comme dans

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{fd} + L_{dq} I_q) I_q \quad (\text{II.78})$$

II.8. Modélisation vibroacoustique

II.8.1. Propriétés mécaniques des matériaux

La plupart des éléments métalliques ainsi que les polymères thermodurcissables sont considérés comme isotrope c'est-à-dire que les propriétés des matériaux sont indépendantes de la direction. Ces types de matériaux possèdent deux variables indépendantes qui sont exprimés par le module de Young E et le rapport de Poisson ν . Cependant, dans les machines électrique, le feuillage du circuit magnétique peut être considéré comme orthotrope. Le Tableau II.8 donne la loi de Hooke relie la contrainte à la déformation pour les matériaux isotropiques, orthotropes et isotropiques transverses.

Tableau II.8 Loi de Hooke pour les métaux

<p>Loi de Hooke pour matériaux isotropes</p>	$\begin{bmatrix} \sigma_{xx} \\ \sigma_{yy} \\ \sigma_{zz} \\ \sigma_{yz} \\ \sigma_{zx} \\ \sigma_{xy} \end{bmatrix} = \frac{E}{(1+\nu)(1-2\nu)} \begin{bmatrix} 1-\nu & \nu & \nu & 0 & 0 & 0 \\ \nu & 1-\nu & \nu & 0 & 0 & 0 \\ \nu & \nu & 1-\nu & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1-2\nu & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1-2\nu & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1-2\nu \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} \\ \varepsilon_{yy} \\ \varepsilon_{zz} \\ \varepsilon_{yz} \\ \varepsilon_{zx} \\ \varepsilon_{xy} \end{bmatrix}$
<p>Loi de Hooke pour matériaux orthotropes</p>	$\begin{bmatrix} \sigma_{xx} \\ \sigma_{yy} \\ \sigma_{zz} \\ \sigma_{yz} \\ \sigma_{zx} \\ \sigma_{xy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1-\nu_{yz}\nu_{zy}}{E_y E_z \Delta} & \frac{\nu_{yx} + \nu_{zx}\nu_{yz}}{E_y E_z \Delta} & \frac{\nu_{zx} + \nu_{yx}\nu_{zy}}{E_y E_z \Delta} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\nu_{xy} + \nu_{xz}\nu_{zy}}{E_z E_x \Delta} & \frac{1-\nu_{zx}\nu_{xz}}{E_z E_x \Delta} & \frac{\nu_{zy} + \nu_{zx}\nu_{xy}}{E_z E_x \Delta} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\nu_{xz} + \nu_{xy}\nu_{yz}}{E_x E_y \Delta} & \frac{\nu_{yz} + \nu_{xz}\nu_{yx}}{E_x E_y \Delta} & \frac{1-\nu_{xy}\nu_{yx}}{E_x E_y \Delta} & 2G_{yz} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2G_{zx} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2G_{xy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} \\ \varepsilon_{yy} \\ \varepsilon_{zz} \\ \varepsilon_{yz} \\ \varepsilon_{zx} \\ \varepsilon_{xy} \end{bmatrix}$ <p>Où $\Delta = \frac{1-\nu_{xy}\nu_{yx}-\nu_{yz}\nu_{zy}-\nu_{zx}\nu_{xz}-2\nu_{xy}\nu_{yz}\nu_{zx}}{E_x E_y E_z}$</p>
<p>Loi de Hooke pour matériaux isotropiques transverses</p>	$\begin{bmatrix} \sigma_{xx} \\ \sigma_{yy} \\ \sigma_{zz} \\ \sigma_{yz} \\ \sigma_{zx} \\ \sigma_{xy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1-\nu_{pz}\nu_{zp}}{E_p E_z \Delta} & \frac{\nu_p + \nu_{zp}\nu_{pz}}{E_p E_z \Delta} & \frac{\nu_{zp} + \nu_p\nu_{zp}}{E_p E_z \Delta} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\nu_p + \nu_{pz}\nu_{zp}}{E_z E_p \Delta} & \frac{1-\nu_{zp}\nu_{pz}}{E_z E_p \Delta} & \frac{\nu_{zp} + \nu_p\nu_{zp}}{E_z E_p \Delta} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\nu_{pz} + \nu_p\nu_{pz}}{E_p^2 \Delta} & \frac{\nu_{pz}(1+\nu_p)}{E_p^2 \Delta} & \frac{1-\nu_p^2}{E_p^2 \Delta} & 2G_{zp} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2G_{zp} & \frac{E_p}{1+\nu_p} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} \\ \varepsilon_{yy} \\ \varepsilon_{zz} \\ \varepsilon_{yz} \\ \varepsilon_{zx} \\ \varepsilon_{xy} \end{bmatrix}$ <p>Où $\Delta = \frac{(1+\nu_p)(1-\nu_p-2\nu_{pz}\nu_{zp})}{E_p^2 E_z}$</p>

II.8.2. Prise en compte de l'influence de la température

Le comportement vibratoire est influencé par la température du stator. Cette influence est très difficile à modéliser et à quantifier car elle a un impact direct sur les propriétés mécaniques des matériaux des isolants, des conducteurs et des autres matériaux. En général, pour l'acier, le module d'élasticité de Young est inférieur lorsque la température augmente. Au contraire, le coefficient de Poisson devient plus élevé avec une élévation de température. Dans la littérature scientifique, plusieurs travaux traitent de la problématique de la caractérisation des propriétés mécaniques des matériaux en fonction de la température [Adiga 2009] [Ledbetter 1982] [Mcclintock 1960] [Verdine 1991] [Van der Giet 2012]. Il existe donc des formulations physiques simplifiées pour les alliages permettant d'obtenir le module d'Young, le module de cisaillement et le coefficient de Poisson en fonction de la température comme dans [Su 2015]. L'équation en dessous donne la formulation la plus utilisée pour les alliages.

$E(T) = E_0 - A \exp\left(-\frac{T_0}{T}\right)$	(II.79)
--	---------

Où E_0 est le module de Young matériel à 0 Kelvin, A est une constante indépendante de la caractéristique liée au paramètre Grueneisen et T_0 est une caractéristique liée à la température de Debye $T_0 = \frac{\Theta_d}{2}$.

Malheureusement, ce type de formulation est lié à d'autres paramètres difficiles à obtenir et n'offrant pas de bons accords avec les mesures. Pour cette raison, des modèles empiriques basés sur des mesures sont couramment utilisés pour décrire le comportement des matériaux en fonction de la température. Dans notre cas et afin de prendre en compte l'influence de la température, les formules empiriques présentées dans l'équation II.79 pour l'acier pur, le cuivre et l'aluminium sont modifiées pour s'adapter aux caractéristiques de laminage et d'enroulement. Afin de prendre en compte l'influence de la température dans les machines électriques, les propriétés mécaniques des modèles mathématiques sont données dans Tableau II.9 pour la dépendance en température, en Kelvin, à la fois pour le module Young et bulk, à partir duquel on peut calculer facilement le module de cisaillement et le coefficient de Poisson. Les Figure II.25 et Figure II.26 comparez les principales propriétés mécaniques entre le fer pur et l'acier laminé.

$y = a + bT + cT^2$	(II.80)
---------------------	---------

Tableau II.9 Dépendance du module de Young et Bulk en température

	Feuilletage		Bobinage	
	E	B	E	B
a	213.7464	178.6009	10.1981	104.4171
b	0.0119	-0.0218	-0.0022	-0.001
c	-1.2045e-4	7.5229e-6	-1.6206e-6	-7.5628e-7

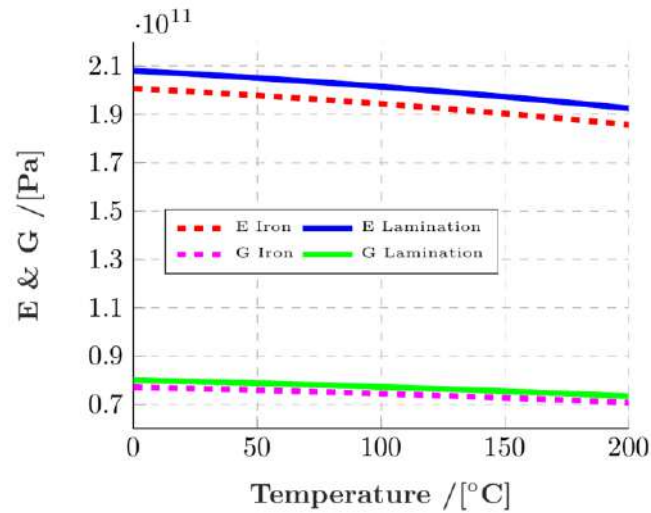


Figure II.25. Module de Young et coefficient de cisaillement en fonction de la température

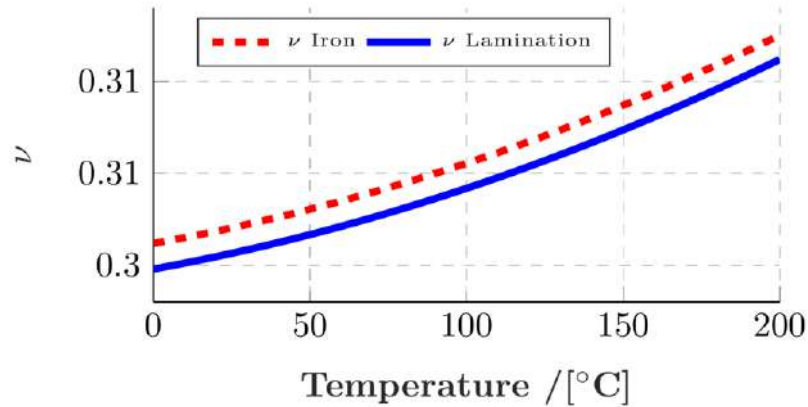


Figure II.26. Coefficient de Poisson en fonction de la température

II.8.3. Modèle mécanique

II.7.10.1. Création de la géométrie

La Création de la géométrie est rendu générique en utilisant la périodicité géométrique de la machine et que seul un motif élémentaire est représenté. La Figure II.27 donne un exemple de motifs élémentaires d'une machine synchrone à aimants permanents à gauche et une machines synchrone à commutation de flux à droite. Cependant, un nombre de répétition est défini permettant la représentation complète de la machine. Cette fonctionnalité est réalisée en remplissant une matrice géométrique selon les matériaux (Tableau II.10), numérotés comme suit:

Noyau ferromagnétique : 1 ; Cuivre bobinage : 2 ; Aimants : 3 ; Carcasse : 4

Tableau II.10 Présentation d'exemples de motifs géométriques élémentaires

<table border="1"> <tbody> <tr> <td style="background-color: #cccccc;">4</td> <td style="background-color: #cccccc;">4</td> </tr> <tr> <td style="background-color: #4a7ebb;">1</td> <td style="background-color: #4a7ebb;">1</td> </tr> <tr> <td style="background-color: #4a7ebb;">1</td> <td style="background-color: #ffff00;">2</td> </tr> </tbody> </table>	4	4	1	1	1	2	<table border="1"> <tbody> <tr> <td style="background-color: #cccccc;">4</td> <td style="background-color: #cccccc;">4</td> <td style="background-color: #cccccc;">4</td> <td style="background-color: #cccccc;">4</td> </tr> <tr> <td style="background-color: #ff0000;">3</td> <td style="background-color: #4a7ebb;">1</td> <td style="background-color: #4a7ebb;">1</td> <td style="background-color: #4a7ebb;">1</td> </tr> <tr> <td style="background-color: #ff0000;">3</td> <td style="background-color: #4a7ebb;">1</td> <td style="background-color: #ffff00;">2</td> <td style="background-color: #4a7ebb;">1</td> </tr> </tbody> </table>	4	4	4	4	3	1	1	1	3	1	2	1
4	4																		
1	1																		
1	2																		
4	4	4	4																
3	1	1	1																
3	1	2	1																
Motif élémentaire MSAP	Motif élémentaire MCF																		

Les paramètres géométriques (Rayon, ouverture angulaire dent, ouverture angulaire aimant, épaisseur culasse, épaisseur carcasse, hauteur dent) ainsi que le nombre de répétition sont défini par la suite permettant l'obtention de la géométrie complète tel qu'illustré dans la Figure II.27 pour une machine synchrone à aimants permanents et une machine synchrone à commutation de flux.

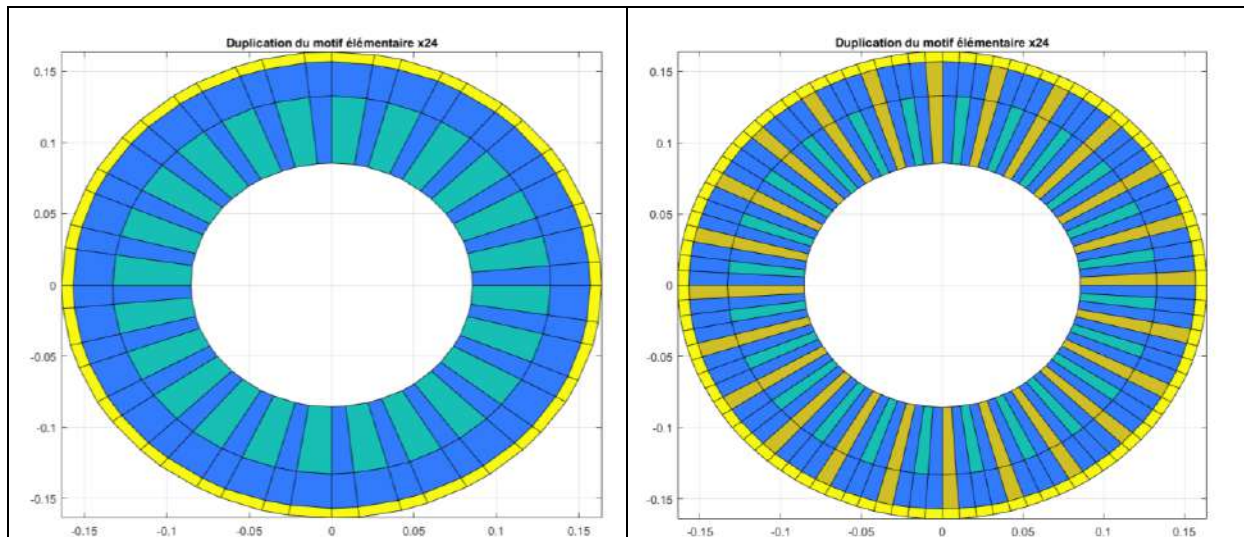


Figure II.27. Construction de la géométri

II.7.10.2. Maillage de la géométrie

Une fois la géométrie créée, son maillage est assuré par un nombre de discrétisation radiale et angulaire pour chaque région du motif élémentaire (Figure II.28). Cette fonction permet l'obtention des nœuds de chaque élément du maillage avec ses coordonnées dans un repère cartésien.

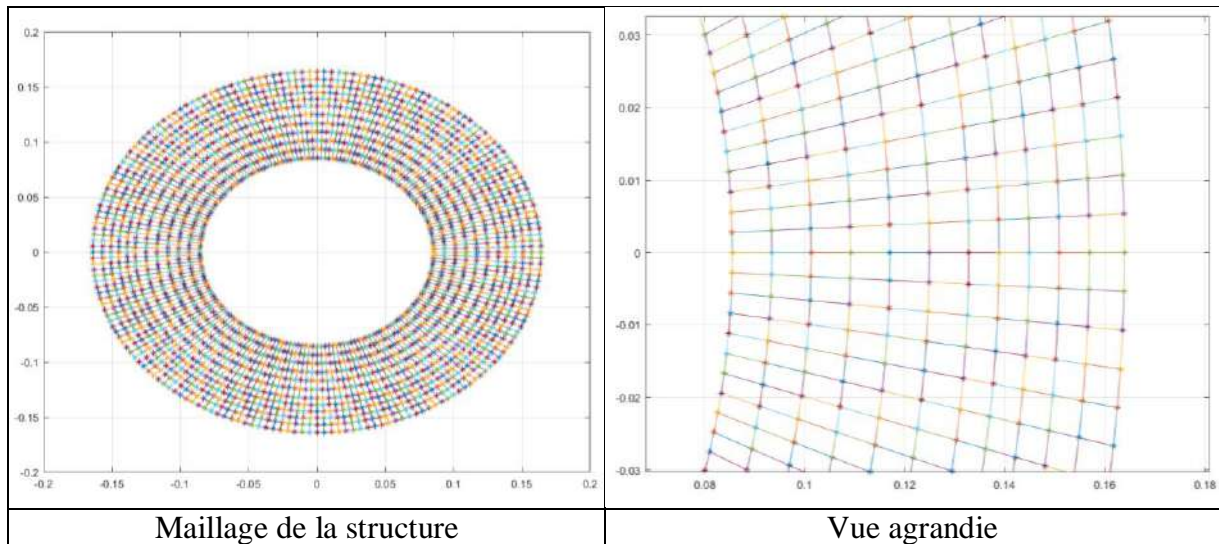


Figure II.28. Présentation du maillage d'une structure à flux radial

II.7.10.3. Affectation des matériaux

L'affectation des matériaux est réalisée par la même fonction du maillage. Elle utilise comme entrée la répartition des régions définies pour le motif géométrique élémentaire afin de déterminer le matériau de chaque élément (Figure II.29).

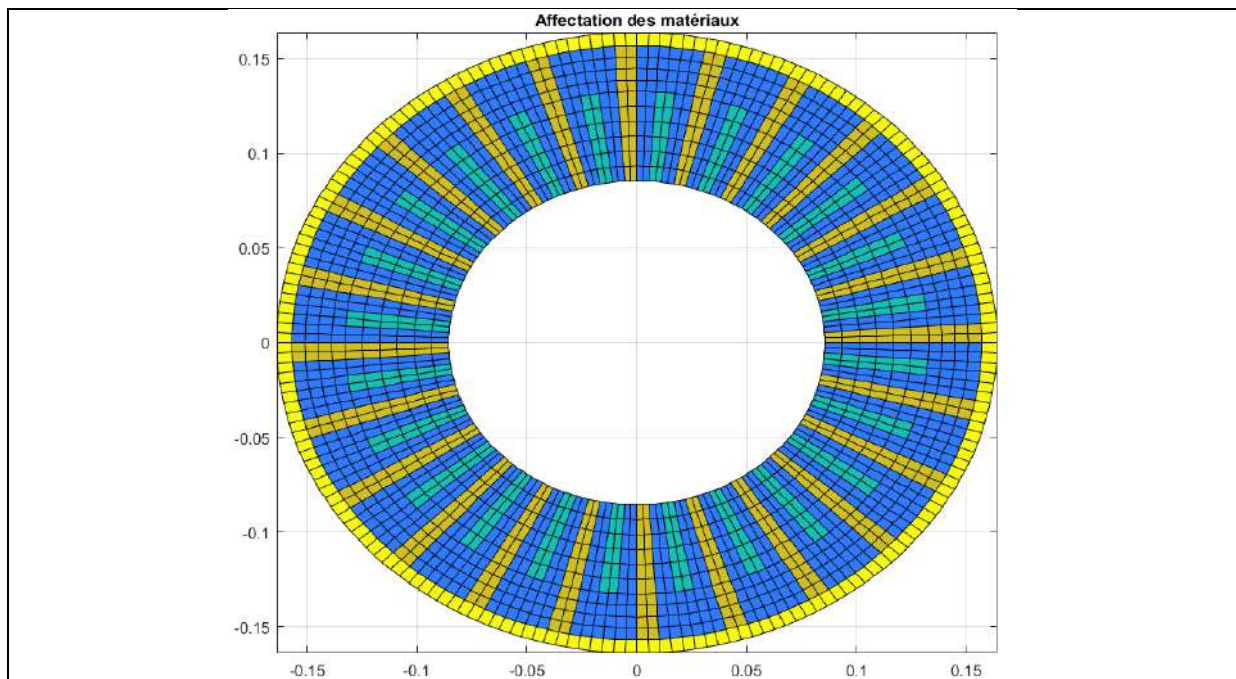


Figure II.29. Présentation de l'affectation des matériaux aux éléments du maillage

La fonction de maillage et d'affectation des matériaux donne en sortie la matrice suivante

Mesh_2D = [Ex Ey Nu_xy G_xy rho x1 x2 x3 x4 y1 y2 y3 y4]

Où les vecteurs colonnes E_x , E_y , Nu_{xy} , G_{xy} et ρ sont calculé en fonction du vecteur d'indices des matériaux (Mat_V). À titre d'exemple $E_x = EX(Mat_V)$, avec $EX(1)$ module de Young pour le noyau magnétique.

II.7.10.4. Matrice de connectivité

La connexion entre les éléments de la même région ainsi que ceux à la frontière de différentes régions partage les mêmes nœuds en supposant un contact parfait. Cependant, il est possible de modifier la raideur des éléments de frontières selon la direction afin de prendre en compte des coefficients de contact différent. La Figure II.30 donne un exemple simple d'un stator avec 3 dents, 3 encoches.

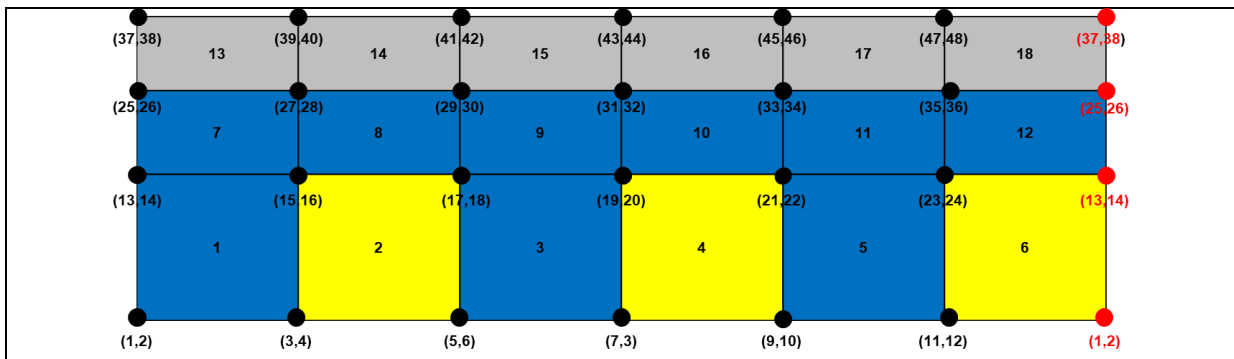


Figure II.30. Présentation de la numérotation des nœuds et de la périodicité

Dans cet exemple la numérotation des éléments et des nœuds est présentée. La numérotation des nœuds est faite en couplé correspondant aux degrés de libertés en x et y . les nœuds en rouge représente la périodicité de la géométrie, avec les éléments 6, 12, 18 qui sont connectés respectivement aux éléments 1, 7, 13.

Afin de construire la matrice de connectivité, premièrement une matrice $[n, m]$ avec n le nombre d'éléments du maillage et m le nombre de degrés de libertés d'un élément du maillage dans notre cas $[m = 18, n = 8]$. En effet, cette matrice donne la numérotation des nœuds de chaque élément représenté par un vecteur ligne dans la matrice et dans un sens antihoraire.

	1	2	3	4	5	6	7	8
1	1	2	3	4	15	16	13	14
2	3	4	5	6	17	18	15	16
	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
9	17	18	19	20	31	32	29	30
	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
18	35	36	25	26	37	39	47	48

La matrice de connectivité est utilisée par la suite pour la construction du système global. Sachant que chaque éléments possède une matrice $[8, 8]$ de constantes localisées. Dans notre cas la taille du système global est $[n \times n]$. La Figure II.31 donne une illustration

graphique de la connexion entre l'élément 1 (e^1) et l'élément 2 (e^2) qui partagent les nœuds (3, 4) et (15, 16).

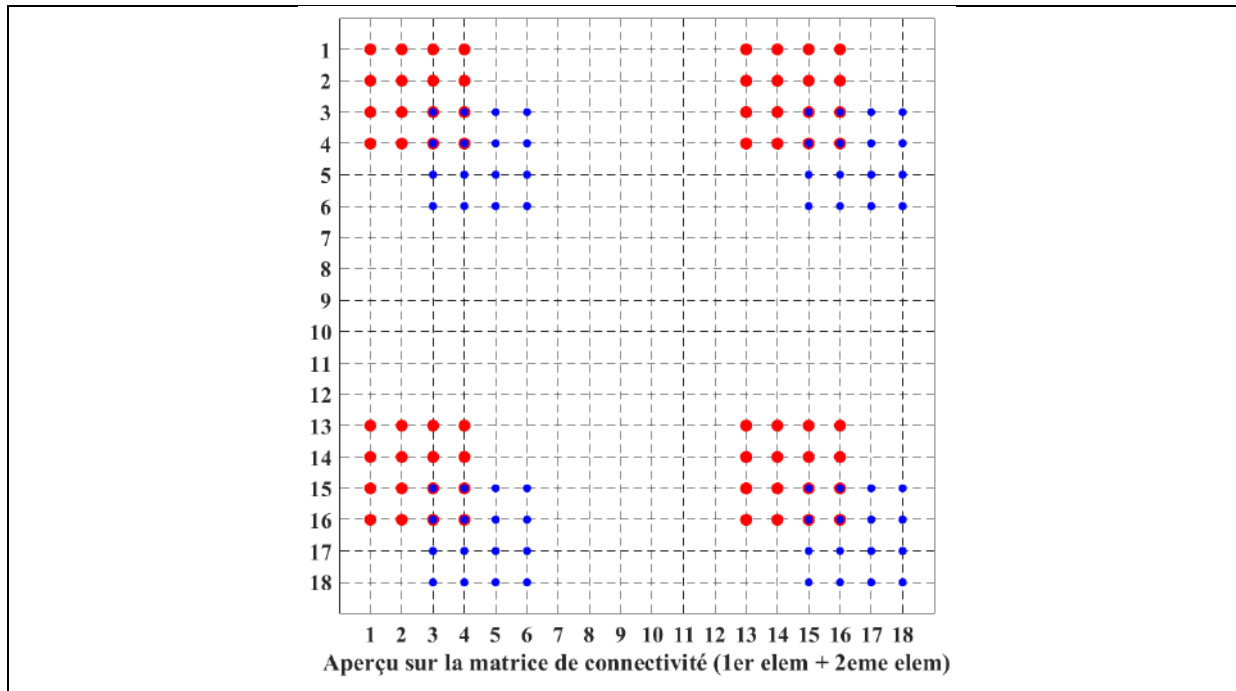


Figure II.31. Illustration graphique de la connexion entre deux éléments adjacents

Cette opération permet le remplissage des matrices du système global à partir des matrices élémentaire. La matrice suivante présente l'addition des raideurs entre (e^1) et 1 (e^2) tel que présenté précédemment.

	1	2	3	4	5	6	...	13	14	15	16	17	18	...
1	K_{11}^1	K_{21}^1	K_{31}^1	K_{41}^1			...	K_{71}^1	K_{81}^1	K_{51}^1	K_{61}^1			...
2	K_{12}^1	K_{22}^1	K_{32}^1	K_{42}^1			...	K_{72}^1	K_{82}^1	K_{52}^1	K_{62}^1			...
3	K_{13}^1	K_{23}^1	K_{33}^1 + K_{11}^2	K_{43}^1 + K_{21}^2	K_{31}^2	K_{41}^2	...	K_{73}^1	K_{83}^1	K_{53}^1 + K_{71}^2	K_{63}^1 + K_{81}^2	K_{51}^2	K_{61}^2	...
4	K_{14}^1	K_{24}^1	K_{34}^1 + K_{12}^2	K_{44}^1 + K_{22}^2	K_{32}^2	K_{42}^2	...	K_{74}^1	K_{84}^1	K_{54}^1 + K_{72}^2	K_{64}^1 + K_{82}^2	K_{52}^2	K_{62}^2	...
5			K_{13}^2	K_{23}^2	K_{33}^2	K_{43}^2	...			K_{73}^2	K_{83}^2	K_{53}^2	K_{63}^2	...
6			K_{14}^2	K_{24}^2	K_{34}^2	K_{44}^2	...			K_{74}^2	K_{84}^2	K_{54}^2	K_{64}^2	...
...
13	K_{17}^1	K_{27}^1	K_{37}^1	K_{47}^1			...	K_{77}^1	K_{87}^1	K_{57}^1	K_{67}^1			...
14	K_{18}^1	K_{28}^1	K_{38}^1	K_{48}^1			...	K_{78}^1	K_{88}^1	K_{58}^1	K_{68}^1			...
15	K_{15}^1	K_{25}^1	K_{35}^1 + K_{17}^2	K_{45}^1 + K_{27}^2	K_{37}^2	K_{47}^2	...	K_{75}^1	K_{85}^1	K_{55}^1 + K_{77}^2	K_{65}^1 + K_{87}^2	K_{57}^2	K_{67}^2	...
16	K_{16}^1	K_{26}^1	K_{36}^1 + K_{18}^2	K_{46}^1 + K_{28}^2	K_{38}^2	K_{48}^2	...	K_{76}^1	K_{86}^1	K_{56}^1 + K_{78}^2	K_{66}^1 + K_{88}^2	K_{58}^2	K_{68}^2	...
17			K_{15}^2	K_{25}^2	K_{35}^2	K_{45}^2	...			K_{75}^2	K_{85}^2	K_{55}^2	K_{65}^2	...

18			K_{16}^2	K_{26}^2	K_{36}^2	K_{46}^2	...			K_{76}^2	K_{86}^2	K_{56}^2	K_{56}^2	...
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

Cette opération est donc répétée n fois pour l'obtention des matrices globales du système mécanique.

II.7.10.5. Généralisation de l'approche 2D pour le 3D

De la même manière la construction de la géométrie est basé sur des motifs élémentaires tel que présenté dans la Figure II.32.

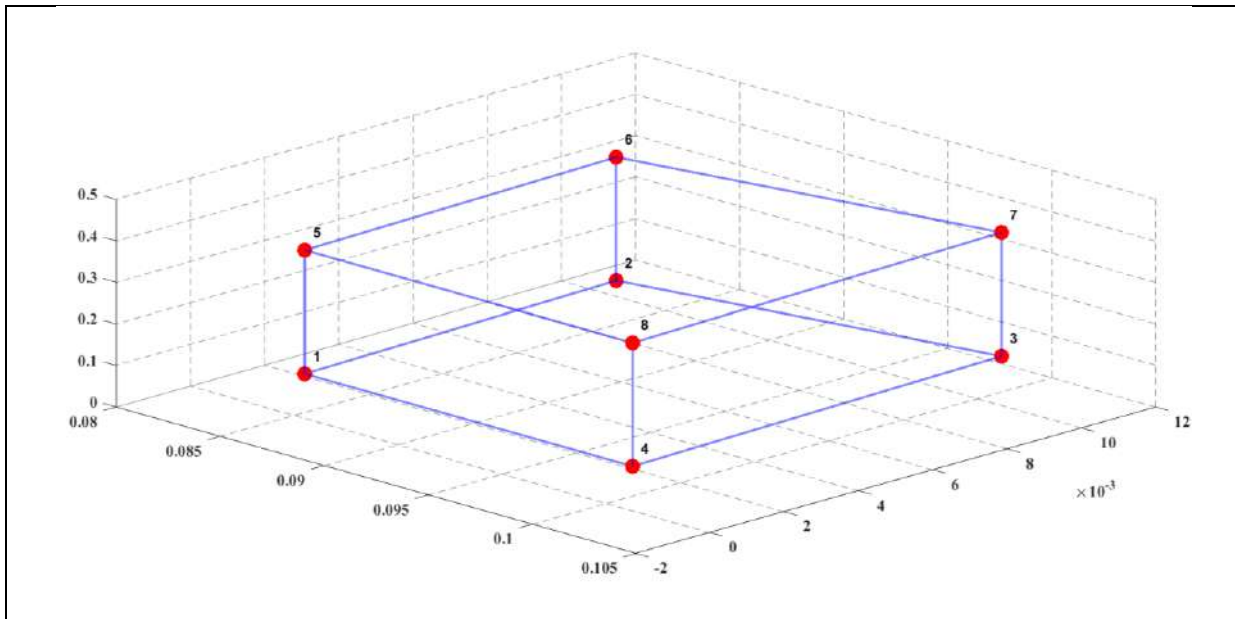


Figure II.32. Exemple d'un élément du maillage mécanique 3D

L'affectation des matériaux ainsi que le maillage se fait aussi pareillement avec une seule particularité qui le nombre de divisions axiales. La Figure II.33 donne un exemple d'affectation de matériaux alors que la Figure II.34 présente le maillage de cette dernière.

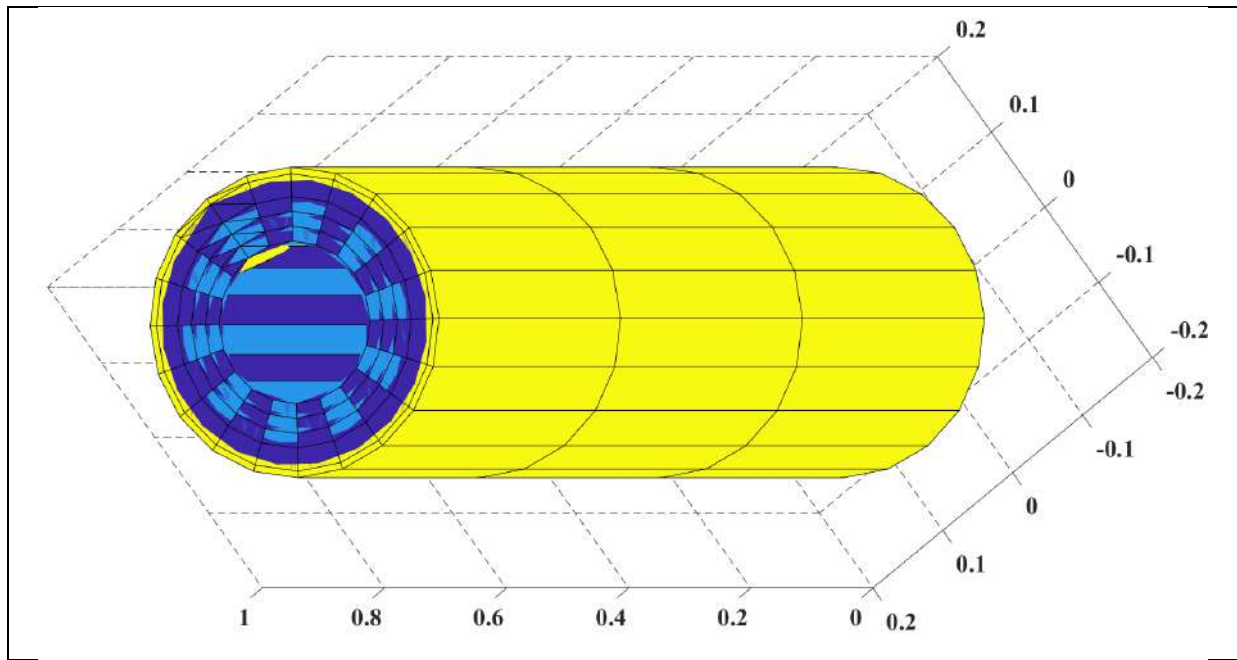


Figure II.33. Présentation de la géométrie et de l'affectation des matériaux

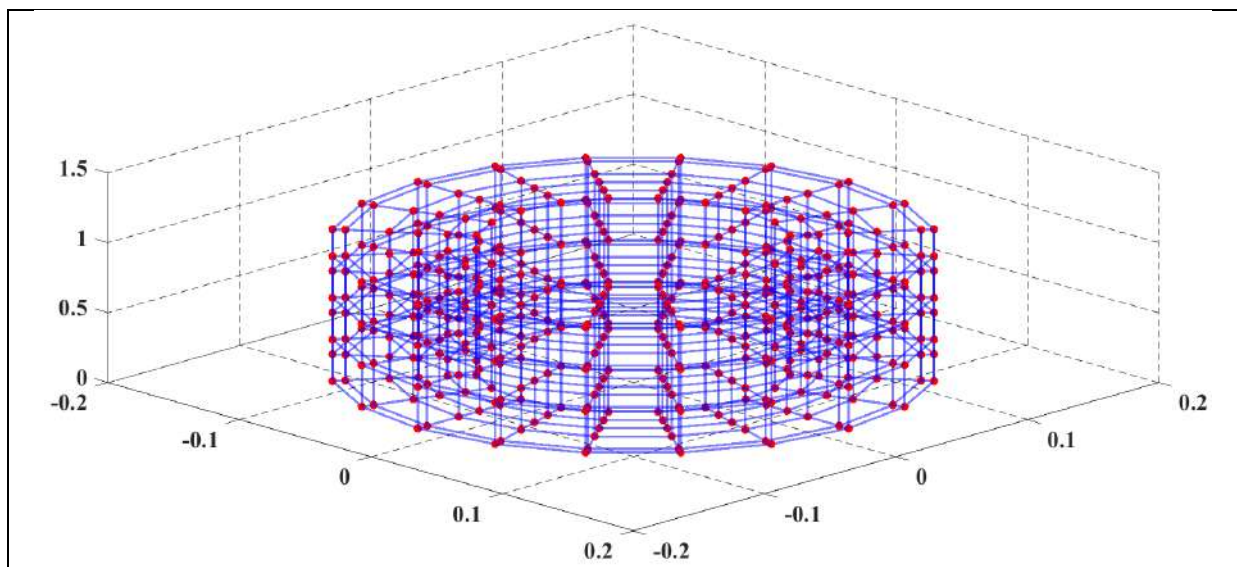


Figure II.34. Présentation du maillage 3D

La matrice de connectivité est réalisée de la même manière qu'en 2D avec cette fois 3 degrés de libertés. Cela fait que les matrices élémentaires ont une taille de $[24, 24]$. La Figure II.35 donne un aperçu des matrices bandes de raideurs pour les deux exemples présentés précédemment. La machine 3 dents 3 encoche pour le 2D et la machine 10 dents, 10 encoches et 3 divisions dans la direction axiale pour le 3D.

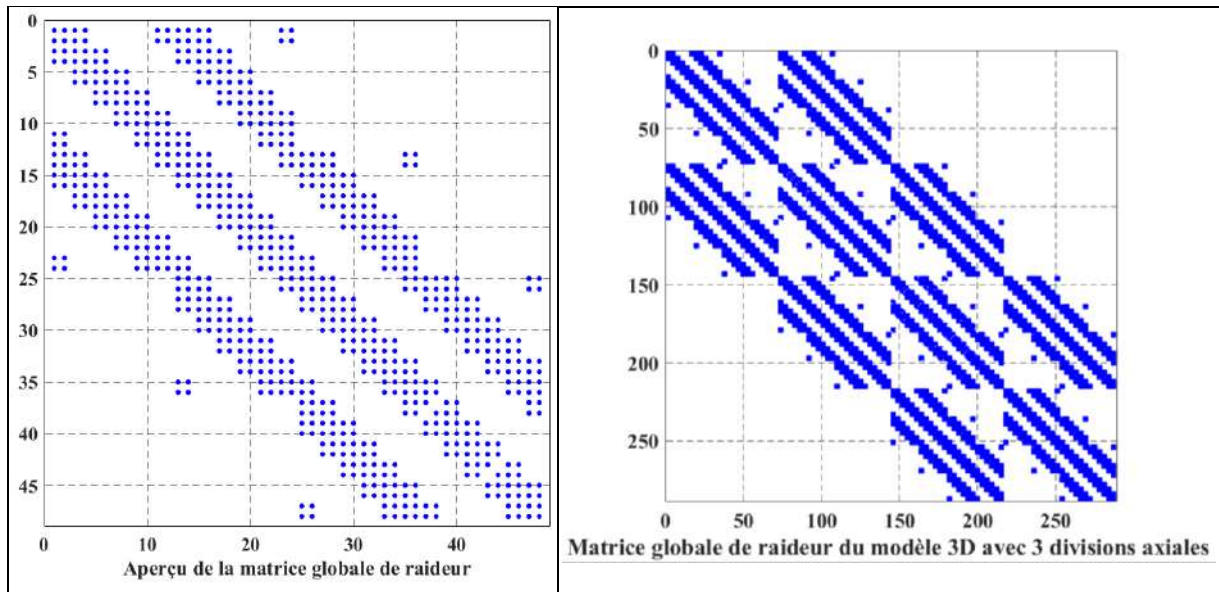


Figure II.35. Aperçu des matrices bandes de raideurs en 2D à gauche et 3D à droite

Finalement, les déformations de la structure 3D obtenue suite à une analyse modale sont présentées dans la Figure II.36 à titre d'exemple.

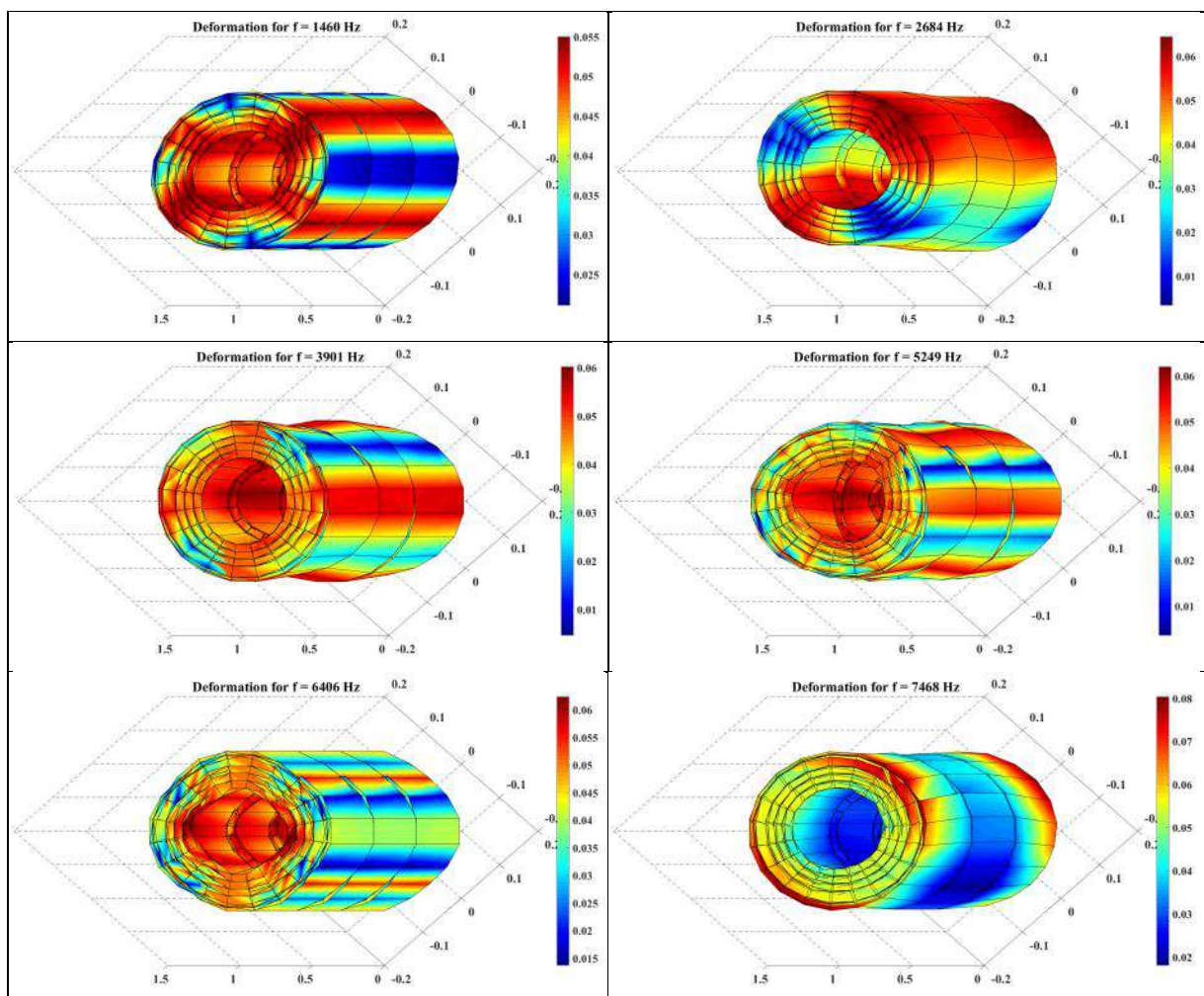


Figure II.36. Exemple de déformations 3D obtenues suite à l'analyse modale

II.7.10.6. Masse et raideurs élémentaires

Dans le modèle mécanique intégré, les sous-volumes de la structure mécanique sont modélisés par un certain nombre de masses localisées ou de corps rigides reliés par des éléments élastiques et amortisseurs sans masse, tels que les ressorts et les résistances. Le principe de base de ces simplifications est qu'un déplacement élémentaire est considéré comme égal et simultané pour chaque élément [Kelly 1992].

Afin que le modèle mécanique développé dans le cadre de ces travaux puisse être utilisé pour des machines à flux axial une généralisation de l'approche présentée ci-dessous en utilisant un élément iso-paramétrique 3D. Dans ce qui va suivre seule le développement avec un élément iso-paramétrique 2D est présentée pour des raisons de simplicité et de visibilité.

Le modèle développé est donc basé sur un quadrilatère iso-paramétrique 2D à quatre nœuds ayant deux degrés de liberté dans les directions x et y pour chaque nœud [Ergatoudis 1968] [Younis 2011]. La Figure II.37 illustre un bloc élémentaire dans le système de coordonnées global.

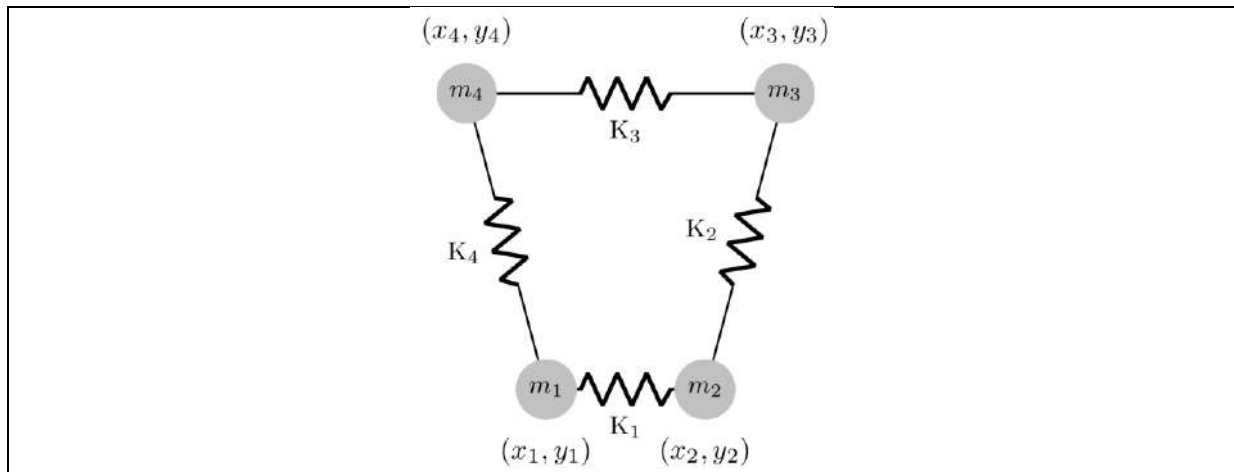


Figure II.37. Block élémentaire pour l'étude mécanique

II.7.10.7. Calcul de la rigidité et des masses

Le principe de base des éléments iso-paramétriques est que les fonctions d'interpolation pour les déplacements sont également utilisées pour représenter la géométrie de l'élément comme dans l'équation dessous. Le but principal suite à l'utilisation de cette formulation est le fait qu'elle permet une transformation de coordonnées des éléments tordues vers des éléments parent uniforme (Figure II.38), d'où l'appellation iso. Cette transformation est importante quand on des éléments géométrique non rectangulaires ayant des côtés incurvés, ce qui est le cas pour la modélisation de structures cylindriques.

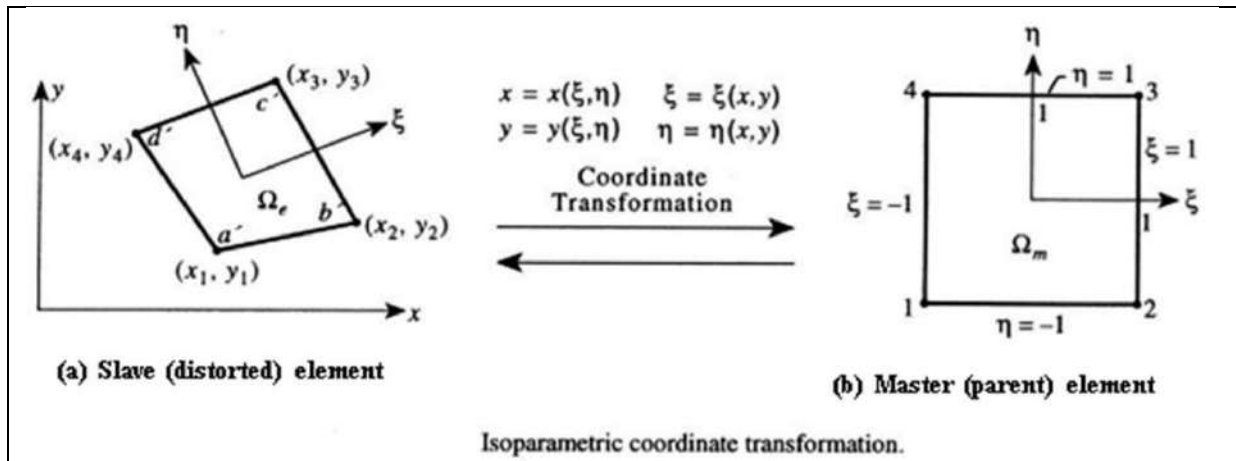


Figure II.38.

$U = \sum_{i=1}^4 N_i u_i \quad V = \sum_{i=1}^4 N_i v_i$ $X = \sum_{i=1}^4 N_i x_i \quad Y = \sum_{i=1}^4 N_i y_i$	(II.81)
---	---------

L'élément isoparamétrique est alors défini dans un système de coordonnées généralisé ζ, η , avec $\zeta = 1$ ou -1 et $\eta = 1$ ou -1 . La relation entre les coordonnées cartésiennes et la fois généralisée est assurée par la matrice jacobienne qui lie la déformation / déplacement et / ou contrainte / déformation comme dans les équations en dessous.

$\begin{Bmatrix} \frac{\partial N}{\partial \zeta} \\ \frac{\partial N}{\partial \eta} \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial X}{\partial \zeta} & \frac{\partial Y}{\partial \zeta} \\ \frac{\partial X}{\partial \eta} & \frac{\partial Y}{\partial \eta} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \frac{\partial N}{\partial \zeta} \\ \frac{\partial N}{\partial \eta} \end{Bmatrix}$	(II.82)
--	---------

$[J] = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^4 \frac{\partial N_i}{\partial \zeta} x_i & \sum_{i=1}^4 \frac{\partial N_i}{\partial \zeta} y_i \\ \sum_{i=1}^4 \frac{\partial N_i}{\partial \eta} x_i & \sum_{i=1}^4 \frac{\partial N_i}{\partial \eta} y_i \end{bmatrix}$	(II.83)
--	---------

Les N_i sont les fonctions de forme à chaque nœud de l'élément isoparamétrique. L'équation en dessous donne leur formulation dans le système de coordonnées généralisées.

$N_i = \frac{1}{4}(1 + \zeta_i)((1 + \eta_i))$	(II.84)
--	---------

Le déplacement peut alors être approché en termes de fonctions de forme d'élément par $U = [N] \setminus \{d\}$ détailler dans l'équation en dessous, tandis que la déformation est approximée en utilisant l'équation qui suit.

$U = \begin{Bmatrix} u(x, y) \\ v(x, y) \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} N_1 & 0 & N_2 & 0 & N_3 & 0 & N_4 & 0 \\ 0 & N_1 & 0 & N_2 & 0 & N_3 & 0 & N_4 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} u_1 \\ v_1 \\ u_2 \\ v_2 \\ u_3 \\ v_3 \\ u_4 \\ v_4 \end{Bmatrix}$	(II.85)
--	---------

$\epsilon = \begin{Bmatrix} \epsilon_y \\ \epsilon_x \\ \gamma_{xy} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \frac{\partial U}{\partial X} \\ \frac{\partial V}{\partial Y} \\ \frac{\partial V}{\partial Y} + \frac{\partial U}{\partial X} \end{Bmatrix} = [B]\{d\}$	(II.86)
---	---------

La matrice B est illustrée dans qui suit où $\frac{(\partial N_i)}{(\partial x)}$ est calculé en utilisant l'inverse de la matrice jacobienne donnée précédemment.

La matrice de rigidité de l'élément peut être calculée en utilisant l'équation en dessous, où [D] est la contrainte matérielle à la matrice de liaison de déformation obtenue en utilisant la loi de Hook généralisée. Dans notre cas, [D] est une matrice [3x3] en considérant un élément 2D ayant des propriétés de matériau isotrope, où A et t sont respectivement la surface et l'épaisseur de l'élément [Fedder 1994] [Nikishkov 2004].

$K = [B]^T [D] [B] A t$	(II.87)
-------------------------	---------

$[D] = \frac{E}{1 - \nu^2} \begin{bmatrix} 1 & \nu & 0 \\ \nu & 1 & 0 \\ 0 & 0 & (1 - \nu)/2 \end{bmatrix}$	(II.88)
---	---------

La matrice de masse de l'élément est calculée en utilisant l'équation en dessous, où ρ est la masse volumique du matériau.

$[M] = [N]^T [\rho] [N] A t$	(II.89)
------------------------------	---------

Une méthode alternative pour l'utilisation de l'intégration numérique et pour passer du système de coordonnées cartésiennes au système de coordonnées généralisé, sachant que N est fonction de (ζ, η) , utilise le déterminant de la matrice jacobienne $= t . dx . dy = det ([J]) t d \zeta . d \eta$.

La géométrie est maillée avec une grille de plusieurs éléments ayant des propriétés différentes. Le problème est d'assembler les matrices d'éléments dans la matrice complète du système. En supposant qu'il n'y a qu'une seule inconnue à chaque nœud, les numéros de nœud globaux correspondront aux nombres de liberté globaux et les numéros de nœuds d'éléments correspondront aux nombres de liberté locaux.

Chaque élément possède des nombres de liberté locaux qui suivent le schéma standard, à savoir une numérotation cohérente dans le sens des aiguilles d'une montre. Les matrices globales de rigidité et de masse sont obtenues en additionnant les raideurs nodales élémentaires et les masses de chaque nœud partagées par plusieurs éléments, ce qui nécessitera l'utilisation d'une matrice de connectivité. La numérotation des nœuds est effectuée de manière à obtenir une bande et des matrices symétriques.

II.7.10.8. L'analyse Modale

Les équations de mouvement d'un système mécanique de paramètres localisés peuvent être obtenues à partir de la loi de mouvement de Newton.

$[M]\{\ddot{U}(t)\} + [C]\{\dot{U}(t)\} + [K]\{U(t)\} = \{F(t)\}$	(II.90)
---	---------

Où [M], [C], [K], sont respectivement les matrices d'éléments de masse, d'amortissement et de rigidité. F(t) est le vecteur de forces externes et U(t) le vecteur de déplacements.

Dans une analyse modale, les modes de vibration peuvent être obtenus en résolvant le système matriciel suivant d'équations donné dans l'équation en dessous dérivé de l'équation de mouvement généralisée en supposant un mouvement harmonique, des vibrations libres et en ignorant l'amortissement.

$\{[K] - w^2[M]\} = 0$	(II.91)
------------------------	---------

II.7.10.9. Calcul de la matrice d'amortissement

Dans l'analyse dynamique des machines électriques, l'amortissement joue un rôle important. Cependant, en raison des limites de nos connaissances sur l'amortissement, le moyen le plus efficace de traiter l'amortissement consiste à traiter la valeur d'amortissement

comme un amortissement proportionnel équivalent à Rayleigh [Chowdhury 2003] [Adhikari 2001] [Pilkey 1998].

Le modèle d'amortissement proportionnel exprime la matrice d'amortissement comme une combinaison linéaire des matrices de masse et de rigidité, comme dans l'équation en dessous.

$[C] = \alpha[M] + \beta[K]$	(II.92)
------------------------------	---------

Où α et β sont des constantes d'amortissement qui peuvent être obtenues en utilisant la propriété d'orthogonalité des vecteurs propres (méthode de normalisation de masse) obtenue à partir de l'analyse modale. Dans ce cas, l'équation II.92 se découplera comme dans l'équation II.93 où la seconde égalité donne les coefficients (α, β) en fonction du taux d'amortissement qui peut être obtenu expérimentalement ou en utilisant le formule empirique II.94 en fonction des fréquences propres f_j dédiées aux petites et moyennes machines électriques [Yang 1981]. Le réseau mécanique utilise l'expression empirique et un algorithme d'ajustement de courbe pour calculer les coefficients (α, β) inconnus qui satisfont les modes maximum de la structure.

$\begin{cases} \ddot{U}_j + 2\xi_j\omega_j\dot{U}_j + \omega_j^2U_j = P_j \\ 2\xi_j\omega_j = \alpha + \beta\omega_j^2 \end{cases}$	(II.93)
---	---------

$\xi_j = \frac{1}{2\pi} (2.7610^{-5}f_j + 6.210^{-2})$	(II.94)
--	---------

II.7.10.10. Réduction du système matriciel

La normalisation de masse basée sur l'orthogonalité des vecteurs propres permet également de réduire la taille du système. Les vecteurs propres d'un système structurel définissent les caractéristiques du système. De plus, les vecteurs propres associés aux premières fréquences naturelles sont les plus représentatifs de la dynamique des systèmes. Dans de nombreux cas, tronquer l'équation (II.91) pour que la réponse de la structure soit décrite en termes de nombre limité de vecteurs propres n'a pas d'effet important sur la précision globale de la représentation. L'avantage est qu'un problème avec un grand nombre de degrés de liberté peut être réduit à un problème avec un très petit nombre de degrés de liberté. Cela peut être particulièrement bénéfique lorsque des techniques telles que la résolution pas à pas dans le temps (time-stepping) sont impliquées, qui peuvent être coûteuses en calcul [Kim 1984].

II.7.10.11. Analyse structurelle transitoire

L'analyse dynamique transitoire est une étude généralement utilisée pour déterminer une réponse dynamique de structure mécanique due à l'action de charges dépendantes du temps. Cette analyse permet ensuite de déterminer les déplacements, déformations,

contraintes et contraintes variant dans le temps en réponse à toute combinaison de charges statiques, transitoires et harmoniques.

Dans le cas général de multi-degrés de liberté, l'équation fondamentale peut être réorganisée sous la forme suivante.

$\begin{cases} [M]\{\ddot{U}(t)\} + [C]\{\dot{U}(t)\} + [K]\{U(t)\} = \{F(t)\} \\ \text{Let } \{Y_1(t)\} = \{U(t)\}; \{Y_2(t)\} = \{\dot{U}(t)\} \\ \{\dot{Y}_2(t)\} = [M]'\{F(t)\} - [M]'[C]\{Y_2(t)\} - [M]'[K]\{Y_1(t)\} \end{cases}$	(II.95)
--	---------

La discrétisation de la procédure des équations de mouvement en fonction de la variable temporelle permet de déterminer les déplacements nodaux à différents pas de temps pour le système dynamique étudié. L'intégration directe est la méthode la plus utilisée en général, elle a deux classes implicites et explicites. Le plus simple est une méthode explicite connue comme la méthode de la différence centrale. La seconde, plus complexe mais très efficace que la méthode de la différence centrale connue sous le nom de méthode bêta de Newmark (utilisée dans de nombreux logiciels commerciaux) qui modélise avec précision la variation de l'accélération. Dans notre cas, le solveur d'équations différentielles rigides Matlab (ode15s) a été utilisé pour résoudre le système matriciel d'équations différentielles donné dans l'équation II.95. Le ode15s est un solveur d'ordre variable basé sur les formules de différenciation numérique.

II.7.10.12. Analyse structurelle harmonique

L'analyse des réponses harmoniques est une étude utilisée pour déterminer la réponse en régime permanent de toute structure linéaire à des contraintes variant de manière sinusoïdale avec le temps. L'objectif est de calculer la réponse des structures à plusieurs fréquences afin d'obtenir une réponse graphique en fonction de la fréquence. Le coût de simulation de l'analyse transitoire pour la vitesse de fonctionnement multiple nous amène à une analyse harmonique structurelle. Les vibrations forcées de la structure amortie sous harmonique

L'excitation est obtenue en résolvant l'équation II.96.

$\begin{cases} (-\omega^2[M] + i\omega[C] + [K])U_0 e^{i\omega t} = \{F e^{i\omega t}\} \\ \text{which leads to } U_0(\omega) = [D]^{-1}F \end{cases}$	(II.96)
--	---------

Où [D] est la matrice d'impédance de la structure. L'équation II.97 donne l'amplitude et la phase des déplacements locaux en fonction de la fréquence pour chaque mode étudié j.

$\begin{cases} U(j) = \sqrt{U_0(j) \cdot U_0^*(j)} \\ \phi(j) = \frac{1}{2i} \log(U_0^*(j) / U_0(j)) \end{cases}$	(II.97)
---	---------

II.8.4. Modèle acoustique

Cette section est consacrée au calcul du bruit acoustique émis par la machine étudiée. De manière générale, une machine électrique tournante peut être modélisée comme une ou plusieurs sources acoustiques telles que des sphères, des cylindres ou des pistons. Dans notre cas, le moteur étudié est modélisé comme une seule source acoustique monopolaire. L'équation principale pour l'évaluation de la puissance acoustique rayonnée est donnée dans l'équation II.98.

$W = \rho c \sigma S v^2$	(II.98)
---------------------------	---------

Où ρ est l'impédance acoustique de l'air, S la surface rayonnante, v la vitesse de vibration et σ est le rapport de rayonnement défini par la puissance acoustique rayonnée du moteur électrique dans un demi-espace divisée par la puissance acoustique émise de la source sphérique équivalente ayant la même zone de rayonnement et la même vitesse de vibration que le moteur. Ainsi, le rapport de rayonnement décrit l'efficacité d'émission sonore de la machine électrique par rapport à la source de monopôle sphérique équivalente. Il existe de nombreuses formulations dans la littérature [Beranek 1992] [Bösing 2014] pour estimer le rapport de rayonnement d'une machine électrique rotative en fonction de ses dimensions, principalement du rapport entre le rayon et la longueur. Dans [Wilamowski 2016], une expression mathématique simplifiée de la ration de rayonnement est donnée comme dans l'équation II.99.

$\sigma(f) = 1 - \exp\left(\frac{-2\pi R_e f}{c}\right)$	(II.99)
--	---------

Où R_e est le rayon externe de la machine, f la fréquence et c la vitesse du son.

L'estimation du bruit émis par la machine sur les origines électromagnétiques est ensuite effectuée en utilisant l'équation II.98 et l'équation II.99 ainsi que la magnitude maximale des nœuds de la surface vibrante. Cette méthode est peut-être un peu imprécise, comme expliqué dans [Torregrossa 2011], mais elle permet d'obtenir une puissance de son acceptable surestimée.

II.9. Modélisation thermique

II.9.1. Problématique de la modélisation thermique

La modélisation des machines électriques tournantes est une mission délicate, nécessitant une maîtrise de plusieurs disciplines de l'ingénieur (voire l'électrique, l'électromagnétique, la vibroacoustique et la thermique). Le point de fonctionnement nominal d'une machine électrique est limité par des contraintes de plusieurs origines, dont:

Contraintes magnétiques : Les caractéristiques magnétiques des matériaux comme la perméabilité relative non linéaire du circuit magnétique ou l'induction rémanente des aimants permanents limitent la puissance, couple et/ou la tension que la machine puisse délivrer.

Contraintes vibroacoustiques : Pour avoir un mouvement de rotation, des forces tangentielles d'origine magnétique sont appliquées au rotor de la machine, mais avec ces dernières des forces normales à la surface seront appliquées au stator et au rotor. Ces forces sont les sources des déformations dépendantes de plusieurs paramètres géométriques et physiques de la machine et se traduisent par des vibrations de la structure. Ces dernières excitent l'air qui entoure la machine, imposant ainsi des différences de pression qui seront les sources d'un bruit sonore. La déformation causée par les vibrations ne doit pas excéder une limite de sécurité donnée par le constructeur ou imposée dans le cahier des charges.

Contraintes thermiques : Ces contraintes limitent considérablement les caractéristiques de la machines, en effet le bobinage statorique et rotorique pour certaines configurations des machines électriques sont les sièges de pertes par effet Joule, contribuant à l'augmentation de la température dans les différentes parties du convertisseur électromécanique, ajoutant à cela aussi les pertes par courants de Foucault et les pertes fer dans les tôles ferromagnétiques. La température maximale tolérée dans le bobinage ne doit pas dépasser la température maximale admissible pour l'isolant: par exemple pour un isolant de classe F, la température maximale admissible est de 150°C, ainsi la courbe de désaimantation des aimants de types terre rare comme le Néodyme-Fer-Bore dépend énormément de la température; à 80°C, l'induction rémanente chute de 14%). Notons aussi que la résistivité du cuivre augmente avec la température, ce qui amplifiera les pertes par effet Joule et diminuera le rendement de la machine. Il est donc clair que la détermination des limites imposées par ces contraintes représente une étape cruciale et importante dans le pré-dimensionnement des machines électriques, par conséquent nous nous intéressons spécifiquement à ces contraintes dans ce paragraphe, nous évoquerons les différentes méthodes de modélisation en régime statique et transitoire et la problématique de calcul du coefficient d'échange par convection dans l'entrefer.

II.9.1.1. Transfert de chaleur

Dans les machines tournantes, il existe trois types de transmission de chaleur pour évacuer les différentes pertes (pertes Joule, pertes fer et pertes mécaniques) [Guangjin 2011]:
Transfert de chaleur par conduction: Ce type de transfert apparaît que dans les solides causé par l'agitation de ses molécules.

Transfert de chaleur par convection: Il caractérise le transfert de chaleur entre un solide et un fluide ayant un contact avec la/les surfaces de ce dernier. L'augmentation ou la diminution de la chaleur du fluide le met en mouvement, ce type de transfert est caractérisé par :

- La section de la surface d'échange.
- L'état de la surface d'échange (lisse ou rainurée).
- Les causes de ce type de transfert (libre ou forcé).

Transfert de chaleur par rayonnement : Ce type de transfert de chaleur apparaît dans les systèmes à grandes dimensions, le transfert de chaleur s'effectue par le biais des ondes électromagnétiques. Généralement ce type de transfert de chaleur est négligé dans la modélisation thermique des machines électriques.

Prenons comme exemple une machine classique très utilisée dans les applications industrielles qui est la machine synchrone à aimants permanents montés en surface. Dans cette dernière les encoches sont les sièges des pertes par effet Joule d'où la source de flux de chaleur. Une partie de ce dernier quitte l'encoche en prenant la culasse et la dent comme principale chemin par le biais d'un transfert de chaleur par conduction, la deuxième partie quitte le stator vers le rotor en passant par l'entrefer par le biais d'un transfert de chaleur par convection, ceci contribuera à l'augmentation de la température dans les aimants.

Notons que plusieurs méthodes existent pour la modélisation de transfert de chaleur dans une machine électrique:

Modélisation par la méthode des éléments finis : Cette méthode est la plus générique et précise en revanche qu'elle est consommatrice en temps de calcul et en mémoire, surtout en 3D.

Modélisation par une résolution analytique : Cette méthode est la plus simple et rapide or la complexité de la géométrie des machines rend l'utilisation de cette dernière quasi-impossible.

Modélisation par un réseau de conductance thermique : Elle consiste à découper le domaine en volumes finis et affecter à chaque volume une résistance thermique qui traduit le mode de transfert de chaleur dans ce dernier (conduction, convection ou rayonnement) dans une direction précise, nous utiliserons la modélisation par réseau de conductances thermiques pour déterminer la distribution de la température dans une machine électrique pour un point de fonctionnement bien spécifique en régime permanent et transitoire.

Ainsi, le transfert de chaleur dépend des paramètres géométriques et physiques du système étudié, dont les coefficients des échanges par convections et par conductions. La détermination du coefficient d'échange dans l'entrefer est délicate, vu qu'il n'y a pas une règle générale pour son calcul. Plusieurs expériences réalisées par plusieurs auteurs mènent des fois à des conclusions différentes. Une erreur sur le coefficient de transfert de chaleur par convection mène à des calculs erronés et par conséquent une fausse distribution de la température dans la machine. Dans ce qui suit nous évoquerons cette problématique et nous proposerons une corrélation du coefficient de transfert dans l'entrefer sur une structure synchrone à aimants permanents montés en surface.

II.9.1.1.1. Calcul du coefficient de transfert de chaleur par convection

Nous prendrons une étude expérimentale [Bouafia 1998] comme références qui traite le calcul du coefficient d'échange convectif dans un espace annulaire compris entre deux cylindres. Pour ce faire plusieurs nombres adimensionnels seront définis, dont:

Nombre de Taylor : Taylor a étudié l'instabilité de l'écoulement de l'air dans un anneau entre deux cylindre dont un est en rotation et l'autre est fixe, Taylor a défini une vitesse limite à partir de laquelle des turbulences apparaissent ce qui affectera considérablement le coefficient de convection [Taylor 1923], ce nombre adimensionnel est donné par l'équation I.100 :

$T_a = \frac{4 \omega^2 L_c^4}{\nu^2}$	(II.100)
--	----------

Nombre de Nusselt : Ce nombre est le rapport entre le coefficient de transfert de chaleur par convection et par conduction multiplié par la longueur caractéristique (voir l'équation II.101). Si ce nombre tend vers l'infini, le transfert de chaleur s'effectue principalement par convection et s'il tend vers l'unité, la grande majorité du transfert de chaleur est effectuée par conduction.

$N_u = \frac{hL}{k_f}$	(II.101)
------------------------	----------

Nombre de Prandtl : Le nombre de Prandtl compare la rapidité des phénomènes thermiques et des phénomènes hydrodynamiques dans un fluide, il est égale au rapport entre la diffusivité thermique et la quantité de mouvement (voir l'équation II.102).

$P_r = \frac{\nu}{\alpha}$	(II.102)
----------------------------	----------

Nombre de Reynolds : Il a été mis en évidence en 1883 par [Osborne 1986]. Il caractérise un écoulement, en particulier la nature de son régime (laminaire, transitoire, turbulent), présentant le rapport entre les forces d'inertie et les forces visqueuses (voir équation II.103).

$R_e = \frac{VL}{\nu}$	(II.103)
------------------------	----------

Prenons comme premier exemple l'étude faite dans [Bouafia 1998], l'auteur a étudié le coefficient de transfert de chaleur convectif dans un espace annulaire avec ou sans écoulement axial, entre un cylindre intérieur chauffé et un cylindre extérieur fixe refroidi pour deux types d'états de surface lisse et rainuré. [Bouafia 1998] a défini alors un nombre de Taylor modifié T_{am} donné par l'équation II.104.

$T_{am} = \frac{\omega^2 R_m e^3}{\nu^2} \frac{1}{F_g}$	(II.104)
---	----------

$R_m = \frac{e}{\log\left(\frac{R_2}{R_1}\right)} \frac{1}{F_g}$	(II.105)
--	----------

$T_{a_m} = \frac{\pi^4}{1697 P} \frac{R_1 + R_2}{2R_1}$	(II.106)
---	----------

$P = 0.0571 \left(1 - \frac{0.652e}{R_1}\right) + 0.00056 \left(1 - \frac{0.652e}{R_1}\right)^{-1}$	(II.107)
---	----------

Pour un nombre de Taylor modifié inférieur au nombre de Taylor critique $T_{a_c} \approx 1800$, [Bouafia 1998] a observé un régime de conduction pure $N_u \approx 1$, la transition de ce dernier régime vers un autre caractérisé par un écoulement laminaire avec turbulence se situe entre un nombre de Taylor modifié compris entre $T_{a_m} = T_{a_c}$ et $T_{a_m} = 4 \times 10^6$.

Le même auteur a corrélié le nombre de Nusselt en fonction du nombre de Taylor modifié pour plusieurs intervalles correspondants aux différents types d'écoulements (laminaire ou laminaire avec turbulence) dans la configuration d'entrefer lisse (voir l'équation II.108).

$\begin{cases} N_U = 0.064 T_{a_m}^{0.367} & \text{pour } 1800 < T_{a_m} < 10^4 \\ N_U = 0.205 T_{a_m}^{0.241} & \text{pour } 10^4 < T_{a_m} < 4 \times 10^6 \end{cases}$	(II.108)
---	----------

Dans la configuration rainurée, l'auteur a trouvé plusieurs intervalles correspondants aux différents types de transfert convectif. Une difficulté est remarquée pour la détermination de la valeur du nombre de Taylor modifié critique T_{a_c} caractérisant la transition entre le régime laminaire stable et l'apparition des premières instabilités, [Bouafia 1998] a situé cette valeur à $T_{a_m} = T_{a_c} = 3900$, notons bien que cette valeur est bien supérieure à celle trouvée dans la configuration d'entrefer lisse de même largeur. Pour le même nombre de Taylor, le nombre de Nusselt dans la configuration rainurée subit une augmentation de 2 à 20 %, cette dernière est liée aux rainures qui modifient considérablement le mode d'écoulement du fluide, la corrélation du nombre de Nusselt suit alors deux lois données par l'équation II.109 :

$\begin{cases} N_U = 0.132 T_{a_m}^{0.3} & \text{pour } 6000 < T_{a_m} < 1.4 \times 10^6 \\ N_U = 0.029 T_{a_m}^{0.4} & \text{pour } 1.4 \times 10^6 < T_{a_m} < 2 \times 10^7 \end{cases}$	(II.109)
---	----------

II.9.1.1.2. Prise en considération de l'isolant d'encoche

Afin d'assurer une isolation électrique entre les conducteurs dans l'encoche et pour éviter un court-circuit inter-spores, entre la phase et le fer généralement lié à la masse ou entre-phases, un isolant est appliqué dans l'encoche apportant une sécurité et assurant le bon fonctionnement de la machine comme avantages. En revanche, ceci diminue considérablement la conductivité thermique équivalente de l'encoche à cause de son hétérogénéité, justifiée par l'ajout des isolants, imprégnations et l'air résiduel. Il est judicieux alors de les prendre en considération, prenons comme exemple l'étude faite en [Staton 2005] où l'auteur a pu trouver une conductivité équivalente de l'encoche en fonction de ses paramètres géométriques et du facteur de remplissage en définissant une couche équivalente t_{eq} des matériaux isolants et l'air résiduel constituant l'encoche associés à une conductivité thermique équivalente k_{ceq} . Permettant ainsi le calcul de la résistance thermique équivalente de l'encoche R_{ceq} dans la direction radiale, ayant comme expression:

$R_{ceq} = \frac{t_{eq}}{k_{ceq} S_{slot}}$	(II.110)
---	----------

$t_{eq} = \frac{S_{slot} - S_c}{l_{sp}}$	(II.111)
--	----------

L'auteur a corréla la conductivité équivalente en fonction du facteur de foisonnement, qui suit une loi linéaire donnée par l'équation II.112 :

$k_{ceq} = 0.1076 \times k_f + 0.029967$	(II.112)
--	----------

Sachant que le facteur de remplissage dans les machines classiques est entre 0.3 et 0.6, la conductivité thermique équivalente de l'encoche peut être considérée dans l'intervalle 0.06 et 0.095.

II.9.2. Modèle circuit équivalent

Comme nous l'avons mentionné précédemment, la modélisation par réseau de conductances thermiques est une méthode utilisée par plusieurs auteurs pour la détermination de la distribution de la température dans une machine électrique et pour un point de fonctionnement ou des cycles bien précis. Cette méthode représente l'avantage d'être simple tout en nécessitant le minimum de ressources (en termes de mémoire et de temps de calcul), en revanche elle peut trouver certaines difficultés avec des géométries complexes.

Dans le cadre des machines électriques, il faut bien identifier les modes de transfert de chaleur. Il est clair que entre l'entrefer-stator et l'entrefer-rotor le mode de transfert de chaleur est généralement dominé par la convection (ceci dépend énormément des propriétés géométriques de la machine, de l'état des surfaces et de la vitesse de rotation), en revanche dans les parties solides le seul mode existant, sous l'hypothèse de négligence du transfert de

chaleur par rayonnement, est le transfert par conduction. Une fois le mode de transfert de chaleur identifié, une discrétisation de la géométrie bien adaptée est nécessaire. Le stator et le rotor seront discrétisés indépendamment; vu que le stator est le siège des pertes par effet Joule sa discrétisation, généralement, doit être plus fine que celle du rotor. Avec cette méthode de discrétisation un problème de connexion entre les nœuds statoriques et rotoriques apparaît, ce dernier peut être résolu en utilisant une des deux méthodes suivantes:

Une modélisation hybride : Couplage entre une solution analytique dans l'entrefer et les deux réseaux de conductances thermiques.

Un réseau de conductance thermique variable : liant les deux groupes de nœuds statoriques et rotoriques par le biais des surfaces d'échanges partagées par ces derniers.

Dans notre étude de la modélisation thermique des machines électriques, nous avons utilisé la **méthode d'interpolation du potentiel thermique** au niveau de la surface de glissement située au rayon moyen de l'entrefer. En réalité l'avantage offert par cette technique de modélisation de l'entrefer réside dans sa généricité; il suffit de remplacer le terme potentiel scalaire magnétique $\{U\}$ par le potentiel thermique $\{T\}$, flux magnétique $\{\phi_{mag}\}$ par le flux thermique $\{\phi_{thm}\}$ et l'induction magnétique $\{B\}$ par la densité de flux thermique $\{\phi\}$.

Pour plus de détail sur les développements mathématiques effectués, veuillez consulter le prochain chapitre de ce rapport.

II.10. Couplage magnéto-vibroacoustique

II.10.1. Problématique du couplage multi physique

Dans une optique de dimensionnement ou d'optimisation des machines électriques, des formulations analytiques simplistes peuvent être utilisées comme étant un moyen de prédiction rapide, mais la complexité de ces études multi-physiques fait qu'il indispensable d'utiliser une approche de modélisation avec une précision acceptable tel que la méthode des éléments finis. L'idéal est donc d'avoir un couplage fort entre trois modèles éléments finis un modèle magnétique, un modèle mécanique de structure, et un modèle acoustique. Cependant, les trois domaines de la physiques ne sont pas régis par les mêmes lois et ils ont ainsi des constantes de temps différentes ce qui rend ces modèles très complexes, très chronophages, et mobilisent beaucoup de ressources. Afin de pallier à ces problèmes plusieurs stratégies de couplage peuvent être utilisées selon l'application et le besoin.

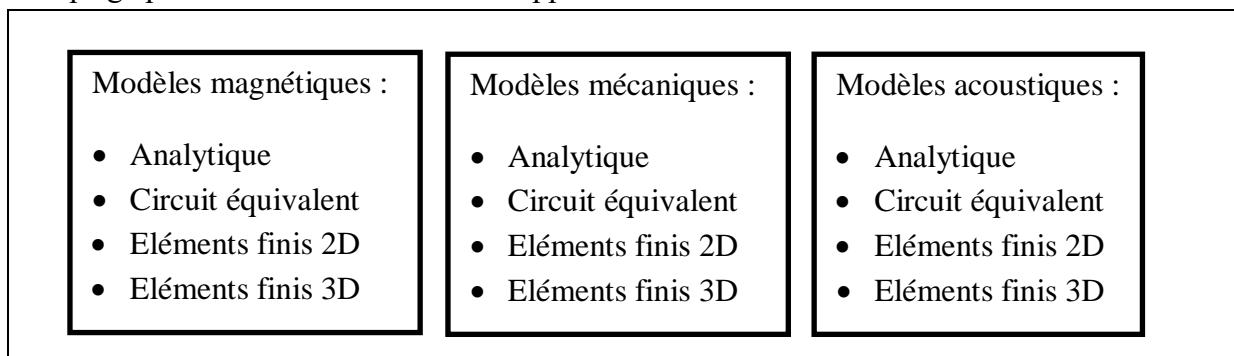


Figure II.39. Stratégies de couplage magnéto-vibroacoustique

Ils existent par convention trois types de couplages multi-physiques.

Le couplage fort qui consiste en une résolution simultanée d'un système d'équations multi-physiques couplées.

Le couplage moyen se base sur une résolution pas à pas dans le temps en cascade de plusieurs systèmes d'équations ou la solution du premier représente l'entrée du suivant.

Le couplage faible se base sur une résolution en cascade des différents problèmes physiques. Chaque résolution est faite séparément sur un intervalle de temps donné. De la même manière que pour le couplage moyen, la première résolution représente l'entrée de la suivante.

Le Tableau II.11 présente les avantages et les inconvénients de chaque méthode de couplage.

Tableau II.11 Comparaison des différents types de couplages multi-physiques

Couplage	Avantages	Inconvénients
Fort	<ul style="list-style-type: none"> • Précision 	<ul style="list-style-type: none"> • Absence d'outils logiciels adaptés • Difficulté du problème • Temps de résolution • Maillage dense pour correspondre au problème magnétique en fonction de l'entrefer
Moyen	<ul style="list-style-type: none"> • Précision acceptable • Maillage séparé pour chaque problème 	<ul style="list-style-type: none"> • Problématique de communication et de pilotage de la simulation (incompatibilité) • Temps de calcul important • Les grandeurs physiques n'ont pas la même dynamique induisant un pas de calcul en fonction de la grandeur la plus rapide • Besoin d'adaptation des fichiers d'entrée pour chaque modèle
Faible	<ul style="list-style-type: none"> • Peut utiliser différents outils de calculs • temps de calcul relativement faible 	<ul style="list-style-type: none"> • Besoin d'adaptation des fichiers d'entrée pour chaque modèle • Précision légèrement faible

Le couplage entre modèles électromagnétiques et modèles structurels FEA est généralement fastidieux en raison de la complexité de la distribution des forces magnétiques. Par conséquent, certains outils de couplage automatisés doivent être développés pour accélérer le processus de conception vibroacoustique (définition des charges, résolution et post-traitement).

Les principales hypothèses de couplage électromagnétique sur mécanique sont les suivantes:

1. Un couplage faible est supposé entre mécanique des structures et électromagnétique: les déviations d'entrefer ne modifient pas la distribution du flux électromagnétique et la contrainte de Maxwell résultante;
2. Les forces électromagnétiques calculées sont supposées être uniquement dues à la contrainte de Maxwell: les forces de magnétostriction ne sont pas prises en compte;
3. Les forces électromagnétiques sont calculées sur la stratification du stator et appliquées sur les dents. Plusieurs méthodes pour le calcul et l'application des efforts peuvent être utilisées en fonction de la machine (Figure II.40).

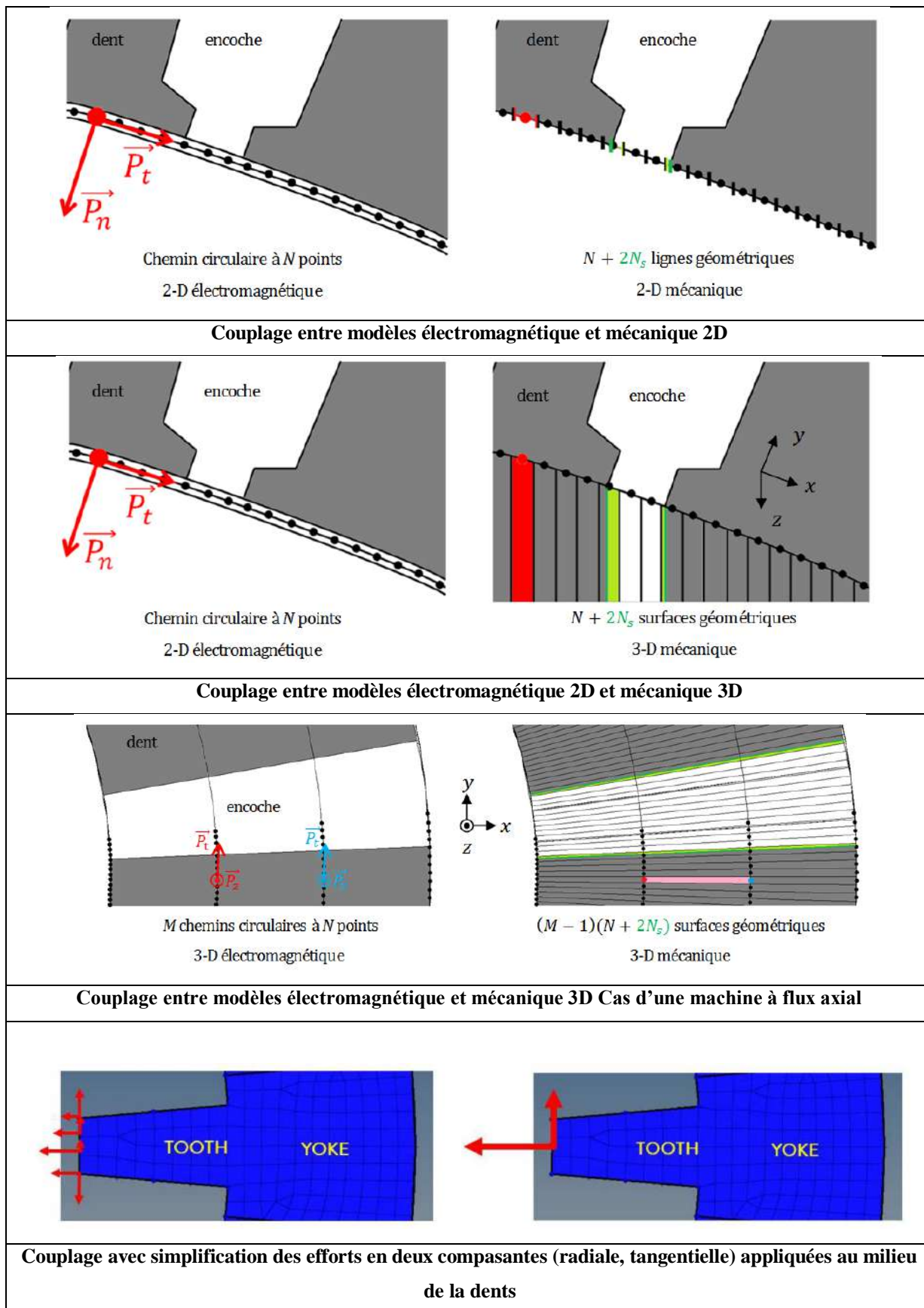


Figure II.40. Différentes méthodes de calcul et d'application des efforts électromagnétiques

II.10.2. Outils de couplage – Application sur une machine synchrone à rotor bobiné

Cette section présente l'approche adoptée pour mettre en place le couplage multiphysique magnéto-vibroacoustique faible dédié à l'investigation des vibrations et émissions sonores (bruits) d'origine électromagnétique dans les machines électriques. Pour ce faire, il est nécessaire d'étudier et de réduire ces vibrations et bruits rayonnés par la machine dès les premières phases de conception. La première partie de ce paragraphe détaille l'ensemble des particularités et hypothèses simplificatrices utilisées lors du développement des deux modèles magnétique et vibroacoustique. La deuxième partie se focalise sur le couplage réalisé ainsi que l'exposition de l'approche de l'analyse magnéto-vibroacoustique. Une approche basée sur le calcul via le modèle magnétique des efforts magnétiques locaux agissants à la surface interne de l'alésage statorique. Ces efforts sont ainsi transférés au modèle vibroacoustique via une macro de couplage permettant après de performer une analyse mécanique dans le but de calculer les déformations de la structure et le bruit engendré.

Ce travail vient donc répondre à l'ensemble des points discutés au deuxième chapitre II.8, en proposant un couplage faible entre deux modèles EF, un modèle électromagnétique et un deuxième mécanique vibroacoustique. Ce couplage se caractérise par sa simplicité et l'indépendance entre les maillages magnétique et mécanique lors du transfert des efforts magnétiques locaux au modèle mécanique. Mis à part le couplage, ce travail présente aussi l'approche globale de l'analyse magnéto-vibroacoustique. Un cas d'application a été réalisé afin d'étudier le bruit et les vibrations générés par une Machine Synchrone à Rotor Bobiné MSRB 4 pôles / 48 encoches ayant un bobinage triphasé imbriqué destinée à la traction électrique. La partie active de la MSRB est présentée par la Figure II.41 et le Tableau II.12 donne ces principales caractéristiques pour un point de fonctionnement nominal. La modélisation a été réalisée avec deux logiciels EF commerciaux, Flux pour la partie magnétique et Ansys Mechanical pour la partie mécanique.

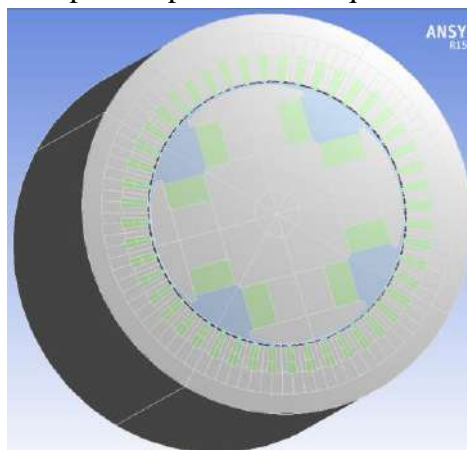


Figure II.41. Présentation de la partie active de la machine

Tableau II.12 Principales caractéristiques de la machine

Nom	Valeur (unité)
Puissance mécanique	55 (kW)
Vitesse de rotation	7500 (tr/min) 125
Couple	70 (N.m)

Courant par phase	70 (A)
Courant d'excitation	10 (A)
Rayon interne stator	85 (mm)
Rayon externe stator	130 (mm)
entrefer	1 (mm)
Longueur axial	170 (mm)
Profondeur d'encoche	17.54 (mm)

II.10.3. Modèle électromagnétique de la MSRB

La finalité est de réaliser un couplage électromagnétique vibroacoustique entre deux logiciels EF. Flux pour la partie électromagnétique et ANSYS Mechanical pour la partie vibroacoustique. En ce qui concerne la modélisation électromagnétique, la structure peut être modélisée en 2D, 3D ou en tenant compte des inclinaisons (Skew). Le choix revient donc à l'utilisateur. Dans notre cas un modèle EF 3D a été utilisé. Dans un premier temps, ce choix peut être justifié par le besoin de prendre en considération les effets 3D due à la nature tridimensionnelle intrinsèque du champ magnétique puisque le rapport longueur sur diamètre extérieur de la machine étudiée est relativement faible engendrant une variation de la pression magnétique dans la direction axiale [Dhifli 2016]. Dans un second temps, le choix du modèle EF 3D se justifie aussi par la nécessité d'une grande précision dans le calcul des efforts magnétiques locaux exercés sur les dents de l'alésage statorique du fait que l'erreur commise dans le calcul peut facilement être amplifiée en passant d'une étape à l'autre de l'analyse magnéto-vibroacoustique. Sachant que les simulations EF 3D sont chronophage en terme de temps de calcul, donc afin de réduire la taille du modèle magnétique la condition de cyclicité physique a été exploitée (PGCD (Ns, p) = 4) permettant ainsi de modéliser seulement un quart de la machine et de réduire considérablement le temps calcul.

Afin de calculer les efforts électromagnétiques responsables de bruit et vibrations de la machine. Un support de calcul des forces aux nœuds du maillage magnétique est créé sur les faces des dents statorique coté entrefer dans un premier temps. Le calcul de la force aux nœuds se fait en intégrant la pression magnétique sur une surface élémentaire autour du nœud en question. L'expression de la force est donnée par l'équation II.113 et la Figure II.42 montre la surface élémentaire d'intégration [Ennassiri 2016]. Dans un second temps, une simulation en transitoire a été effectuée afin de déterminer la distribution de la force magnétique pour chaque pas de temps. Les calculs sont faits pour une vitesse de rotation nominale (7500 tr/min). La saturation magnétique est prise en considération en utilisant un matériau magnétique dont la caractéristique B(H) est non linéaire.

$d\vec{F}_s = \left(-H_{1n}B_{1n} + \frac{\vec{H}_1 \cdot \vec{B}_1}{2} + H_{2n}B_{2n} - \frac{\vec{H}_2 \cdot \vec{B}_2}{2} \right) \vec{n}$	(II.113)
--	----------

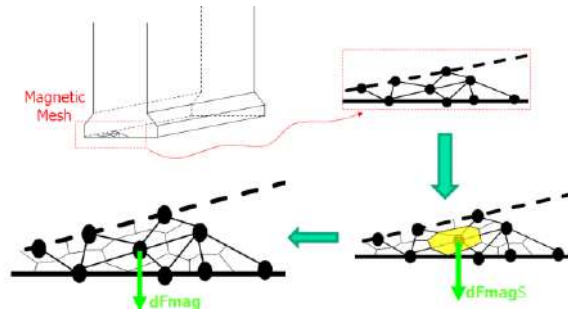


Figure II.42. Calcul des efforts au noeuds du maillage magnétique

Pour la machine étudiée, la répartition spatiale des composantes normale et tangentielle de l'induction magnétique dans l'entrefer en fonction de la position angulaire est présentée dans Figure II.43. L'effet des 4 pôles de la machine est observable par la succession d'alternance de signe. La répartition spatiale de la pression magnétique (Figure II.44), au niveau du rayon interne de l'alésage statorique est calculée à partir des inductions magnétiques en utilisant le formalisme de Maxwell. Le contenu harmonique de la pression magnétique est présenté dans la Figure II.45.

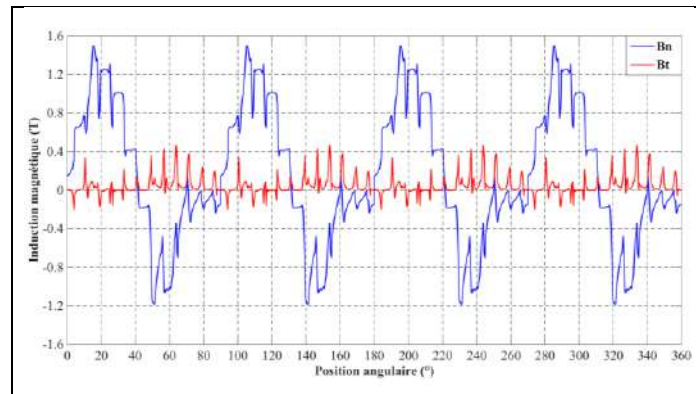


Figure II.43. Induction magnétique au milieu de l'entrefer

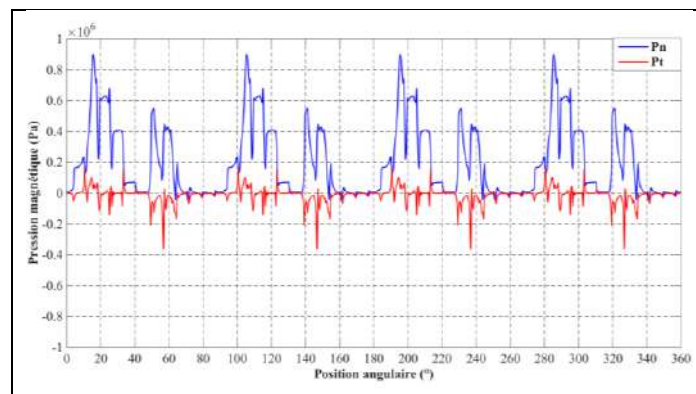


Figure II.44. Pression magnétique au niveau du rayon interne de l'alésage statorique

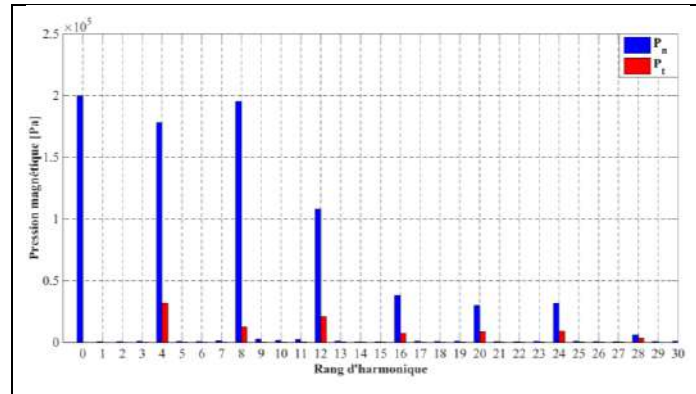


Figure II.45. Contenu harmonique de la pression magnétique

Le spectre de la pression magnétique est obtenu en considérant un cycle complet sur 360 degrés mécanique. Les harmoniques prépondérants sont ceux de rang $(2k + 1)p$, $k \in \mathbb{N}$ et sont dus au rotor tel que constater dans [Sun 2011]. De plus, les harmoniques de rangs 4 et 8 sont également excités du fait de la répartition du bobinage et donc des courants au stator. Ces harmoniques sont donc les plus importants. Compte tenu des valeurs non négligeables de la composante tangentielle du champ, la composante normale de la pression magnétique se trouve diminuée tandis que la composante tangentielle se trouve augmentée.

II.10.4. Modèle vibroacoustique de la MSRB

Dans une deuxième étape, les efforts calculés via le modèle magnétique sont utilisés comme entrées pour le modèle mécanique dans le but de déterminer la réponse vibratoire et acoustique de la MSRB. Il s'agit d'un modèle mécanique EF 3D. Il est basé sur un couplage fort entre un modèle mécanique structural et un modèle acoustique. Le premier est dédié au calcul des déplacements de la structure et le second permet de calculer dans l'aire englobant la machine la pression acoustique engendrée par les vibrations.

Le schéma complet du modèle multi-physique magnéto-vibroacoustique de la MSRB proposé est donnée par la Figure II.46. Il vise à obtenir, pour une vitesse donnée, les déplacements de la structure ainsi que la pression acoustique dans l'aire qui l'englobe. Afin de réaliser ce modèle, plusieurs hypothèses ont dû être formulées :

- Seul le bruit d'origine magnétique est considéré ;
- Le bruit généré par le rotor n'est pas pris en compte du fait de son confinement avec celui du stator ;
- Les contraintes sont essentiellement localisées à la surface interne de l'alésage statorique.

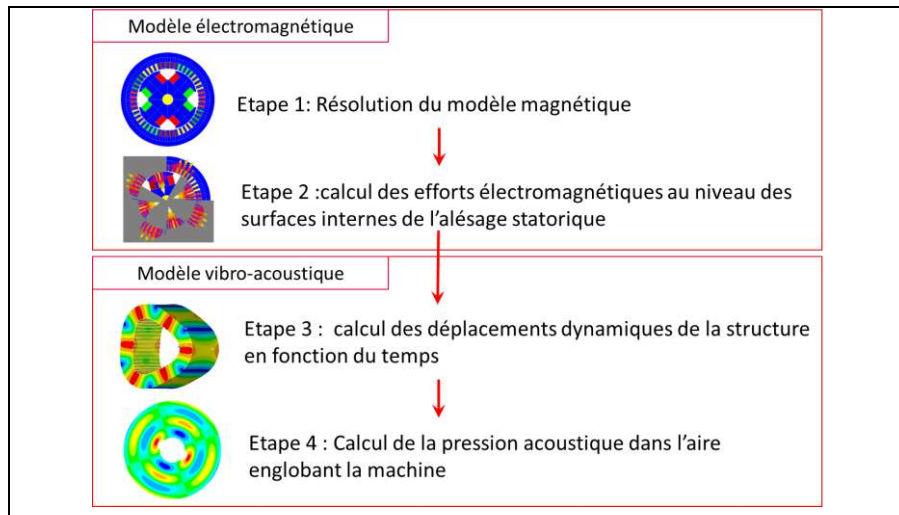


Figure II.46. Schéma complet du modèle magnéto-vibroacoustique

Toute la difficulté des analyses vibroacoustiques réside dans la considération des différents phénomènes physiques qui leurs sont associés, tel que l'influence : du feuilletage des tôles ; de la température ; du bobinage et de la carcasse sur le comportement vibratoire de la machine [Verez 2014]. Ainsi, dans ce type d'analyse couplée, l'équation dynamique structurelle est prise en considération en l'associant aux équations linéarisées de Navier-Stokes du moment dynamique du fluide et de la continuité de flux. L'équation II.114 donne le système d'équations matricielles complètement couplées à résoudre par la méthode EF.

$\begin{bmatrix} [M_s] & 0 \\ \rho_0 [R]^T & [M_f] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \ddot{U} \\ \ddot{P}_e \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} [C_s] & 0 \\ 0 & [C_f] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \dot{U}_e \\ \dot{P}_e \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} [K_s] & [-R] \\ 0 & [K_f] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} U_e \\ P_e \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} f_s \\ f_f \end{Bmatrix}$	(II.114)
--	----------

$[M_s]$, $[C_s]$, $[K_s]$ et $[M_f]$, $[C_f]$, $[K_f]$ sont respectivement les matrices correspondant à la masse, l'amortissement, la raideur de la structure et du fluide (air englobant la machine). $\{f_s\}$ et $\{f_f\}$ sont les vecteurs de forces externes. $[R]$ est la matrice de couplage, elle représente les conditions de couplage à l'interface fluide-structure.

Le niveau de pression sonore (Sound Pressure Level SPL) est calculé en utilisant l'équation II.115, ou P_{ref} est la référence de la pression sonore qui est égale par convention à $20 \mu P$.

$L_{spl} = 20 \log_{10} \left(\frac{P}{\sqrt{2} P_{ref}} \right) \quad (dB_{spl})$	(II.115)
---	----------

Le modèle vibroacoustique EF 3D considéré dans cette étude a été réalisé avec un logiciel commercial ANSYS Mechanical. Les dents et le noyau statorique sont un assemblage de tôles de fer feuilletées de module de Young équivalent. Le cuivre des encoches avec l'isolant donne un module de Young équivalent pour les régions des encoches. La Figure II.47 montre une vue éclatée de la structure modélisée et le Tableau I.13 donne les propriétés

orthotropiques des matériaux utilisés pour la modélisation. Les têtes de bobines, la carcasse et les flasques en aluminium sont pris en considération.

Tableau II.13 Propriétés mécaniques des matériaux de la MSRB

Paramèt	Laminati	bobina	carcasse
E_x (GPa)	200	9.4	71
E_y (GPa)	200	9.4	71
E_z (GPa)	0.8	9.4	71
G_{xy}	79.3	3.5	26.7
G_{yz}	0.3	3.5	26.7
G_{xz}	0.3	3.5	26.7
ν_{xy}	0.3	0.35	0.33
ν_{yz}	0.0012	0.35	0.33
ν_{xz}	0.0012	0.35	0.33
ρ (kg.m ⁻³)	7700	8890	2700

La complexité d'une machine réelle fait qu'il peut être extrêmement fastidieux de la modéliser par la méthode EF dans ses moindres détails. En général, les éléments ayant des formes géométriques complexes sont approchés par des formes plus simples telles que des cylindres, poutres, etc. Malheureusement, les matériaux ne peuvent jamais être parfaitement pris en compte et le couplage entre les flasques et la carcasse est délicat. Il est important de noter que puisque ni les approches analytiques ni les modèles utilisant la méthode EF, la méthode EF de frontières ou l'analyse statistique énergétique (en basse fréquence notamment) ne peuvent garantir des résultats précis, les tests en laboratoires sont toujours très importants [Gieras 2005]. Toutefois, puisque chaque machine possède ses propres particularités physiques, les modèles utilisant la méthode EF ne peuvent prendre compte précisément du comportement vibratoire de la machine sans avoir recours à une méthode permettant de mettre à jour les propriétés mécaniques orthotropes des matériaux déterminée précédemment.

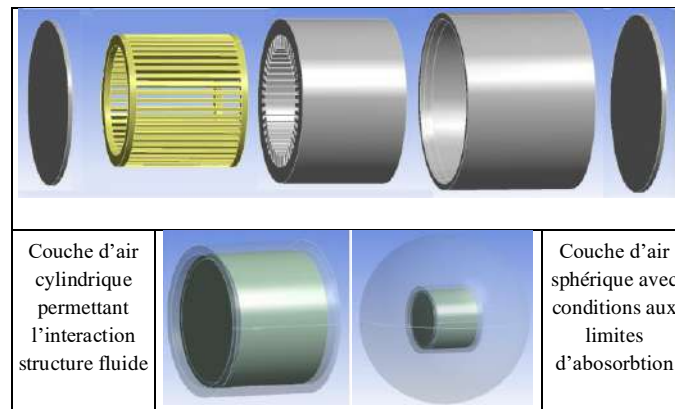


Figure II.47. Vue éclatée de l'ensemble des éléments modélisés de la structure

II.10.5. Couplage magneto-vibro-acoustique

Ce couplage présente un avantage puisque le transfert des efforts électromagnétiques calculés via le modèle électromagnétique vers le modèle mécanique vibroacoustique se fait avec une indépendance entre les deux maillages magnétique et mécanique. Cela devient possible en utilisant le calcul des efforts aux nœuds ayant une surface élémentaire. Ces efforts servent de paramètres d'entrées pour le modèle mécanique et s'appliquent de la même

manière sur des points clés créés sur la structure mécanique au niveau du rayon interne de l'alésage statorique. Ensuite ces efforts sont transmis au maillage mécanique lors de la résolution du problème multi-physique vibroacoustique. Les étapes nécessaires pour le couplage sont présentées dans ce qui suit.

La première étape consiste à partager (export-import) la géométrie de la structure étudiée afin de gagner du temps lors du développement du modèle mécanique. Le partage de la géométrie est possible entre un projet Flux 2D, Skew et 3D et un projet mécanique comme présenté dans la Figure II.48. Quelques opérations de simplifications sont à faire par la suite dans le but de rendre les volumes solidaires et de recréer la totalité de la géométrie ainsi que l'ajout des éléments manquant au modèle magnétique tel que les têtes de bobines, la carcasse, les flasques et l'air autour de la structure.

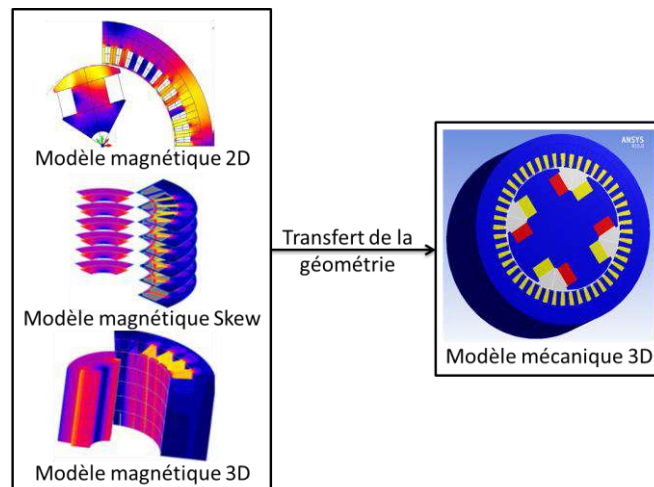


Figure II.48. Partage de la géométrie à partir de différents modèles magnétiques

Une fois la géométrie construite dans le projet mécanique, il faut transférer les efforts aux nœuds calculés dans le projet magnétique. Ces efforts sont exportés dans un fichier « DAT ». L'import dans le projet mécanique se fait en utilisant une macro développée pour cet objectif. La Figure II.49 montre l'interface de la macro, alors que la Figure II.50 donne le résultat de l'exécution de la macro. Deux cas d'export à partir d'un projet 2D sont illustrés, le premier avec une seule couche Figure II.50 et le deuxième avec plusieurs couches (multi-slices) Figure II.50(b).

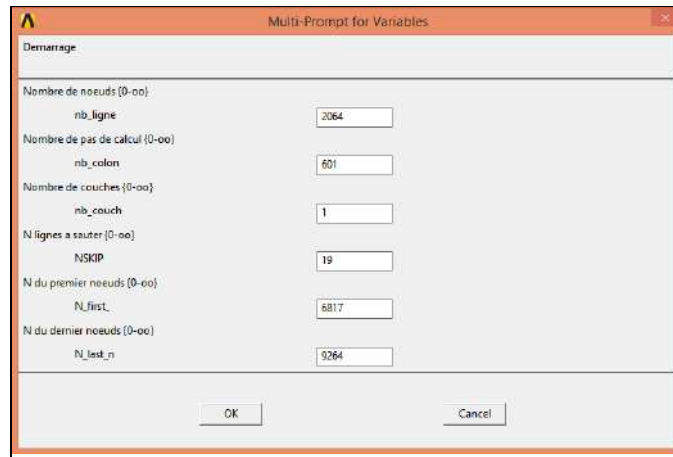


Figure II.49. Interface graphique de la macro de couplage

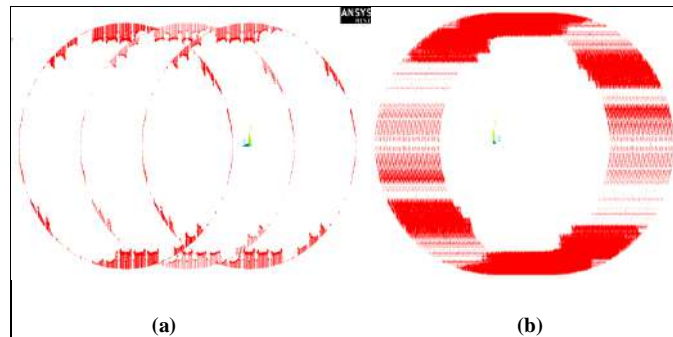


Figure II.50. Transfert des efforts vers Ansys pour une et plusieurs couches

Les efforts sont par la suite transmis aux nœuds du maillage mécanique comme indiqué dans Figure II.51.

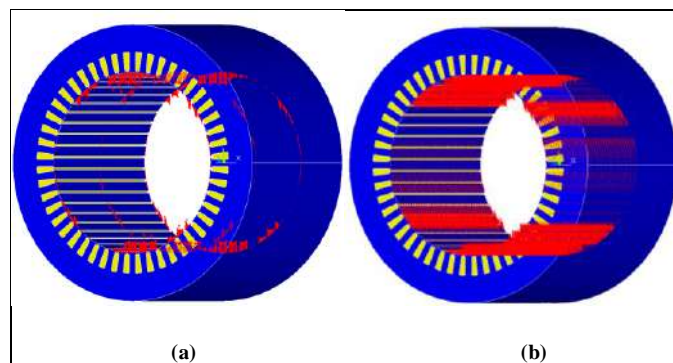


Figure II.51. Transfert des efforts aux nœuds du maillage mécanique

II.10.6. Résultats et discussions

L'étude du comportement vibroacoustique d'une structure peut se faire en utilisant plusieurs méthodes parmi lesquelles on peut noter :

- Analyse structurelle transitoire
- Analyse harmonique

- Superposition modale

Le choix de la méthode se fait en se basant sur les résultats nécessaires à l'étude et les phénomènes physiques à considérer. Par exemple, l'analyse structurelle transitoire permet de prendre en compte tout type de non linéarité (plasticité, large déflexion, fatigue mécanique, ...), mais cela impacte le temps de calcul lorsqu'on la compare avec la méthode de superposition modale [Ansys (a)] [Ansys (b)]. Cependant, chaque méthode présente des avantages et des inconvénients. Dans notre cas une analyse vibroacoustique transitoire a été adoptée principalement pour obtenir la réponse dynamique de la structure lorsqu'elle est excitée avec des forces qui varient en fonction du temps.

Une analyse modale a été effectuée dans un premier temps afin de calculer les fréquences propres du stator et de déterminer les modes qui seront probablement excités par une simple comparaison avec le contenu harmonique de la pression magnétique donnée par la Figure II.45. La Figure II.52 donne les modes purement circonférentiels 2 et le mode 3. Sachant que la machine tourne à vitesse nominale 7500 tr/min cela correspond à une fréquence mécanique de 125 Hz donc la fréquence électrique est égale à 500 Hz. On peut ainsi constater que le fondamental de la pression magnétique est proche de la fréquence de la déformée modale d'ordre 2 (463.24 Hz). Ce mode sera donc probablement excité, mais tout de même sans un grand impact sur les vibrations et bruits vu que la pression à ce rang est de faible amplitude (Figure II.45).

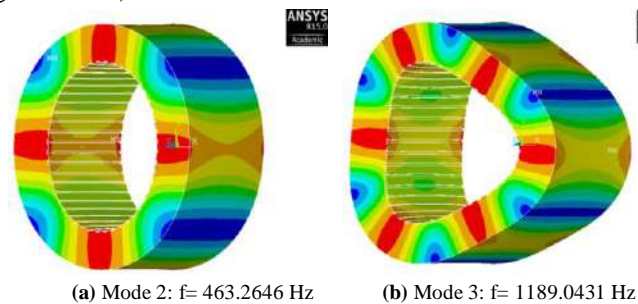


Figure II.52. Exemple des déformations du stator

L'analyse vibroacoustique transitoire est effectuée dans un second temps. Les principaux résultats sont dérivés. Les Figure II.53 et Figure II.54 présentent respectivement les déplacements dynamiques de la structure ainsi que la pression acoustique pour le premier pas de temps et il en résulte que le niveau de pression sonore calculé en utilisant l'équation II.113 est égal à 33.55 dBspl. La valeur maximale atteinte pour la MSRB est de 76 dBspl. Cette valeur peut être acceptable pour une application de type véhicule électrique sachant que la pression acoustique est calculée à une distance de 0.5m de la structure et sans oublier que la fixation n'est pas prise en compte dans cette étude. De ce fait, le bruit de la machine peut donc être réduit d'avantage.

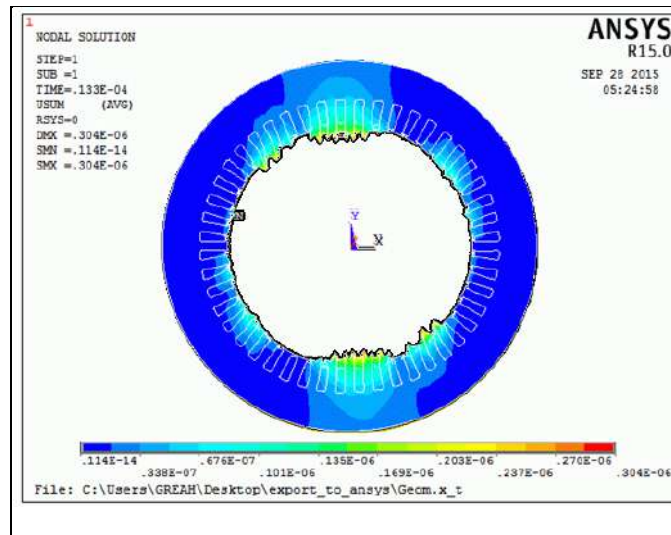


Figure II.53. Déplacements dynamiques de la structure pour le premier pas de temps

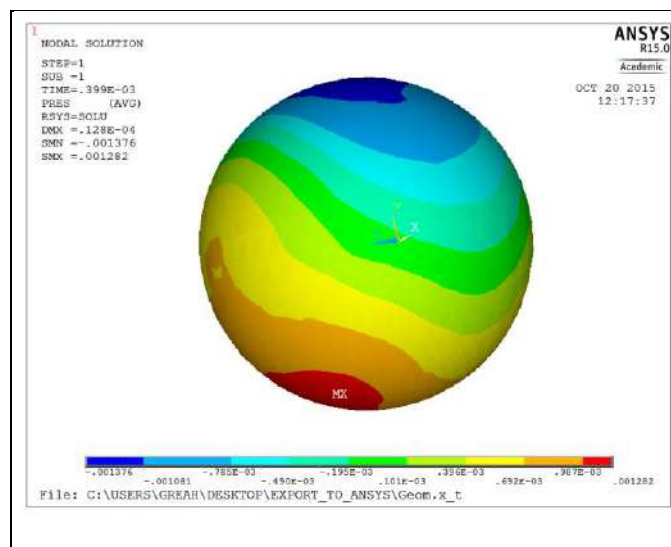


Figure II.54. Pression acoustique pour le premier pas de temps

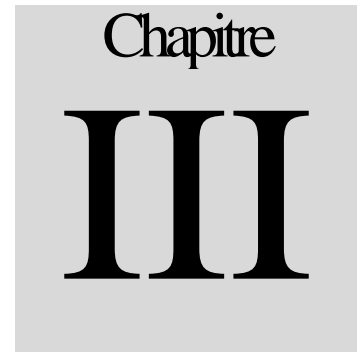
II.10.7. Conclusion

Cette section présente un couplage entre deux logiciels EF. Flux et Ansys Mechanical. Un cas d'application a été étudié dans le but d'analyser le comportement magnéto-vibroacoustique d'une MSRB dédiée à la traction électrique. Le modèle électromagnétique construit sur Flux peut être modélisé en 2D, Skew ou 3D. Par contre pour le modèle mécanique établi sur Ansys est en 3D afin de prendre en considération l'ensemble des phénomènes impliqués dans la simulation multi-physique. Ces deux modèles sont donc directement couplés de manière à déterminer avec précision le bruit d'origine électromagnétique pour ce type de machines. Les principaux résultats obtenus sont la force, la pression magnétique, les déplacements dynamiques de la structure, la pression acoustique, et le niveau de pression sonore rayonné par la machine. Une première analyse du comportement vibratoire de la MSRB basée sur une analyse modale corrélée avec le contenu harmonique de la pression magnétique a été brièvement décrite. Cette analyse a été suivie par une analyse vibroacoustique transitoire complète. Cette dernière a permis d'obtenir la réponse dynamique

de la structure et de déterminer le niveau de pression sonore maximal estimé à 76 dBspl. Mis à part le couplage, l'originalité de ce travail réside dans l'approche de modélisation et la méthode d'analyse présentées qui ont permis de quantifier et de conclure efficacement sur l'adaptabilité acoustique de la structure pour une application embarquée.

II.11. Conclusion

Dans ce chapitre la problématique de la modélisation multi-physique thermo-magnéto-vibroacoustique est présentée. Ensuite, les origines de bruit et vibrations des machines électriques sont abordé avec un intérêt particulier au bruit d'origine électromagnétique dû aux efforts de Maxwell, Laplace et de magnétostriction. Après cela, un état de l'art des études portant sur la problématique vibroacoustiques est détaillé. L'historique du développement de modèles mécaniques analytiques, de méthodes de réduction de bruit est renseigné. Suite à ça, la complexité de la modélisation magnéto-vibroacoustique est évoquée en présentant une revue des approches de simplifications et de prise en compte de ces difficultés lors de la modélisation. Ce chapitre, introduit dans un second temps, les modèles développés et évalués dans le cadre de ces travaux. Les approches de modélisations analytiques, circuit équivalents, et constantes localisées magnétiques, mécaniques, thermique et acoustique sont présentées avec un focus sur la modélisation mécanique bidimensionnelle et tridimensionnelle. La modélisation magnétique quasi-tridimensionnelle et mécanique tridimensionnelle est développée afin de répondre à la problématique de modélisation des machines discoïdes à flux axial. Ce chapitre s'attaque dans sa dernière section à la problématique de couplage multi-physique. Premièrement, les différentes approches de couplage entre modèles magnétiques, mécaniques sont présentées. Les avantages et inconvénients de chaque approche sont illustrés. Deuxièmement, une macro de couplage magnéto-vibroacoustique développée dans le cadre de ce travail est présentée. Une application sur une machine synchrone à rotor bobiné dédiée à la traction électrique est présentée à titre d'exemple.



Chapitre III : Modélisation multi-physique optimale d'une machine à concentration de flux pour le véhicule électrique par la méthode des constantes localisées

- 1. Introduction**
- 2. Modélisation multi-physique : Méthode de constantes localisées**
- 3. Conclusion**

III.1. Introduction

Ce chapitre présente des modèles multi-physiques dédiés au pré-dimensionnement d'une machine à aimants permanents à concentration de flux (MAPCF) dédiée aux véhicules électriques (EV). Le choix de cette structure repose principalement sur ses caractéristiques qui doivent répondre aux exigences d'un système d'entraînement EV [Ahmad 2012][Benhamida 2017] tel que : couple élevé, densité de puissance élevée, rendement élevé sur de grandes plages de vitesse et de couple, faibles émissions acoustiques et faible ondulation du couple. La préconception du moteur MAPCF est réalisée à l'aide d'un réseau de réluctance couplé à des modèles mécaniques et thermiques qui se basent sur la méthode des constantes localisées pour l'étude des performances électromagnétiques et vibrationnelles. Les modèles sont présentés et validés en comparant les résultats obtenus à ceux par la méthode des éléments finis. Les principaux paramètres et la géométrie de la machine étudiée sont donnés respectivement dans le Tableau III.1 et la Figure III.1.

Tableau III.1 Principaux paramètres de la machine étudiée

Nombre de phase	5
Nombres de pôles / encoches	6 / 30
Rayon moyen de l'entrefer	85 [mm]
Hauteur de l'aimant	18.7 [mm]
Ouverture angulaire de l'aimant	8 [°]
Hauteur de l'encoche	47.3 [mm]
Epaisseur de la culasse statorique	24 [mm]
Entrefer	1 [mm]
Ouverture angulaire de l'encoche	5.8 [°]
Longueur active	107 [mm]
Facteur de foisonnement	0.6
Densité de courant	4 [A.mm ⁻²]
Vitesse nominale de rotation	3000 [rpm]

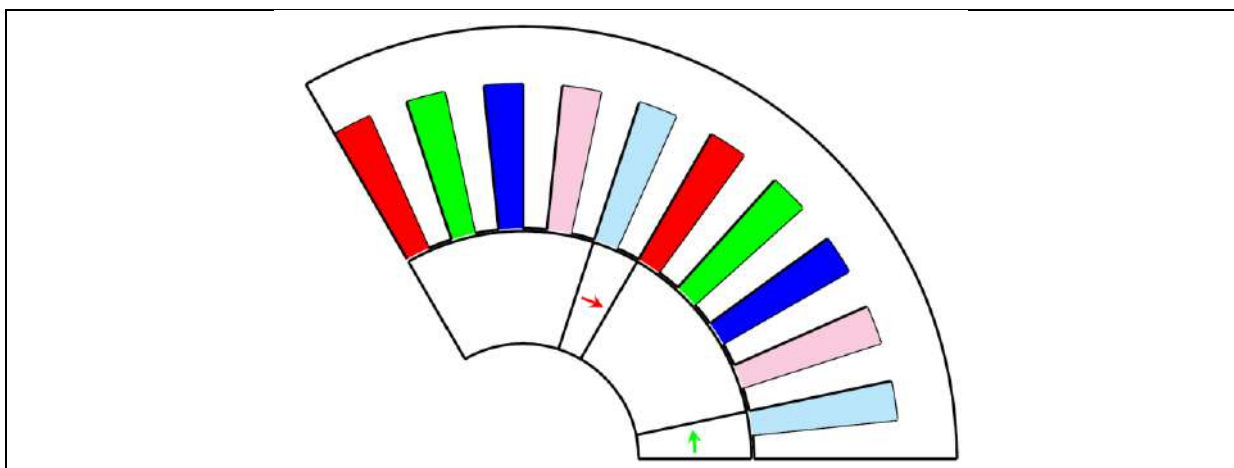


Figure III.1. Coupe 2D de la machine étudiée

III.2. Modélisation multi-physique : Méthode de constantes localisées

III.2.1. Modèle magnétique : Réseau réactif

Dans le réseau réactif, une équivalence est faite entre le circuit équivalent magnétique et le circuit électrique [Perho 2002], où le flux magnétique est le courant et le potentiel scalaire magnétique nodal est la tension. La Figure III.2 expose le bloc élémentaire représenté par la réactance bidirectionnelle cylindrique pour la modélisation de la machine radiale [Aden 2014].

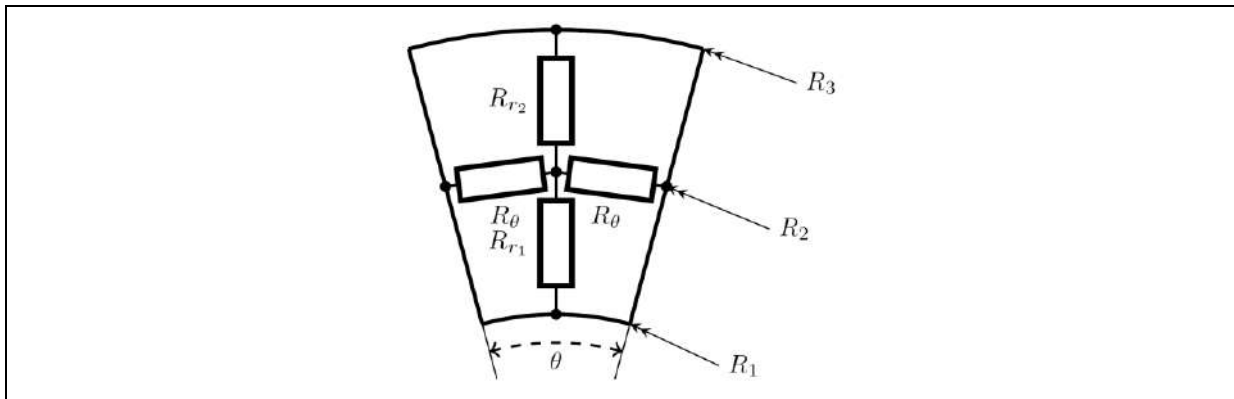


Figure III.2. Bloc élémentaire avec des réactances bidirectionnelles dans un repère cylindrique

Le réseau réactif résulte par un ensemble d'équations linéaires (III.1) qui devrait être résolu pour obtenir des potentiels scalaires magnétiques.

$[P] \cdot [U] = [\phi]$	(III.1)
--------------------------	---------

Où $[P]$ ($nn \times nn$) est la matrice de perméances; $[\phi]$ ($nn \times 1$) est le vecteur d'excitation dont les éléments sont liés à la distribution géométrique et aux propriétés physiques des sources de champ magnétique (rémanence magnétique et distributions des densités de courant) et $[U]$ ($nn \times 1$) est le vecteur des inconnues (les potentiels scalaires magnétiques dans chaque nœud). (nn) est le nombre de nœuds totaux dans le réseau de réactance et (m) est le nombre de nœuds situés dans la surface de glissement positionnée dans l'entrefer. Les m équations manquantes dans le système matriciel seront fournis par la méthode de modélisation de l'entrefer.

Dans une machine à champ radial, le calcul des deux réactances R_r et R_θ , qui sont respectivement la réactance magnétique radiale et circonférentielle, est effectué sur une portion de cylindre située entre deux rayons (un externe R_3 et un interne R_1 , R_2 est la valeur moyenne des deux derniers rayons), avec une ouverture angulaire égale à θ , L_a est la longueur active de la machine et μ_r est la perméabilité relative de la région correspondante. La formulation de la réactance est donnée par (III.2).

$\left\{ \begin{array}{l} R_{r_1} = \frac{\log\left(\frac{R_2}{R_1}\right)}{u_0 u_r \theta L_a} \\ R_{r_2} = \frac{\log\left(\frac{R_3}{R_2}\right)}{u_0 u_r \theta L_a} \\ R_\theta = \frac{\theta}{2u_0 u_r L_a \log\left(\frac{R_3}{R_1}\right)} \end{array} \right.$	(III.2)
--	---------

L'entrefer sera modélisé par des fonctions d'interpolation nodale qui prennent en compte la continuité du potentiel scalaire magnétique et la densité de flux magnétique à la surface de la zone de glissement, qui est la surface séparant les parties mobiles de la partie statique. Supposons qu'un nœud de rotor situé dans la surface de glissement soit pris en sandwich entre deux nœuds associés au stator ayant θ_r , θ_{s1} , et θ_{s2} , comme coordonnées circonférentielles et U_r , U_{s1} et U_{s2} comme potentiel scalaire nodal respectivement, comme on peut le voir sur la Figure III.3. Le potentiel situé dans le rotor peut être écrit en fonction des deux placés dans le stator en utilisant l'interpolation de Lagrange du premier ordre comme dans (III.3):

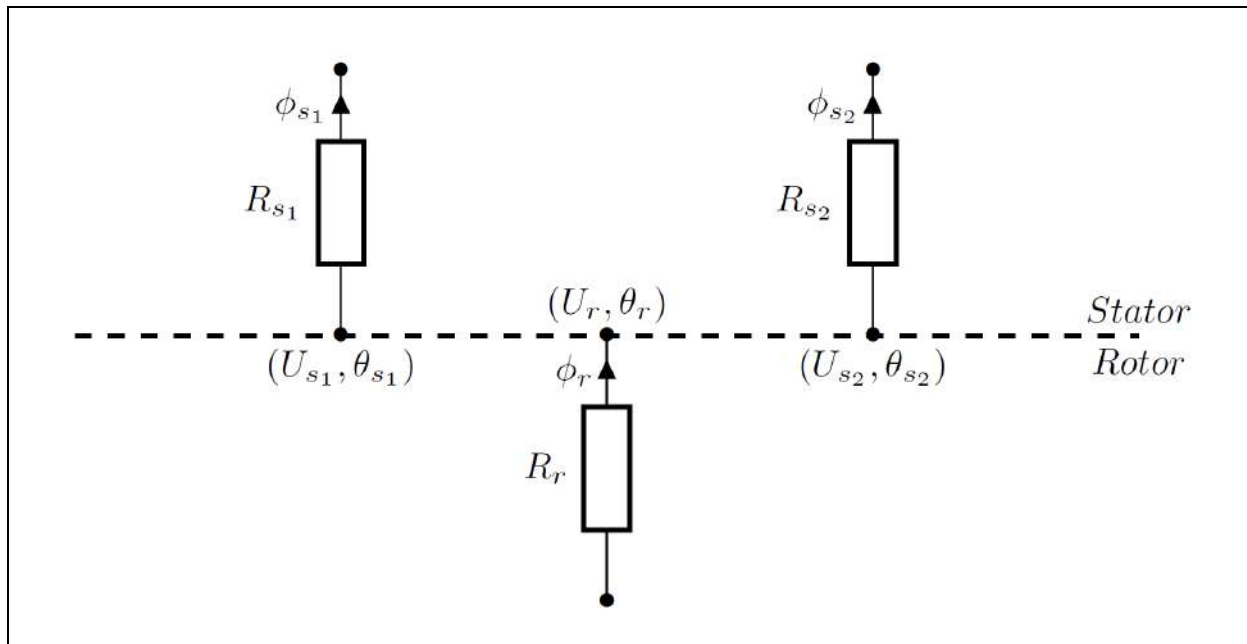


Figure III.3. Interpolation du potentiel scalaire au niveau de la surface de glissement

$U_r = \frac{\theta_r - \theta_{s1}}{\theta_{s2} - \theta_{s1}} U_{s2} + \frac{\theta_r - \theta_{s2}}{\theta_{s2} - \theta_{s1}} U_{s1}$	(III.3)
---	---------

Avec l'équation précédente, nous supposons que le potentiel a une forme linéaire entre deux nœuds successifs. Ceci assure l'égalité du potentiel scalaire sur la surface de glissement,

ce qui fournira les équations M_{rt} manquantes pour le rotor. En général, l'équation précédente peut être généralisée et écrite dans un système matriciel:

$[U_r] + [M_{strt}][U_s] = 0$	(III.4)
-------------------------------	---------

Avec $[U_r]$ $[U_s]$ qui sont les vecteurs contenant les potentiels du rotor et du stator correspondant aux nœuds situés sur les surfaces de glissement. $[M_{strt}]$ est la matrice d'interpolation.

Pour satisfaire à la deuxième condition d'interface; qui est la continuité de l'induction normale et fournit les équations manquantes pour le stator M_{st} , la continuité de l'induction normale entre les deux réseaux de réductance sera assurée en utilisant la même méthode d'interpolation utilisée précédemment. Dans ce cas, l'induction normale du stator, située au niveau de la surface de glissement, sera écrite en fonction de celle du rotor. Comme l'étape précédente, supposons qu'un nœud appartenant au stator et situé dans la surface de glissement est pris en sandwich entre deux nœuds associés au rotor ayant θ_s , θ_{r1} et θ_{r2} comme coordonnées circonférentielles et B_s , B_{r1} et B_{r2} respectivement comme induction normale, illustrée dans la Figure III.4. L'induction normale traversant le nœud situé dans le stator peut être écrite en fonction des deux éléments placés dans le rotor en utilisant une interpolation de Lagrange du premier ordre et son équation en fonction des potentiels scalaires, comme indiqué dans (III.5):

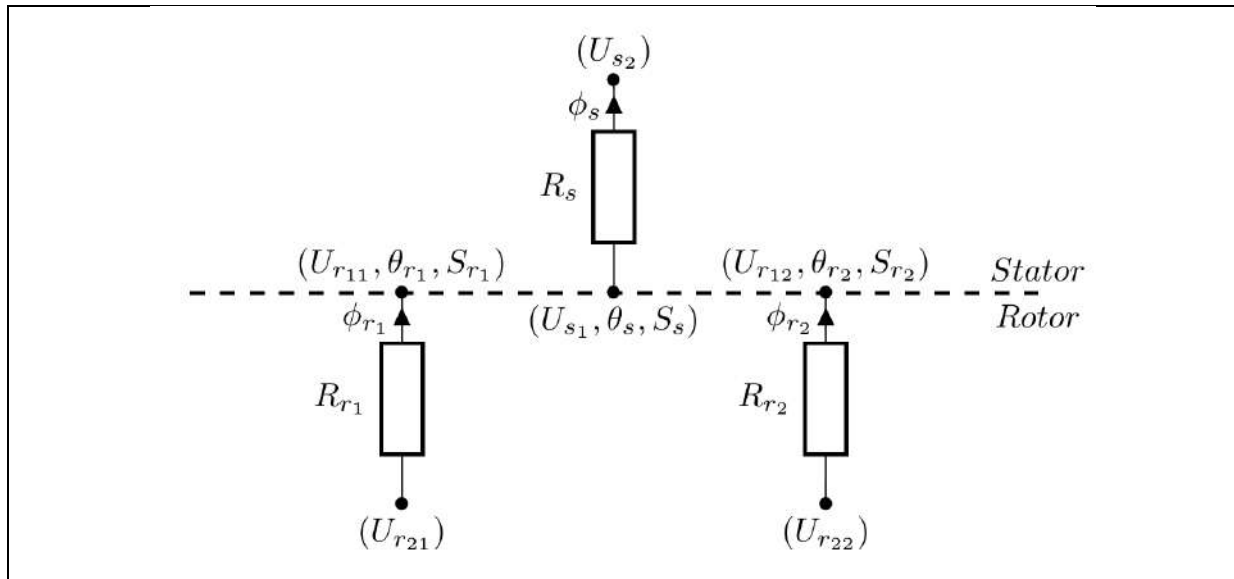


Figure III.4. Interpolation de la composante normale de l'induction magnétique au niveau de la surface de glissement

$\frac{\Delta U_s}{R_s S_s} = \frac{\theta_s - \theta_{r1}}{\theta_{r2} - \theta_{r1}} \frac{\Delta U_{r2}}{R_{r2} S_{r2}} + \frac{\theta_s - \theta_{r2}}{\theta_{r1} - \theta_{r2}} \frac{\Delta U_{r1}}{R_{r1} S_{r1}}$	(III.5)
--	---------

III.2.1.1. Prise en considération de la saturation des matériaux magnétiques doux

Généralement, pour ce type de machine, le circuit magnétique de la machine est saturé. Cette dernière information nous oblige de prendre en compte la non-linéarité du matériau magnétique doux ; vu qu'en supposant que la caractéristique magnétique B (H) de l'acier soit linéaire, cela réduira la précision des résultats et peut conduire le concepteur à un faux chemin. Pour prendre en compte la non-linéarité, il existe de nombreuses méthodes telles que l'algorithme de Newton-Raphson ou la méthode de la sécante. La méthode choisie dans notre modèle est la méthode du point fixe, qui consiste à initialiser les perméabilités non linéaires avec une valeur donnée; dans notre cas, elle est égale à 1500. Après cela, une première résolution est effectuée et le champ magnétique est calculé dans la structure. À partir de cette dernière, les nouvelles perméabilités seront fournies à partir des données de courbe B (H) de l'acier M330-35A, suivies du calcul d'une erreur relative qui est la différence entre les nouvelles perméabilités et les anciennes. Si l'erreur est inférieure à une valeur donnée égale à 1%, l'algorithme s'arrêtera, la matrice de réductance sera stockée et la position du rotor sera incrémentée si nécessaire. Sinon, l'ancienne matrice de perméance sera remplacée par une nouvelle calculée via les nouvelles perméabilités et un nouveau système global sera à nouveau résolu.

III.2.2. Modèle thermique : réseau de résistance thermique

Le modèle de résistances thermiques est basé sur la transformation du problème thermique en un circuit électrique équivalent, où le flux de chaleur est le courant et la température nodale est la tension. La densité du maillage peut varier d'une région à l'autre, ce qui permet de réduire la taille totale de la matrice du système et d'accélérer ainsi le processus de calcul. De manière brève, chaque élément de la machine est affecté à une résistance et capacité thermique en fonction du matériau qui le constitue, comme indiqué dans la Figure III.5, ses paramètres géométriques et le mode de transfert (convection ou conduction).

$[\Delta t [P] + [C]] [T_{\{n+1\}}] = [C][T_n] + [E]\Delta t$	(III.6)
---	---------

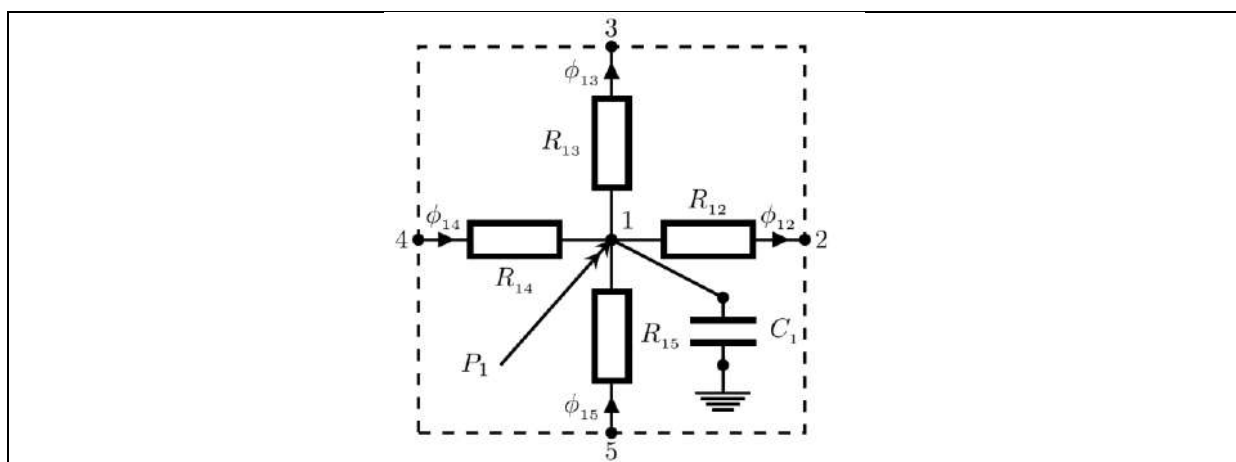


Figure III.5. Block élémentaire utilisé dans le réseau de résistances thermiques

La convection se produit lorsqu'un flux de chaleur est échangé entre une surface solide et un fluide. Dans le cas d'une machine électrique, cela se remarque dans le transfert de chaleur dans l'entrefer et entre les surfaces externes de la machine et le fluide de refroidissement. Ce transfert dépend de l'état de la surface de contact (rugueuses et lisses) et le type de refroidissement (forcé ou naturel). Ceci implique que la vitesse du rotor sera un élément majeur dans le calcul du coefficient de convection dans l'entrefer, qui peut être représenté par un espace anneau entre deux cylindres, dont un est rotatif à vitesse constante et situé à l'intérieur pendant que le deuxième est statique.

La technique appropriée pour l'approcher consiste à utiliser une analyse complète par le biais de la méthode des éléments finis et les équations de la mécanique des fluides, qui exigera des ressources et augmentera ainsi le temps de calcul. Une autre méthode peut être utilisée par corrélation, comme dans [Bouafia 1998] en utilisant le nombre modifié T_{am} de Taylor par des données géométriques et physiques, comme illustré dans (III.7, III.8, III.9 et III.10).

$T_{am} = \frac{\omega^2 R_m e^3}{\nu^2 F_g}$	(III.7)
---	---------

$R_m = \frac{e}{\log\left(\frac{R_2}{R_1}\right)}$	(III.8)
--	---------

$F_g = \frac{\pi^4 (R_1 + R_2)}{1697 P^2 R_1}$	(III.9)
--	---------

$P = 0.0571 \left(1 - \frac{0.652e}{R_1}\right) + 0.00056 \left(1 - \frac{0.652e}{R_1}\right)^{-1}$	(III.10)
---	----------

Une fois le nombre modifié de Taylor calculé, le nombre de Nusselt peut être déterminé par la corrélation donnée dessus et le coefficient de transfert thermique peut être estimé en utilisant (III.11). $h=(N_u k_{(ai)})(2 E)$

$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } T_{\{a_m\}} > 1800 \text{ et } T_{\{a_m\}} < 10^4 \\ N_u = 0.064 T_{\{a_m\}}^{\{0.367\}} \\ \text{Si } T_{am} > 10^4 \text{ et } T_{am} < 10^6 \\ N_u = 0.205 T_{\{a_m\}}^{\{0.241\}} \\ h = \frac{(N_u k_{air})}{(2 E)} \end{array} \right.$	(III.11)
--	----------

Le coefficient de chaleur de conduction dans la détermination des fentes est très difficile, car elle est composée de plusieurs matériaux, dont certains sont de bons conducteurs thermiques comme le cuivre et de mauvais; comme isolant, revêtement, imprégnation et air résiduel. Dans ce travail et le coefficient équivalent sera calculé à travers la section de l'encoche S_{slot} , son périmètre l_{sp} , sa surface intérieure A_{slot} et son facteur de remplissage k_f . Les équations dessous illustrent le calcul de la résistance thermique de l'encoche et son coefficient correspondant [Staton 2005]:

$k_{equi} = 0.1076 k_f + 0.029967$	(III.12)
------------------------------------	----------

$R_{slot} = t_{eq} (k_{equi} A_{slot})^{-1}$	(III.13)
--	----------

$t_{eq} = (1 - k_f) S_{slot} l_{sp}^{\{-1\}}$	(III.14)
---	----------

III.2.3. Model mécanique

Tout d'abord, seules les vibrations d'origine électromagnétique sont prises en compte. De plus, le bruit et les vibrations émis par le rotor ne sont pas considérés en raison de leur confinement par les stators. Deuxièmement, les charges mécaniques sont principalement situées au niveau des dents du stator de l'entrefer. Enfin, aucune excentricité ou déséquilibre du rotor n'est pris en compte.

Les forces magnétiques calculées sur les faces des dents du stator de l'entrefer sont utilisées comme entrée pour le modèle mécanique qui permet de déterminer le comportement vibratoire de la machine dû aux champs magnétiques appliqués. Les simulations de vibration sont effectuées pour un cadre fixe à la vitesse nominale de la machine de 3000 tr / min.

Le modèle mécanique est utilisé une première fois dans une analyse modale libre non amortie afin d'identifier les fréquences propres de la structure et leurs déformations correspondantes.

Une fois que les fréquences naturelles sont dérivées, la corrélation avec les harmoniques de la force magnétique donne les modes de vibration potentiellement excités. Ensuite, pour prendre en compte le support de la machine dans une analyse statique contrainte qui réduit en conséquence la magnitude des vibrations, le modèle mécanique est utilisé une

seconde fois dans une analyse statique structurelle pour le calcul des déplacements de chaque mode appliquant des charges sinusoïdales dans l'équation en dessous:

$\begin{cases} P_n(\theta) = \frac{dF_n}{dS} = P_{\max} \cos(m\theta) \\ P_t(\theta) = \frac{dF_t}{dS} = P_{\max} \sin(n\theta) \end{cases}$	(III.15)
--	----------

Où m et n sont respectivement le nombre de modes circonférentiel et longitudinal identifié dans la phase de corrélation et P_{\max} la valeur de pression magnétique maximale.

Le feuilletage du circuit magnétique du stator est modélisé en utilisant des propriétés mécaniques de matériau équivalentes. De la même manière, les enroulements, les enroulements et l'isolation sont caractérisés par leurs propriétés équivalentes. Les cloches d'extrémité ne sont pas prises en compte dans cette étude 2D. L'ensemble stator est modélisé à l'aide des coefficients de contact adéquats présentés dans le Tableau III.2 :

Tableau III.2. Principaux paramètres de la machine étudiée

Coefficient de contact	Valeur
Contact entre la carcasse et le circuit magnétique statorique	0.9
Contact entre les bobines & têtes de bobines et le circuit magnétique statorique	0.01
Contact interieur et exterieur entre le carcasse et les flasques	0.01

Les modules élastiques choisis des différents matériaux sont donnés dans le Tableau III.3 où, E, G, ν et ρ sont respectivement le module de Young, le module de cisaillement, le coefficient de Poisson et la densité de masse. La Figure III.6 présente le maillage de la machine et l'affectation des matériaux étudiés.

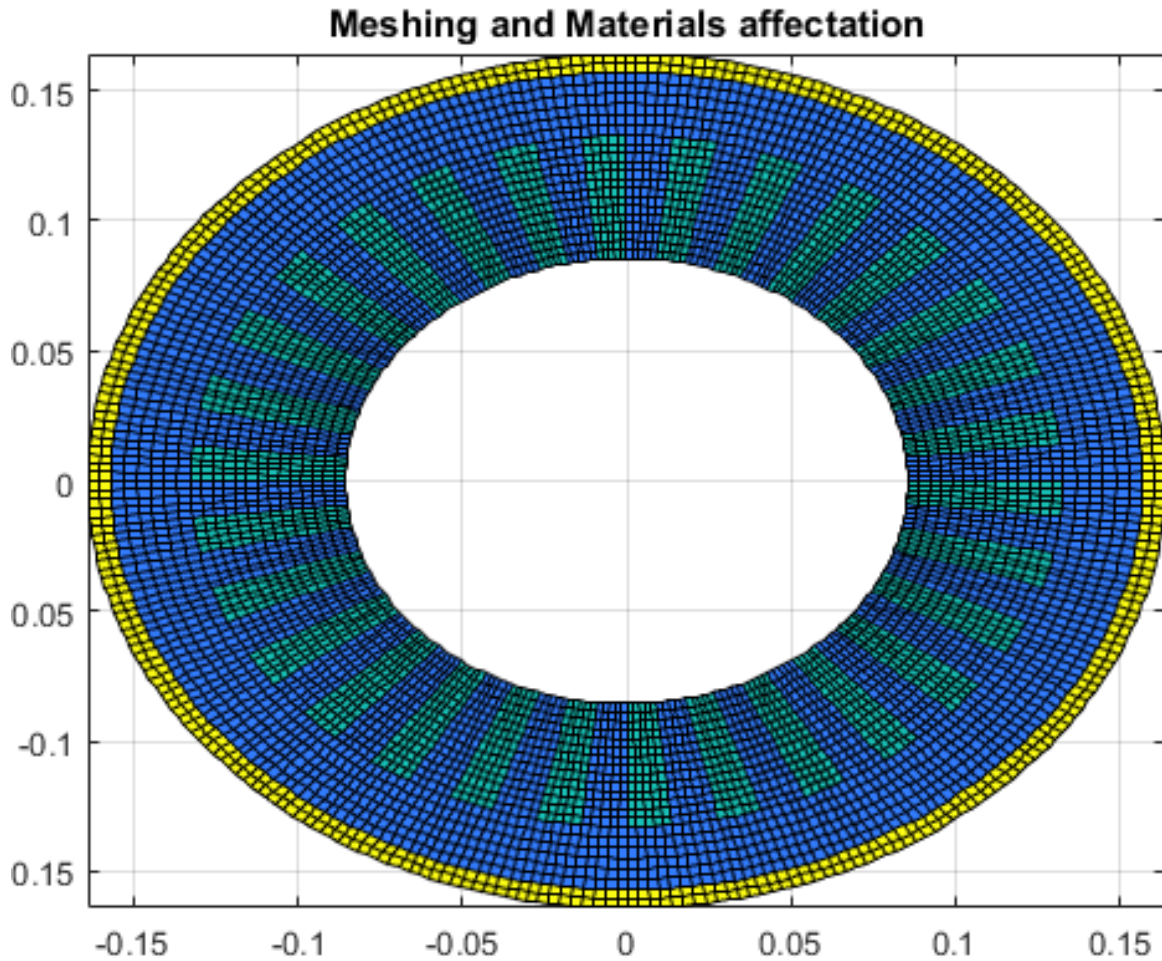


Figure III.6. Découpage du stator utilisé dans l'étude mécanique

Tableau III.3 Propriétés mécaniques des matériaux

Paramètres	Laminations	Bobinage	Aimants	Carcasse
E_x (GPa)	200	9.4	160	71
E_y (GPa)	200	9.4	160	71
E_z (GPa)	0.8	9.4	160	71
G_{xy} (GPa)	79.3	3.5	64.5	26.7
G_{xz} (GPa)	0.3	3.5	64.5	26.7
G_{yz} (GPa)	0.3	3.5	64.5	26.7
ν_{xy}	0.3	0.35	0.24	0.33
ν_{xz}	0.0012	0.35	0.24	0.33
ν_{yz}	0.0012	0.35	0.24	0.33
ρ (kg.m-3)	7700	8890	7500	2700

Afin de prendre en considération l'influence de la température, les propriétés mécaniques pour l'acier pur, le cuivre l'aluminium et les aimants sont adaptés aux caractéristiques de laminage et d'enroulement. Les coefficients de la formule empirique sont donnés dans le Tableau III.4. La dépendance à la température s'exprime en Kelvin, à la fois pour le module Young et le module de compressibilité, à partir desquels le module de cisaillement et le coefficient de Poisson sont facilement calculés.

$y = a + b.T^2 + c.T^2$	(III.16)
-------------------------	----------

Tableau III.4 Dépendance avec la température du module de Young et de compressibilité

	Lamination		Bobinage		Carcasse		Aimants	
	E	B	E	B	E	B	E	B
a	213.7464	178.6009	10.1981	104.4171	74.7849	85.4472	165.2074	139.0082
b	0.0119	-0.0218	-0.0022	-0.001	0.0022	-0.0140	0.0092	-0.0170
c	-1.2045e-4	7.5229e-6	-1.6206e-6	-7.5628e-7	-5.2173e-05	-7.2518e-06	-9.3099e-05	5.8552e-06

III.2.4. Validation du modèle multiphysique

La validation des modèles à constantes localisés est faite pour le calcul magnétique et l'analyse modale permettant de dériver les fréquences propres de la structure et leurs déformations correspondantes, un bon accord est obtenu en comparant les résultats de la FEM comme montré sur la Figure III.13 et la Figure III.21. Les conditions appliquées pour la simulation mécanique et magnétique, dérivé d'un processus de pré-optimisation et choisi au hasard dans le front Pareto, sont effectuées en utilisant l'angle de couple maximal et les données du Tableau III.3. Pour plus d'informations sur les propriétés mécaniques, on peut se référer à [Ennassiri 2016].

III.2.3.1. Simulation électromagnétique

Afin de construire le modèle électromagnétique, un acier ferromagnétique laminé axialement (M330 35A) est utilisé pour la modélisation du circuit magnétique du rotor et du stator. Les aimants Néodyme-Fer-Boron (NdFeB) sont modélisés avec une perméabilité relative de 1,04 et un champ rémanent de 1,22 (T). En outre, et en sachant que le plus grand commun diviseur entre le nombre d'encoches du stator (30) et le nombre de paires de pôles (3) étant égale à 3, le calcul des grandeurs magnétiques est effectué uniquement sur le tiers de la géométrie de la machine, comme le montre la Figure III.7. Une fois le modèle construit, les grandeurs électromagnétiques globales et locales sont calculées.

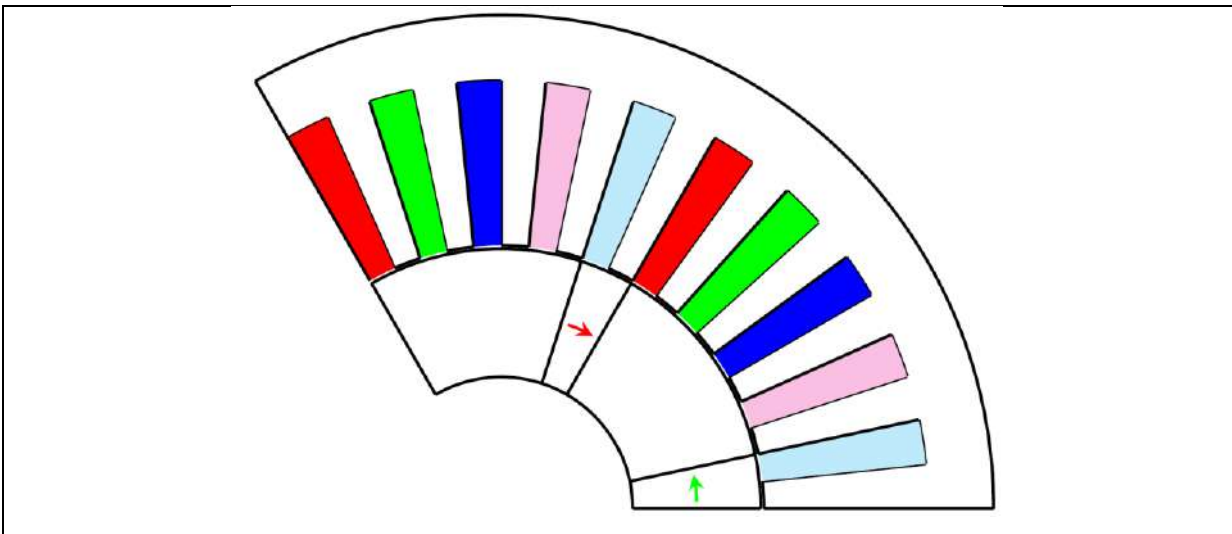


Figure III.7. Coupe 2D de la structure utilisée pour l'étude multiphysique

Pour avoir des paramètres de préconception optimaux sélectionnés aléatoirement du front de Pareto dans la Figure III.8, l'algorithme génétique multi-objectif Matlab est utilisé comme outil d'optimisation, couplé au modèle multi-physique (modèle magnéto-thermique afin de calculer le couple maximal fourni et le point le plus chaud de l'encoche qui définissent les contraintes d'optimisation. Le Tableau III.5 résume les paramètres d'optimisation et donne les variables d'optimisation retenues: Épaisseur de l'aimant H_{mag} , l'ouverture de l'aimants θ_{mag} , rayon moyen de l'entrefer R_{mean} , épaisseur des encoches H_{slot} et son ouverture angulaire θ_{slot} , épaisseur de la culasse H_{yoke} , longueur active de la machine L_{act} et la densité de courant J_s . L'acier M330-35A a été utilisé, tandis que l'aimant perd 8% de son champ rémanent pour chaque 100°C supplémentaires au-dessus de 20°C. Pour atteindre cet objectif, tout d'abord, le calcul thermique sera effectué afin d'estimer le point le plus chaud de la machine et après que le champ rémanent sera corrigé en fonction du point le plus chaud de l'aimant, le couple électromagnétique sera évalué. Si la machine satisfait les contraintes thermiques, sinon une pénalité sur la machine sera donnée directement.

Tableau III.5 Contraintes et objectives de l'optimisation

Fixed parameters		Constraints	Objective functions
Nominal speed	3000 [rpm]	$\Gamma_{max} \geq 240[\text{Nm}]$ $T_{max} \leq 125[^\circ\text{C}]$	$f_1([x]) = \min(\text{Mass}_{PM})$ $f_2([x]) = \min(\text{Mass}_{machine})$
Poles / Slots	6 / 30		
Winding topology	Penta-Distributed		
Remanent field of PM	1.2		
Airgap	1 [mm]		
Bounds			
[0.06; 0.1; 2.5e6; 4.8; 0.025; 0.015; 6; 0.015]			
$\leq [R_{mean}[\text{m}]; L_{act}[\text{m}]; J_s[A.m^{-2}]; \theta_{slot}[^\circ]; H_{slot}[\text{m}]; H_{yoke}[\text{m}]; \theta_{mag}[^\circ]; H_{mag}[\text{m}]] \leq$			
[0.09; 0.2; 5e6; 7.2; 0.05; 0.03; 18; 0.03]			

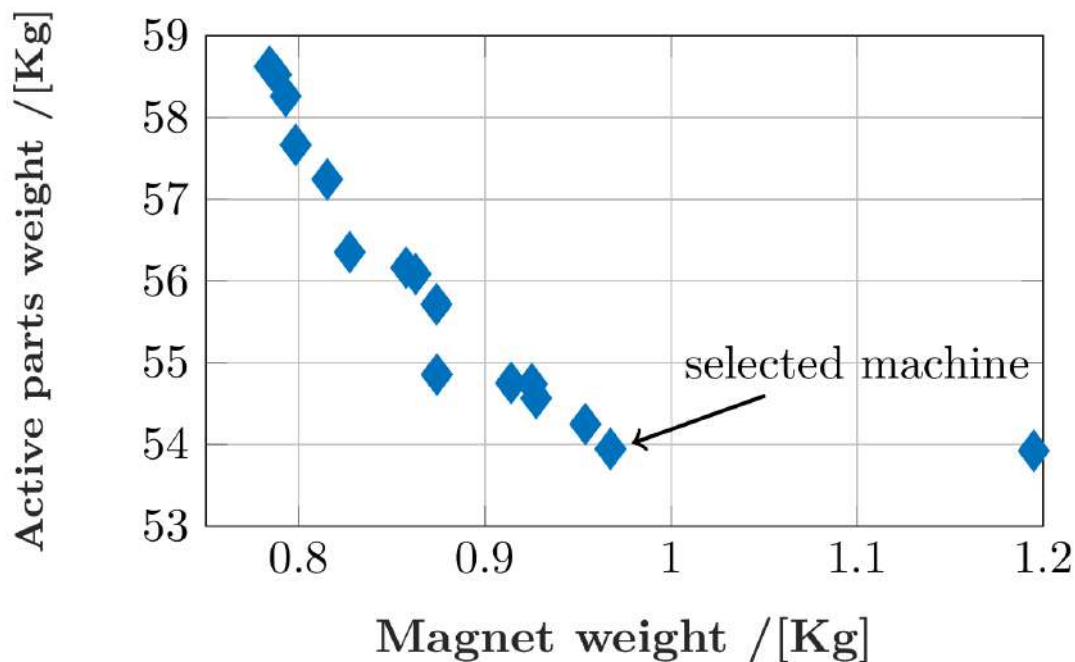


Figure III.8. Front de Pareto : résultats d'optimisation

Les inductions au milieu de l'entrefer servent à calculer les pressions magnétiques pour chaque pas de temps correspondant à la position du rotor. Ensuite, une analyse harmonique est effectuée afin de déterminer les fréquences de la charge magnétique appliquée sur la structure statorique. Comme on peut le voir sur la Figure III.9, le modèle proposé estime les inductions normale et tangentielle avec une bonne précision par rapport à la méthode des éléments finis (Flux2D). Les Figure III. 10 et Figure III.11 donne respectivement les forces magnétiques locales et leurs harmoniques en charge en utilisant l'angle de couple maximal.

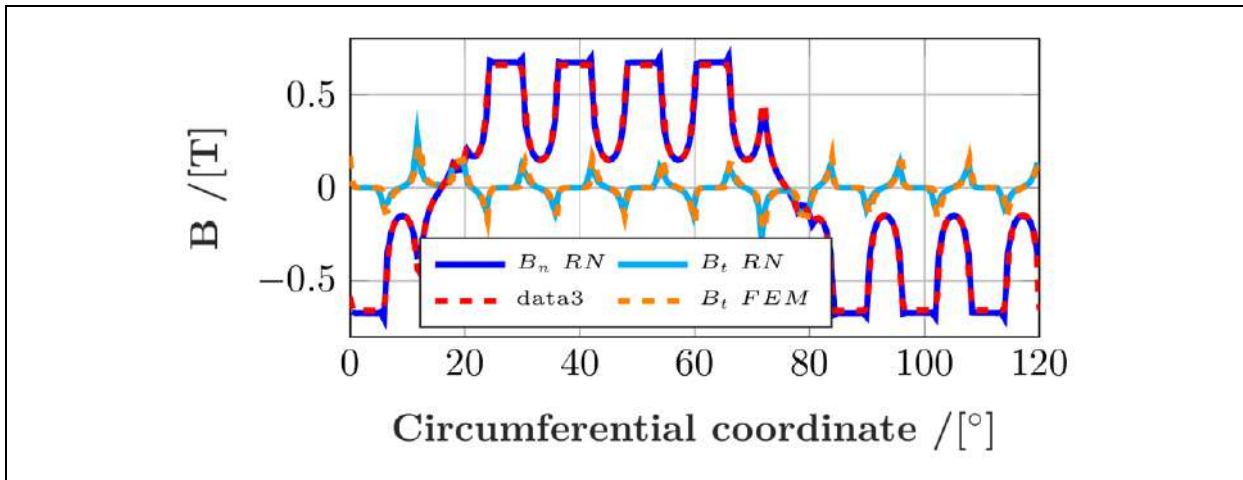


Figure III.9. Inductions normale et tangentielle au milieu de l'entrefer à vide

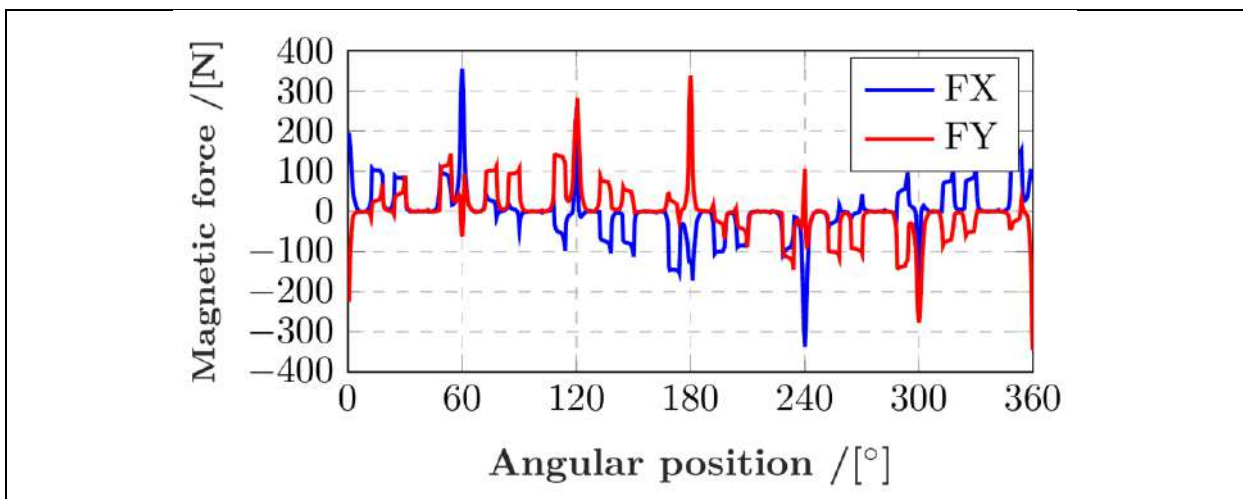


Figure III. 10 Force magnétique au milieu de l'entrefer

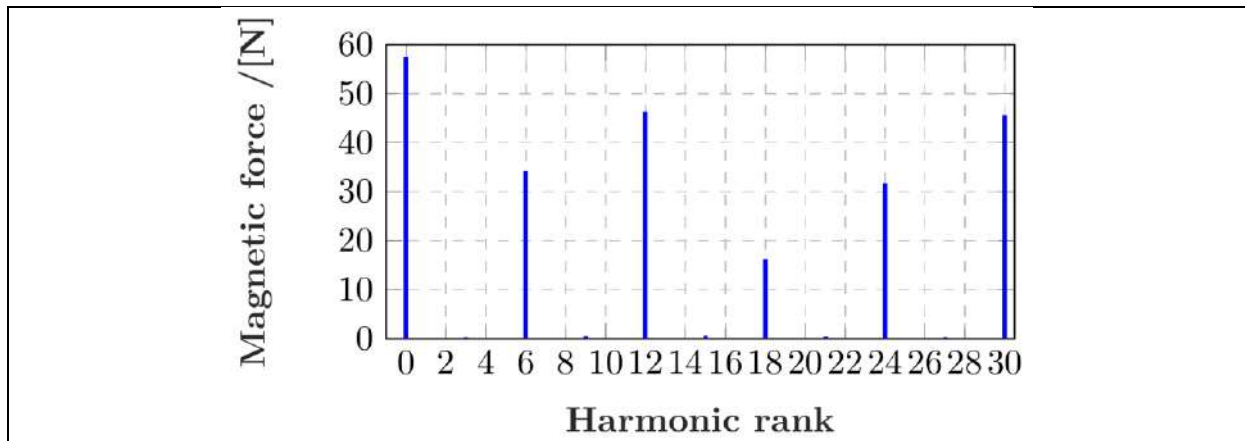


Figure III.11. Contenu harmonique de la force magnétique

Afin de valider le modèle magnétique, les quantités globales sont comparées à celles obtenues avec la simulation par la méthode des éléments finis dans les mêmes conditions. Les Figure III.12 et Figure III.13 présentent la comparaison du flux et de couple de charge, calculée en utilisant le tenseur de Maxwell au milieu de l'entrefer. Un bon accord entre le modèle proposée et le MEF a été trouvé.

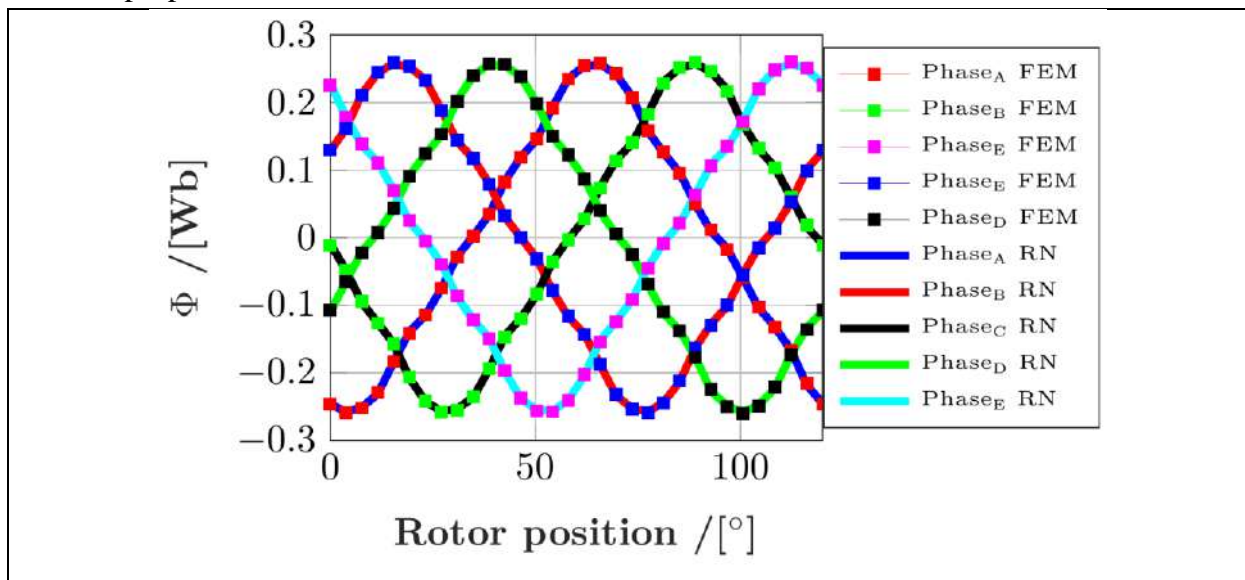


Figure III.12. Flux à vide

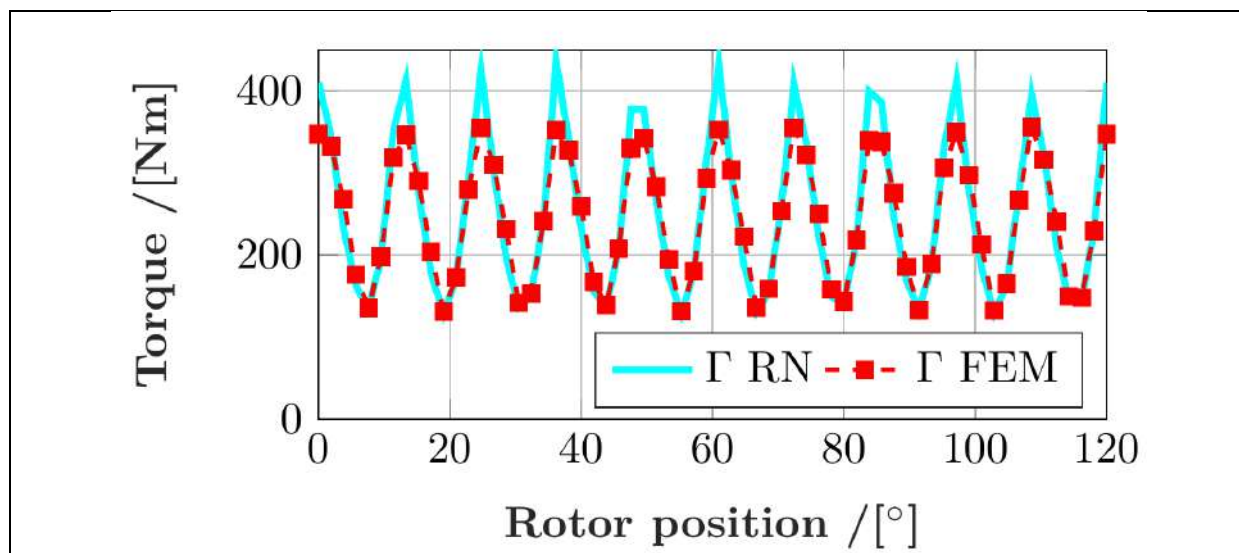


Figure III.13. Couple électromagnétique en charge

III.2.3.2. Simulation thermique

Le modèle thermique a été validé en considérant les hypothèses suivantes:

- Seuls les transferts de chaleur par conduction convection sont pris en compte.
- Le stator est supposé être refroidi à travers un liquide à une température moyenne de 40 °C et caractérisé par un coefficient de chaleur de convection moyen égal à 400 [W.m⁻²K⁻¹].
- L'encoche est remplie de 60 % de cuivre, le reste est supposé être rempli d'isolant, d'air résiduel et d'isolant de fond d'encoche.
- Le rotor tourne à la vitesse nominale $\Omega = 3000$ rpm.
- Les pertes Joule sont d'abord calculées à 20 °C, puis la température moyenne de l'encoche sera estimée et utilisée afin de les corriger, le processus est itéré jusqu'à ce que le changement de température soit inférieur à 1%.
- Les pertes joules au niveau des têtes de bobines sont injectées dans l'encoche, afin de réduire le problème à un problème 2D.
- Le carter est caractérisé par une épaisseur égale à 20 mm et un coefficient de conduction égal à 150 [Wm⁻¹ .K⁻¹], tandis que la conductivité du fer est égale à 50 [Wm⁻¹ .K⁻¹] et les aimants à 9 [Wm⁻¹ .K⁻¹].
- Le système transitoire est ignoré, seul le système en état stable est résolu.

Le Tableau III.6 illustre la précision du modèle proposé en comparant ses résultats à celui de la MEF. La distribution de température obtenue à partir du modèle proposé est illustrée dans la Figure III.14.

Tableau III.6 Comparaison des résultats du modèle thermique avec MEF

Température	Modèle	MEF
Encoches	116	118
Aimant	102	104
Dent	108	110

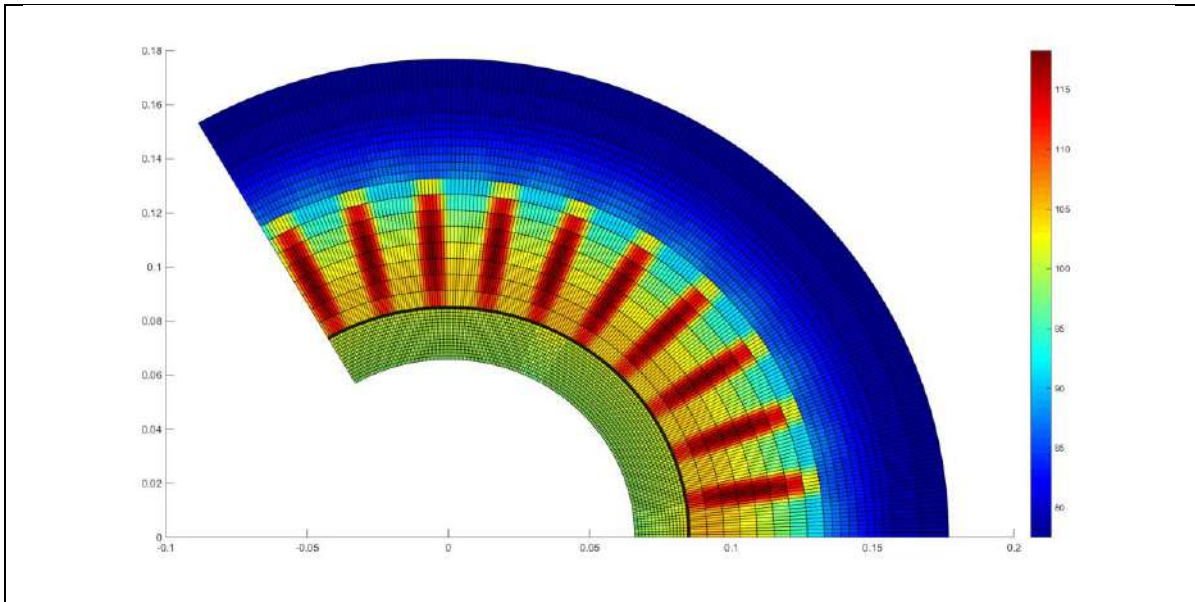


Figure III.14. Distribution de la température dans la machine

III.2.3.3. Simulation mécanique

III.2.3.3.1. Analyse Modale

Afin d'identifier les rangs harmoniques des charges magnétiques responsables d'un niveau élevé de vibrations et de bruit, il convient de faire une corrélation entre celles-ci et les fréquences propres du stator. Pour ce faire, une analyse modale est effectuée afin de dériver les fréquences propres de la structure et leurs déformations correspondantes. La Figure III.15 présente la comparaison des fréquences propres globales du noyau statorique plus les enroulements et la carcasse entre le modèle développé et un logiciel commercial ANSYS. La Figure III.16 donne la déformation correspondante pour le mode circonférentiel 2 à une fréquence de 1110 Hz, et la Figure III.17 montre la déformation pour le mode 3 à 2705 Hz. A titre informatif, la Figure III.18 donne le même mode 3 obtenu en utilisant le modèle 3D. Enfin, comme discuté précédemment, le comportement vibratoire des machines électriques dépend de la température de fonctionnement. La Figure III. 19 montre l'influence de la température sur les fréquences propres pour trois températures différentes 20°C, 100°C et 200°C, un écart d'environ 100 Hz est noté entre 20 à 100°C, ce qui est considérable et peut induire des conclusions erronées pour l'optimisation de la machine étudiée.

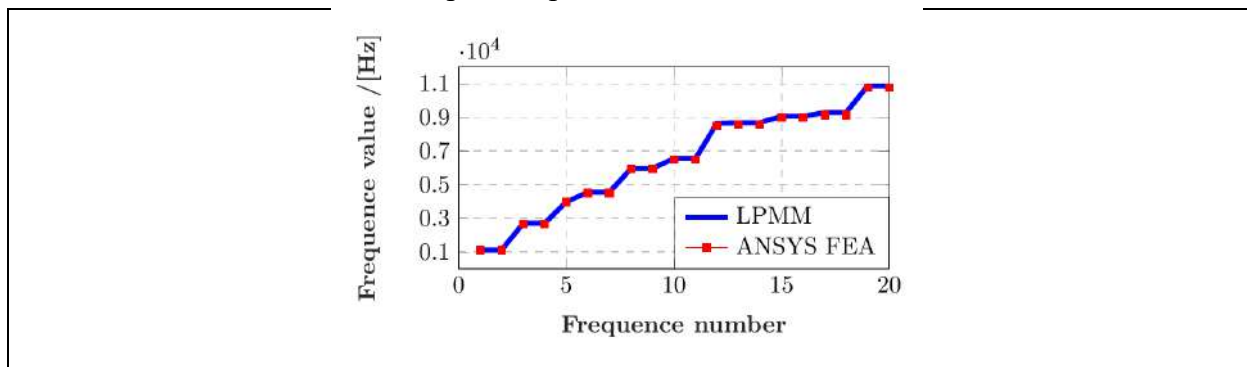


Figure III.15. Comparaison entre le modèle mécanique et MEF : fréquences propres

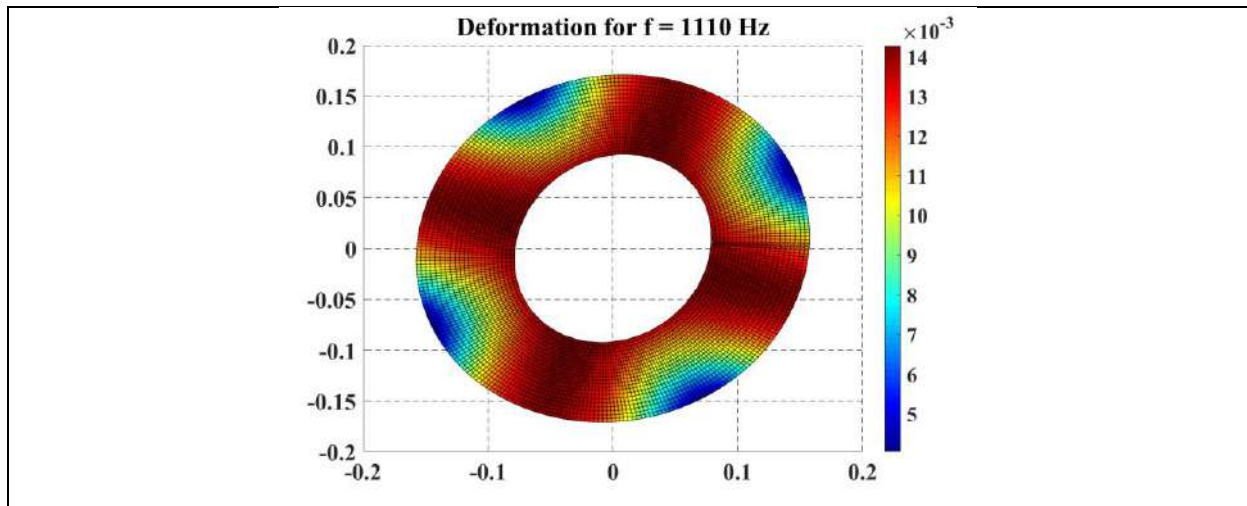


Figure III.16. Déformation : Mode 2

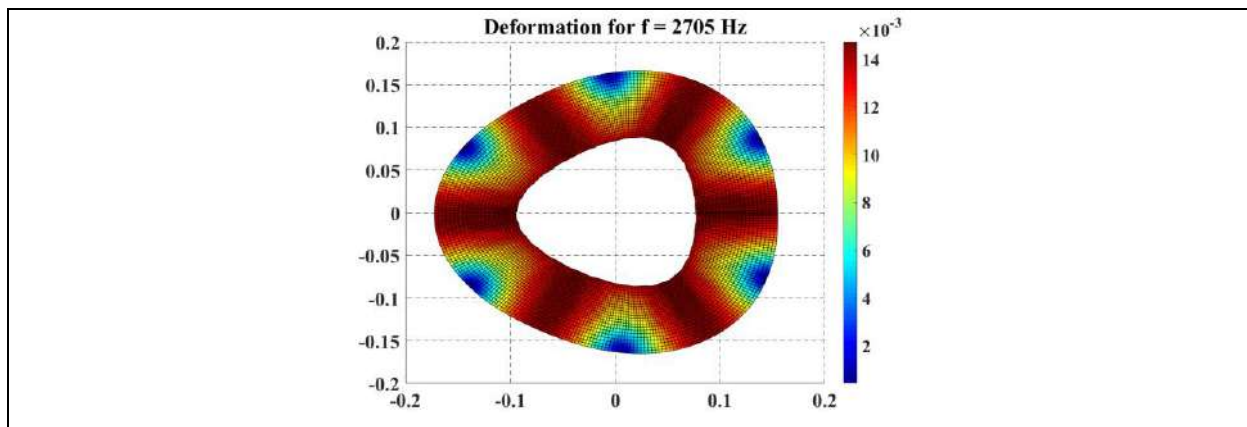


Figure III.17. Déformation : Mode 3 avec modèle 2D

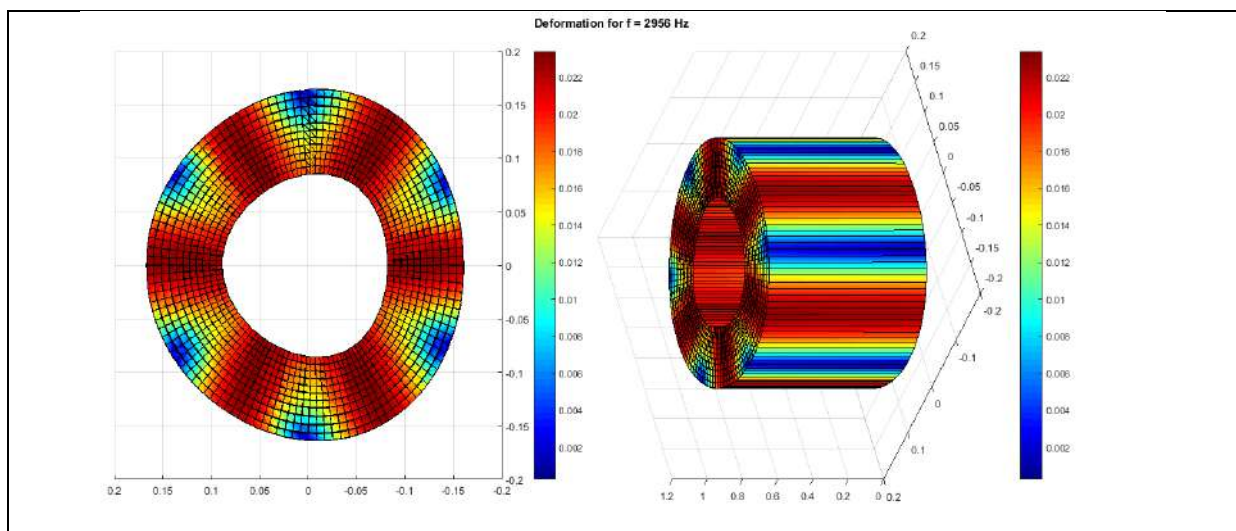


Figure III.18. Déformation : Mode 3 avec modèle 3D

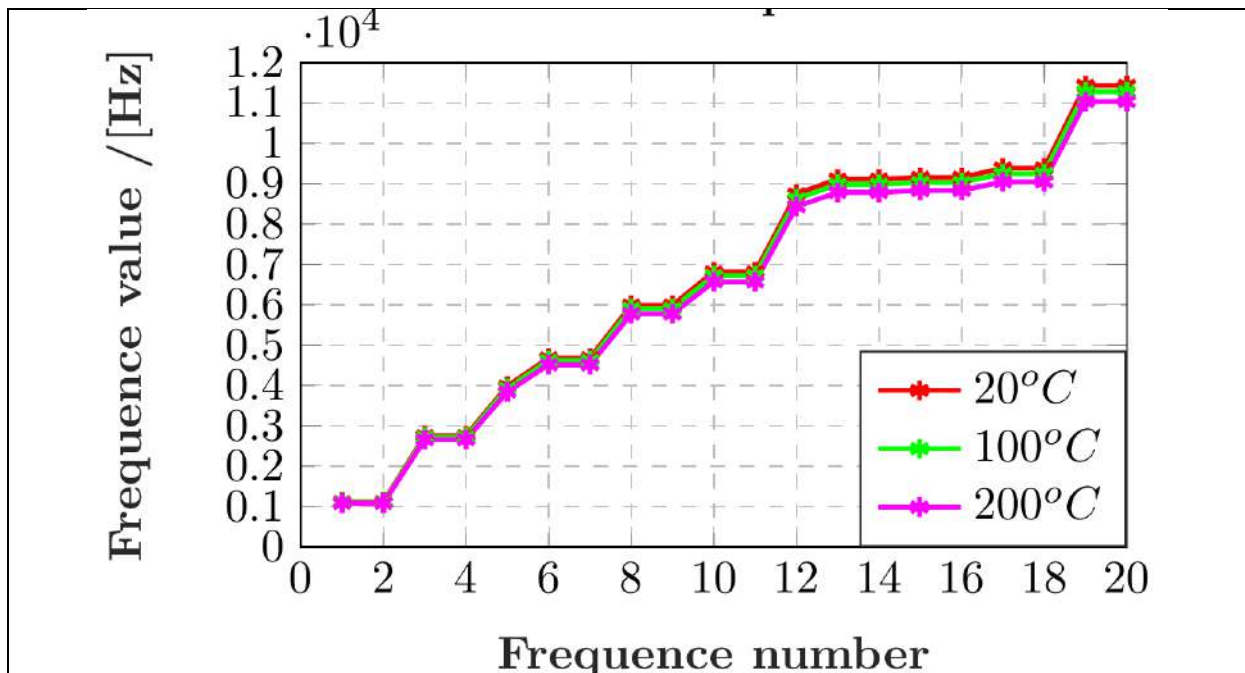


Figure III. 19. Influence de la température sur les fréquences propres du stator

III.2.3.3.2. Etude transitoire

La validation du modèle mécanique est effectuée pour l'analyse structurelle transitoire en utilisant à titre d'exemple le mode circonférentiel 3 ayant une fréquence de 50 Hz correspondant à la vitesse nominale de rotation ($3000 \text{ rpm} / 60 = 50 \text{ Hz}$). Les résultats obtenus sont comparés à ceux simulés par la MEF tel que présenté dans la Figure III.20 et la Figure III.20.

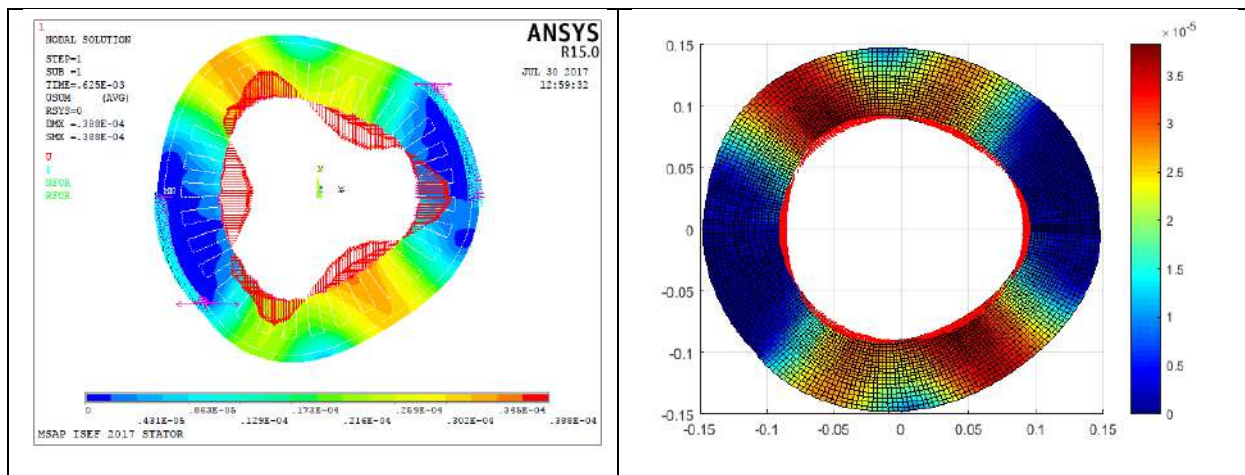


Figure III.20. Déformation suite à des vibrations forcées

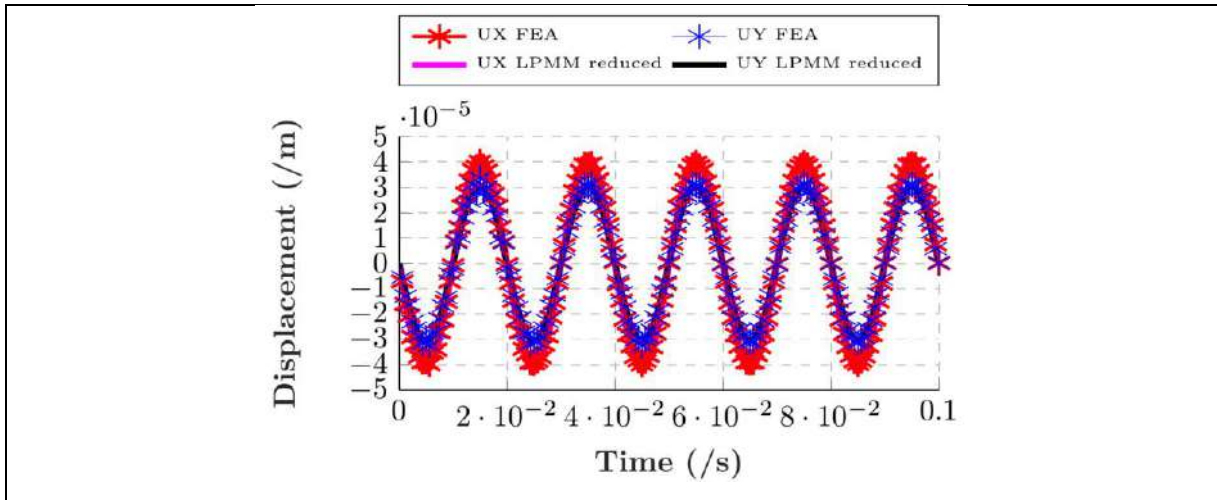


Figure III.21. Déplacement transitoire à 90 [°]

III.2.3.3.3. Etude harmonique

L'analyse vibroacoustique harmonique est obtenue par un couplage faible entre les modèles magnétiques, mécaniques et acoustiques afin de quantifier les émissions sonores de la structure dues aux origines électromagnétiques. La Figure III.22 donne le niveau de pression sonore à 1 m de distance de la machine pour les harmoniques dominantes des forces magnétiques. On peut noter que les rangs d'harmoniques de force responsables d'un niveau plus élevé de vibrations et de bruit sont le rang 0 et le rang 6. La valeur la plus élevée est d'environ 75 dB_{spL} à 4000 Hz, suivie d'un autre pic de 60 dB_{spL} à 9100 Hz. Cela signifie que l'harmonique de force magnétique 0 excite un mode naturel à 4000 Hz et que l'harmonique 6 excite un mode naturel à 9100. Ainsi, pour éviter tout niveau élevé de vibrations et de bruit, on peut agir en premier sur les harmoniques des pressions magnétiques à la phase de conception en modifiant la rigidité de la structure. Sinon, une commande adéquate annulant ou réduisant les harmoniques de force magnétique 0 et 6 peut réduire le bruit émis par les machines.

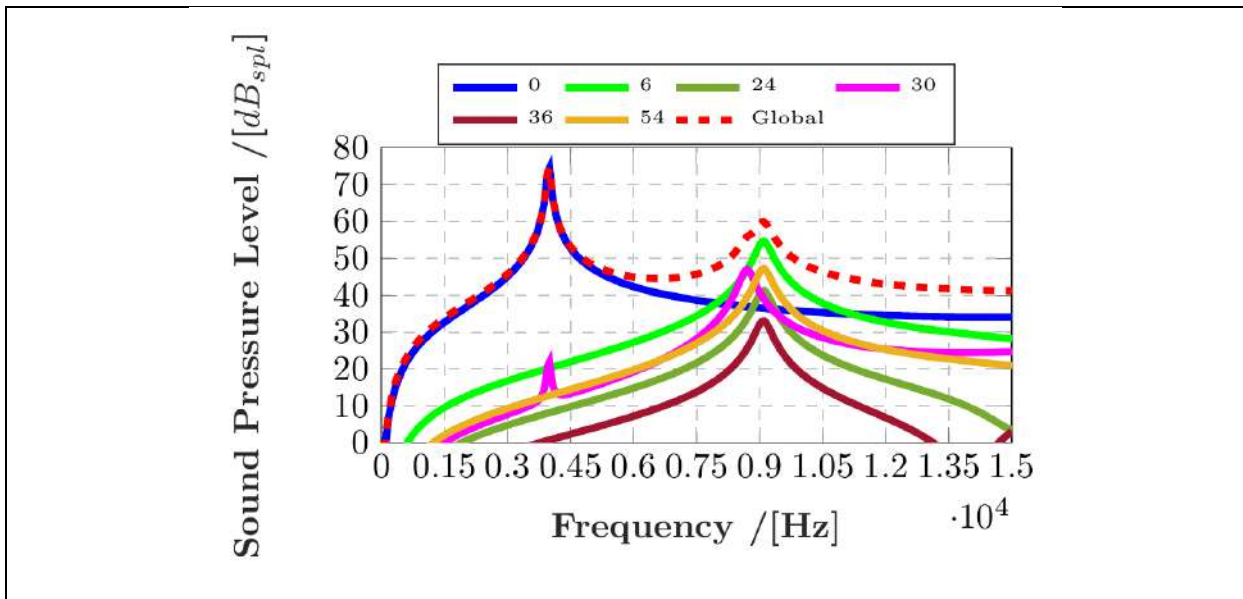


Figure III.22. Résultats de l'analyse harmonique

III.3. Conclusion

Le but de ce chapitre est de présenter une approche de modélisation qui peut être utilisée dans la phase de pré-dimensionnement des machines électriques. Cette démarche est fondée sur couplage Multi physique permettra de tenir compte des différentes contraintes magnétiques, thermiques et vibroacoustique dès la phase de pré-dimensionnement.

Ainsi, ce modèle de réseau de perméance à constante localisées permettra à la fois de prendre en compte certains effets 3D dans la partie active de la machine et de rendre les modèles semi-analytiques plus génériques en contribuant à la résolution du problème de la modélisation de l'entrefer. La pertinence de l'approche proposée est démontrée, sur une structure 2D, en comparant des résultats issus de ce modèle développé sous le langage MATLAB à ceux obtenus par un logiciel éléments finis commercial (MEF).

L'objectif étant d'investiguer les vibrations et les émissions sonores (bruits) d'origine électromagnétique dans les machines électriques. Pour ce faire, une approche basée sur le calcul via le modèle magnétique des efforts magnétiques locaux agissants à la surface interne de l'alésage statorique. Ces efforts sont ainsi transférés au modèle vibroacoustique permettant de performer une analyse mécanique dans le but de calculer les déformations de la structure et le bruit engendré. Bien que la MEF soit supérieure à celle des modèles à constantes localisées en termes de précision, ils sont compétitifs au stade de la conception préalable; puisqu'elles offrent une précision acceptable, étant relativement rapides et pouvant prendre en compte une quantité considérable de phénomènes non linéaires. Ce qui constitue un outil puissant pour étudier le domaine d'étude et se positionner rapidement sur le choix de la structure dès la phase de préconception.

Enfin, il faut faire attention à l'utilisation de ce type de modèles puisque les objectifs et surtout les contraintes de dimensionnement peuvent changer le choix du modèle. À titre d'exemple: afin de réduire les ondulations de couple, les pertes de fer ou les harmoniques de tension, la modélisation par EF serait préférable, car elle s'accompagne de moins d'erreurs numériques et donc de résultats plus précis pour des exigences aussi sensibles. Cependant, le front de Pareto obtenu représente un vecteur de départ relativement bon pour ce type d'optimisation car certaines premières contraintes sont déjà satisfaites telles que: couple moyen et les contraintes thermiques, ce qui permettra de gagner un temps considérable.

Chapitre
IV

Chapitre IV : Étude des performances magnéto-vibroacoustique de quelques machines électriques

- 1. Introduction**
- 2. Étude des performances d'une machine synchrone discoïde à commutation de flux**
- 3. Étude des performances d'une machine synchrone discoïde à aimants permanents montés en surface**
- 4. Comparaison des performances des MSDAP monté en surface et MDCF**
- 5. Étude d'une machine synchrone à aimants permanents à flux radial**
- 6. Conclusion**

IV.1. Introduction

Le développement des modèles génériques des chapitres précédents conduits à l'élaboration d'un modèle multi-physique pour le dimensionnement de machines synchrones à aimants permanents destinées à des applications embarquées. Cette démarche multi-physique est utilisée dans ce chapitre à la fois pour l'étude des performances de deux structures axiales : machine à aimants montés en surface et machine à commutation de flux et une machine à flux radial : machine synchrone à aimant permanent à flux radial

Au cours de ce chapitre, en premier lieu, le modèle électromagnétique et mécanique est détaillé et les grandeurs globales et locales sont présentées. Ensuite une comparaison des performances des deux structures à flux axial est réalisée dans l'optique d'étudier la faisabilité de l'intégration de la MDCF dans une application industrielle embarquée. Par conséquent, les phases de prototypage de ces deux structures à flux axial sont présentées. L'objectif est toujours de mettre l'accent sur les contraintes de faisabilité de ce type de structures par le biais d'une étude expérimentale, réalisée permettant de valider l'approche utilisée au cours du dimensionnement. Le protocole de mesure adopté et les résultats de la campagne des essais menée ont été détaillés.

Enfin, une étude de diagnostic d'une MSAP à flux radial est faite. Cette étude est réalisée afin de déterminer l'origine des bruits mystérieux constatés au cours de la campagne de mesures.

IV.2. Etude des performances d'une machine synchrone discoïde à commutation de flux

IV.2.1. Présentation de la machine

La machine DCF triphasé à double saillance, est composée de deux stators et un rotor interne. Chaque stator contient 12 modules ferromagnétiques ayant une forme de U entre lesquels sont intercalés les aimants permanents magnétisés ortho-radialement. La polarité des aimants est inversée d'un aimant à l'autre et alternée entre deux aimants bilatéralement symétriques. Un bobinage dentaire à double couche a été réalisé autour des deux dents adjacentes et un aimant permanent placé au milieu. Le rotor, quant à lui, est similaire à celui d'une machine à réluctance variable. Il est complètement passif et composé de 10, 11, 13 et 14 dents (nombre de paires de pôles) selon la configuration. En fonction de la position de la partie mobile, le flux magnétique traversant l'enroulement de l'induit commute sa direction et peut être considéré comme positif ou négatif.

Le choix de ces configurations est basé sur les conclusions des travaux de recherches suivants : [Chen 2008][Chen 2010 (a)] [Chen 2010 (b)] [Sikder 2015]. Ces travaux ont porté sur l'optimisation analytique des machines synchrones triphasées à commutation de flux dans le but de maximiser le couple électromagnétique moyen, de minimiser le couple de détente et d'avoir une force électromotrice symétrique. Il a été conclu que les combinaisons de nombre d'encoches par paires de pôles les plus réalisables sont les 12s/10p, 12s/11p, 12s/13p et

12s/14p. Plus précisément, si le nombre d'encoches statoriques est égale à 12 alors les machines ayant les combinaisons 12/11 et 12/13 présenteront potentiellement une force magnétique déséquilibrée. De plus, d'après [Hua 2007], la configuration 12/10 permet de réduire les ondulations de couple responsables des vibrations et des bruits acoustiques.

Dans une tentative de réduire l'utilisation d'aimants dans les MCF, d'autres types de configurations tels que, les E-core (6 modules statoriques en forme de E au lieu de 12 modules en forme de U) et les C-core (6 modules statoriques en forme de C) machines ont été développées dans [Chen 2010 (a)] [Chen 2010 (b)]. Ces topologies ont été optimisées en termes de FEM et de couple électromagnétique moyen et il a été constaté que les configurations E-core 6/11 et C-core 6/13 présentent la FEM la plus symétrique et la plus pauvre en harmoniques et une forte densité de couple. Cependant, en raison du nombre impair de pôles rotoriques, ces structures présentent potentiellement des forces magnétiques déséquilibrées.

Le Tableau IV.1 liste les paramètres fixés pendant le processus du dimensionnement par le modèle EF quasi-3D ainsi que les variables géométriques et électriques d'optimisation et leurs plages de variation. Le choix de ces variables d'optimisation a été effectué suite à une analyse de leur impact sur les performances de la machine tout en s'appuyant sur les études similaires dans la bibliographie déjà présentée. .

Tableau IV.1 Liste des variables retenues pendant le processus d'optimisation

Noms	Valeurs [unités]	
Puissances électriques	10	[kW]
Vitesse de rotation nominale	375	[tr/min]
Structure	Stator-Rotor-Stator	
Encoches statoriques /paires de pôles rotoriques	12 /	10 – 11 – 13 – 14
Type des aimants	Nd-Fe-B	
Induction rémanente	1.2	T
Diamètre intérieur du stator	266	[mm]
Diamètre extérieur du stator	372	[mm]
Hauteur de la dent statorique	35	[mm]
Ouverture de la dent statorique	7.5	[°]
Hauteur de la culasse statorique	10	[mm]
Ouverture des aimants	7.5	[°]
Hauteurs des aimants	35	[mm]
Ouverture des encoches statoriques	7.5	[°]
Hauteur des encoches statoriques	25	[mm]
Entrefer de chaque côté	1	[mm]
Plage d'ouverture de la dent rotorique	7.5-15	[°]
Hauteur de la dent rotorique	35	[mm]
Plage d'ouverture des évidements rotoriques	21-28.5	[°]
Hauteur des évidements rotoriques	25	[mm]
Longueur axiale	142	[mm]

IV.2.2. Model magnétique

IV.2.2.1. Model EF 3D

La modélisation magnétique de la MDCF est donc effectuée par la MEF. Les conditions de cyclicités et de symétries physiques ont été exploitées (PGCD (N_s, N_r) = 4) permettant ainsi de modéliser seulement un quart de la machine et de réduire considérablement le temps calcul. La Figure IV.1 illustre la partie active modélisée

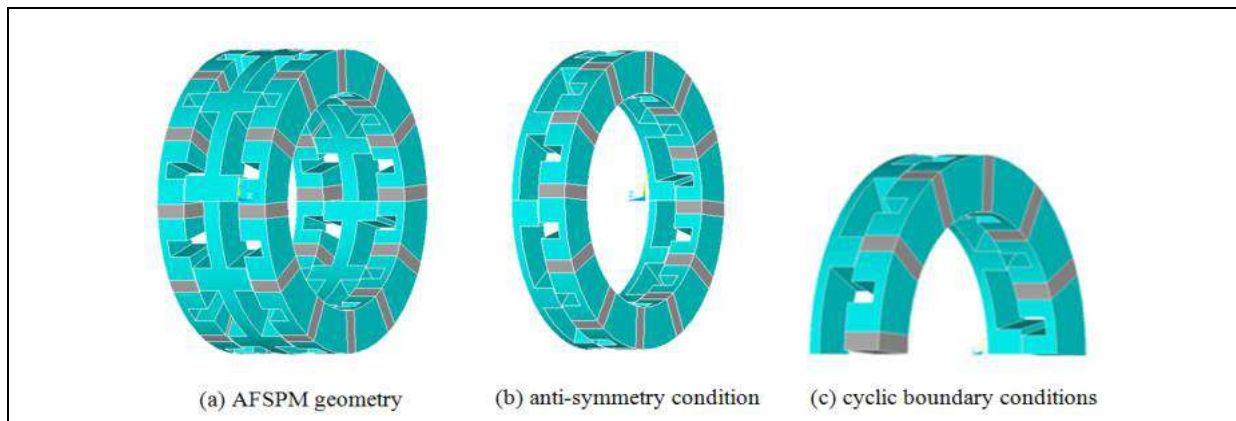


Figure IV.1. Approche de modélisation multicouche de la MDCF

La saturation magnétique des noyaux statorique et rotorique est prise en compte en utilisant la caractéristique $B(H)$ des tôles feuilletées M270-35A. Les aimants sont modélisés comme étant un matériau magnétique dur (terre rare) du type NdFeB avec une induction rémanente de 1.2 T. Une fois le modèle magnétique établi, la pression magnétique est alors dérivée du champ magnétique sur un ensemble de chemins circulaires (Multicouches) ou calculée directement sur chaque nœud du maillage au niveau des surfaces latérales des dents statorique. La Figure IV.2 (a) montre les supports de calculs où les inductions magnétiques sont calculées. Les surfaces des dents où la force magnétique est calculée directement sur les nœuds du maillage magnétique sont aussi présentées sur la Figure IV.2 (b).

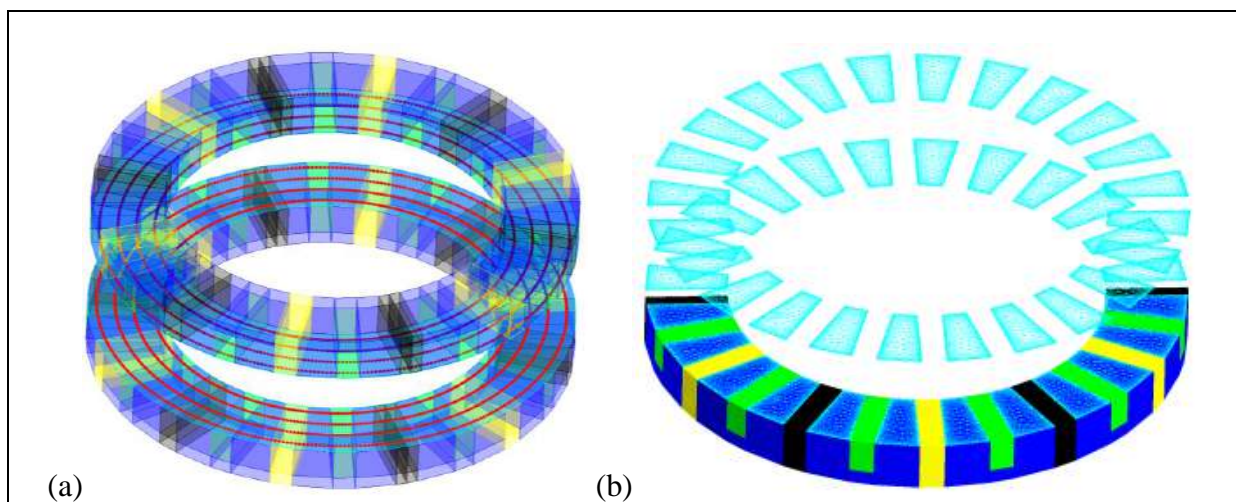


Figure IV.2. Calcul des inductions et des forces magnétiques

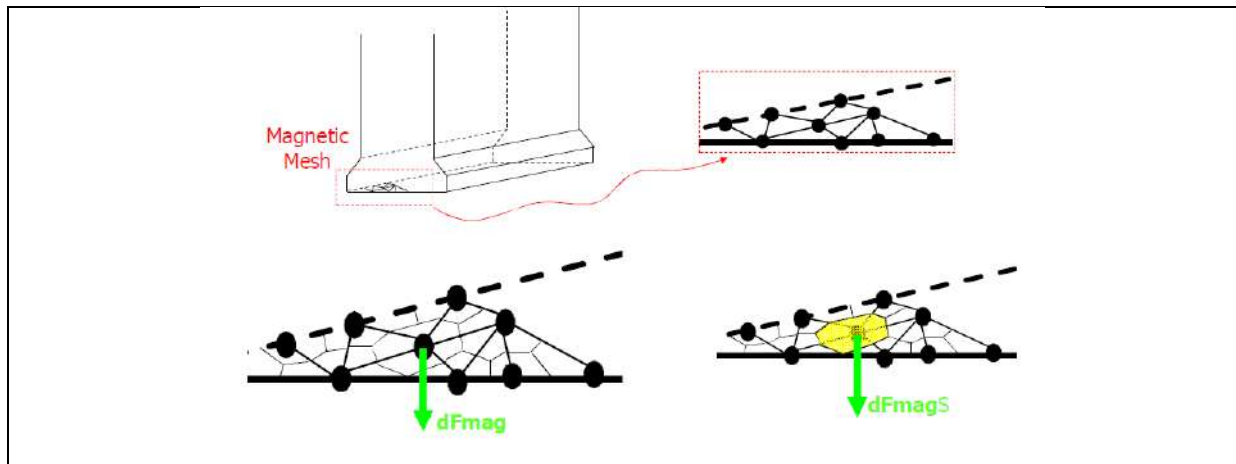


Figure IV.3. Calcul de la force magnétique au niveau des éléments de maillage magnétique

La pression magnétique calculée à partir de la répartition spatiale de l'induction magnétique sur les trajectoires circulaires est utilisée dans l'approche de superposition modale. Le calcul direct de force magnétique aux nœuds du maillage des surfaces des dents statorique ayant une surface élémentaire tel que indiqué dans la Figure IV.3 est utilisé pour obtenir une analyse vibroacoustique transitoire complète. Ces deux approches de modélisation sont exposées dans ce qui suit.

IV.2.2.2. Model EF Quasi 3D

Comme expliqué précédemment dans les Chapitres précédents afin de prendre en compte certains aspects tridimensionnels de la machine, comme par exemple les parois latérales parallèles des encoches et les effets de bord, il est possible de découper la machine, dans la direction radiale, en N_C couches annulaires coaxiales avec l'axe de rotation et se caractérisant par une excursion radiale relativement faible (Figure IV.4) tels que le rayon interne, le rayon externe et le rayon moyen de la couche s ($l=1..N_C$) s'écrivent en fonction du rayon interne et externe de la machine. Le calcul des grandeurs globales est effectué en sommant les contributions de chacune des couches s .

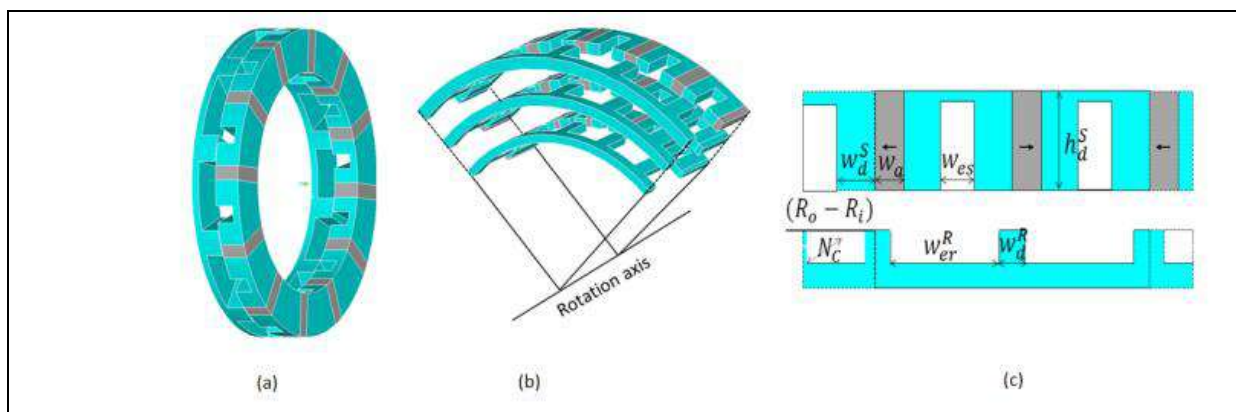


Figure IV.4. (a) Géométrie de la MDCF (b) Subdivision annulaire de la machine à flux axial (c) Géométrie 2D déroulée idéalisée

Afin de construire le MEF quasi-3D certaines hypothèses ont été adoptées. En effet, étant donné que la structure est à flux traversant, le plan médian du rotor est un plan de symétrie donc la moitié de la machine dans la direction axiale sera modélisée. De plus, puisque le nombre d'encoches par pôle est fractionnaire alors le motif périodique à considérer correspond à la moitié de la machine (la valeur du plus grand commun diviseur (PGCD) entre le nombre total d'encoches et le nombre de paires de pôles est égale à 2). Ainsi, la modélisation quasi-3D est effectuée sur le quart de la géométrie.

Du point de vue numérique, le MEF quasi-3D permet de réduire considérablement le temps de calcul puisque le maillage du motif élémentaire est réalisé sur le quart de la machine. Plus précisément étant donné que le nombre de nœuds du motif élémentaire, dépend du rapport entre la taille de l'entrefer et la plus grande dimension du motif à modéliser. Dans le cas où le PGCD (N_s, p) est très faible devant la valeur du nombre de paires de pôles p , le maillage de l'entrefer devient compliqué. Le cas le plus défavorable serait de construire la moitié de la géométrie (PGCD (N_s, p) = 2), voir la géométrie entière (PGCD (N_s, p) = 1). Dans ce cas, le nombre de nœuds augmente considérablement et la possibilité d'obtenir un résultat dépend de la machine de calcul étant donné qu'il est impossible d'augmenter indéfiniment le nombre de nœuds [Tiegna 2013].

D'un point de vue physique, la saturation magnétique des parties ferromagnétiques statoriques et rotoriques est prise en compte et l'induction rémanente des aimants permanents de type Nd-Fe-B est égale à 1.2 T.

Le modèle quasi-3D est utilisée pour définir la largeur optimale de la dent rotorique permettant à la fois de maximiser le couple électromagnétique moyen, de minimiser le couple de détente et d'avoir une force électromotrice FEM symétrique.

La réduction du couple de détente est souvent réalisé en trouvant un compromis entre le rapport du couple de détente / couple électromagnétique et le contenu harmonique de la FEM. Le couple de détente est calculé en magnétostatique en faisant tourner le rotor sur une période magnétique $\lambda_{cogging}$ comme donnée dans l'équation IV.1 où lcm est le plus petit multiple commun entre N_s et N_p . Cependant, le couple électromagnétique est calculé pour un angle interne qui maximise sa valeur moyenne sur une période λ_{Torque} .

$\lambda_{cogging} = \frac{360}{lcm(N_s, N_p)}$	(IV.1)
---	--------

$\lambda_{Torque} = \frac{360}{N_p}$	(IV.2)
--------------------------------------	--------

IV.2.3. Model mécanique vibro acoustique

Dans cette section, les forces magnétiques calculées sur la surface du stator côté entrefer sont utilisés comme entrée pour le modèle mécanique afin de déterminer le comportement vibroacoustique de la MDCF. Il s'agit comme indiqué précédemment d'un modèle structural EF 3D créé pour décrire le comportement vibratoire de la machine couplé à un modèle acoustique EF qui évalue la réponse acoustique.

Les simulations vibroacoustiques ont été réalisées avec la machine fixée à ses côtés au niveau des flasques et pour une vitesse nominale égale à 375 rpm. Le feuilletage du noyau statorique est pris en compte à l'aide des propriétés mécaniques équivalentes tel que expliqué dans le chapitre II.6 en prenant en considération avec le seul changement de l'orientation des tôles. De la même façon, les enroulements avec l'isolant sont caractérisés par leurs propriétés mécaniques équivalentes. Les têtes de bobines, les flasques et la carcasse sont également considérer dans cette étude.

L'assemblage du stator est modélisé avec un contact de type friction parfaite, sans considérer les vices et les clous. Les propriétés mécaniques des différentes parties modélisées sont données dans le Tableau IV.2, où, E , G , ν et ρ sont respectivement, le module d'élasticité d'Young, le module de cisaillement, le coefficient de Poisson et finalement la densité volumique. Le fluide est considéré comme compressible avec zéro débit moyen. Une vue éclatée de la machine modélisée est présenté sur la Figure IV.5. La couche d'air cylindrique permet d'appliquer des conditions d'interaction fluide structure alors que la couche d'air sphérique est utilisé pour le calcul de la pression acoustique avec des éléments assurant une condition d'absorption sur sa surface externes.

Tableau IV.2 Propriétés mécaniques des matériaux de la MDCF

Parameters	Laminations	Windings	Magnets	Frame
E_x (GPa)	0.8	9.4	160	71
E_y (GPa)	0.8	9.4	160	71
E_z (GPa)	200	9.4	160	71
G_{xy} (GPa)	0.3	3.5	64.5	26.7
G_{zx} (GPa)	79.3	3.5	64.5	26.7
G_{yz} (GPa)	79.3	3.5	64.5	26.7
ν_{xy}	0.3	0.35	0.24	0.33
ν_{zx}	0.0012	0.35	0.24	0.33
ν_{yx}	0.0012	0.35	0.24	0.33
ρ (kg.m-3)	7700	8890	7500	2700

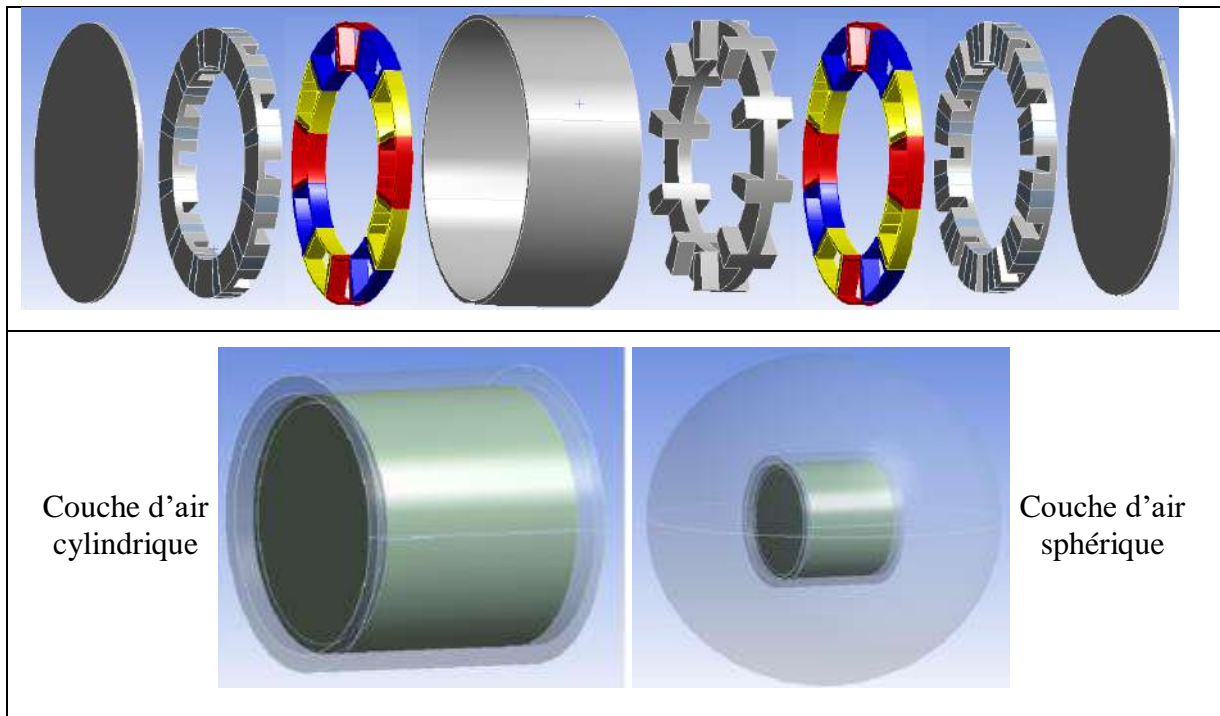


Figure IV.5. Vue éclatée de l'ensemble des éléments modélisés de la structure

IV.2.4. Approches de réduction du niveau de bruit et vibration

IV.2.4.1. Etude de l'influence des combinaisons encoches/pôles

Le but de cette étude est d'étudier le comportement vibroacoustique dû aux origines électromagnétiques des machines à flux axial. Cette étude est basée sur l'analyse de l'influence des combinaisons de encoches / pôles sur les performances électromagnétiques de ce type de machine ainsi que l'impact sur les vibrations / et bruits émis. Pour atteindre cet objectif, une étude comparative entre les combinaisons 12 encoches statorique et {10, 11, 13 et 14} pôles rotorique d'une Machine Discoïde à Commutation de Flux (MDCF) est réalisée. La comparaison comprend les composantes normales et tangentielles de l'induction magnétique dans l'entrefer, la force axiale et radiale appliquées sur le circuit magnétique statorique, les fréquences propres de la structure et leurs déformations correspondantes (modes), la réponse vibratoire et acoustique (sonore) dans les domaines de temporel et fréquentiel. Pour ce faire, un modèle multi-physique a été développé pour cette étude. Un premier modèle électromagnétique Quasi 3D Eléments finis (EF) faiblement couplé à un second modèle 3D EF vibroacoustique. Les modèles électromagnétiques et vibroacoustiques sont respectivement réalisés avec des logiciels EF commerciaux Flux pour la partie électromagnétique et Ansys pour la partie mécanique.

Cette étude porte sur l'influence des combinaisons encoches et pôles sur les performances électromagnétiques des machines et par conséquent l'impact sur le bruit et les vibrations émis. Pour réaliser ces analyses, deux modèles ont été développés; On utilise d'abord un modèle électromagnétique quasi 3D FE (multi-couches) pour calculer le champ magnétique, la pression magnétique locale et le couple de détente. Deuxièmement, un modèle

vibroacoustique est utilisé pour calculer les fréquences de résonances de la structure, les déplacements, et le bruit acoustique engendré.

IV.2.4.1.1. Résultats de la Modélisation magnétique

Les formes d'ondes du couple de détente et du couple électromagnétique en fonction de la position angulaire pour les différentes largeurs des dents rotoriques sont données par les Figure IV.6, Figure IV.7, Figure IV.8, Figure IV.9, Figure IV.10, Figure IV.11, Figure IV.12 et Figure IV.13.

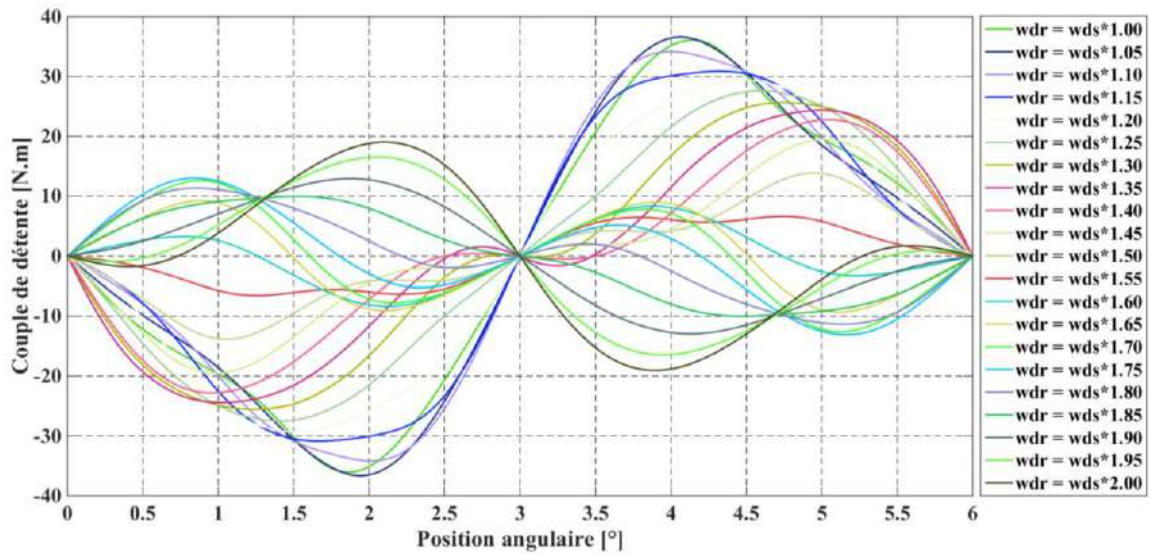


Figure IV.6. Variation du couple de détente en fonction de la largeur de la dent rotorique 12s/10p

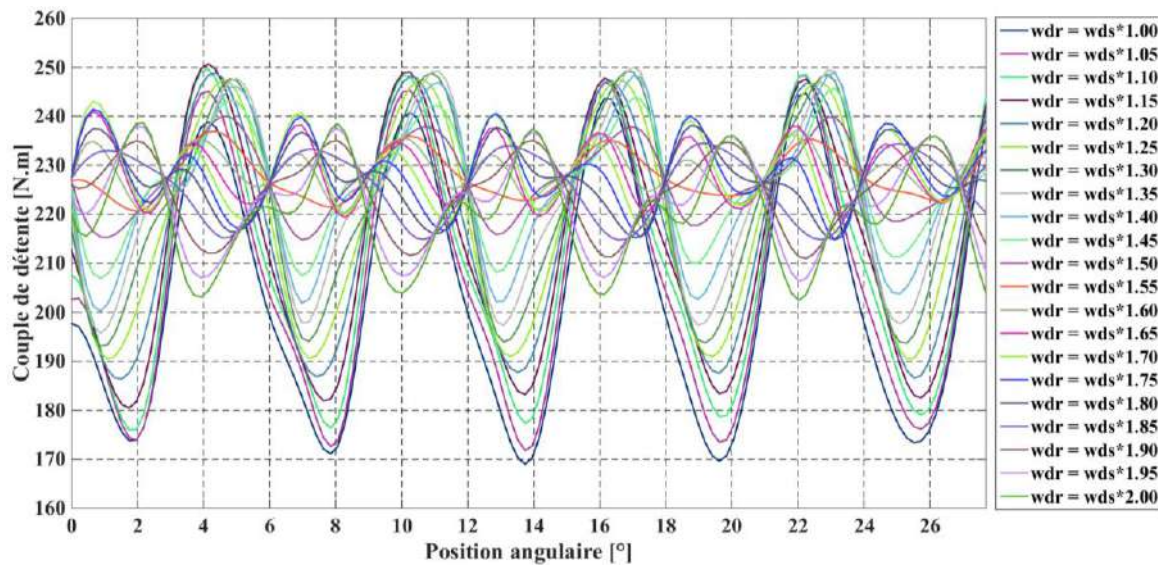


Figure IV.7. Variation du couple électromagnétique en fonction de la largeur de la dent rotorique 12s/10p

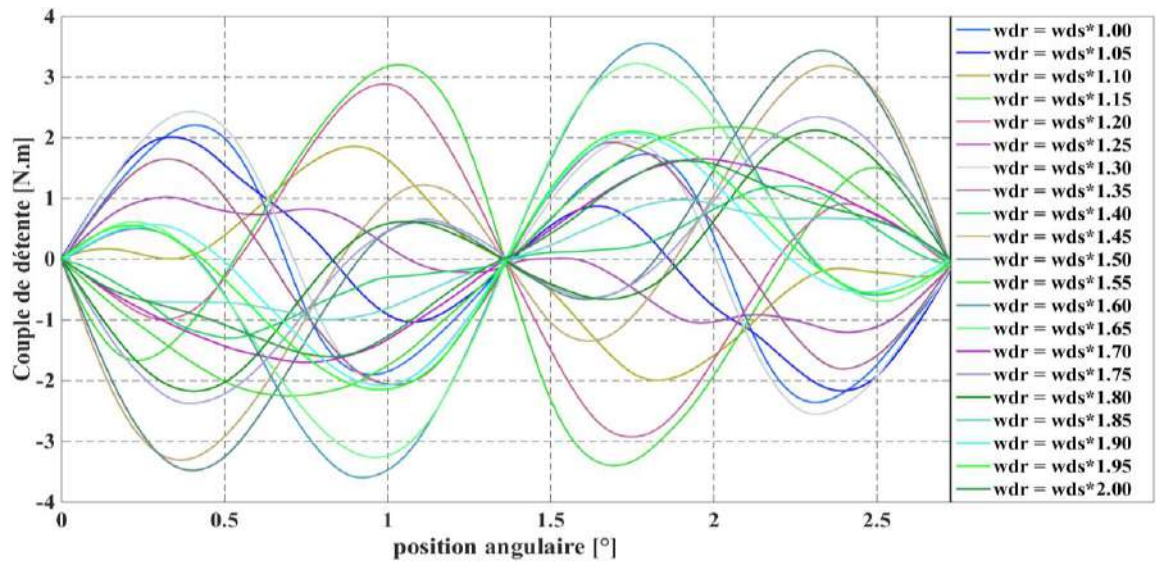


Figure IV.8. Variation du couple de détente en fonction de la largeur de la dent rotorique 12s/11p

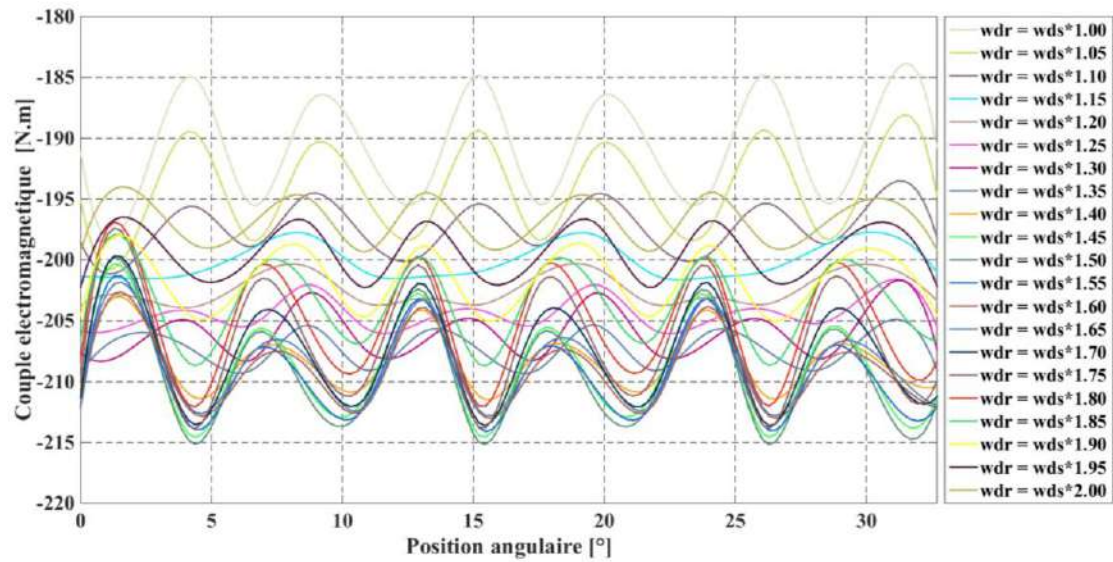


Figure IV.9. Variation du couple électromagnétique en fonction de la largeur de la dent rotorique 12s/11p

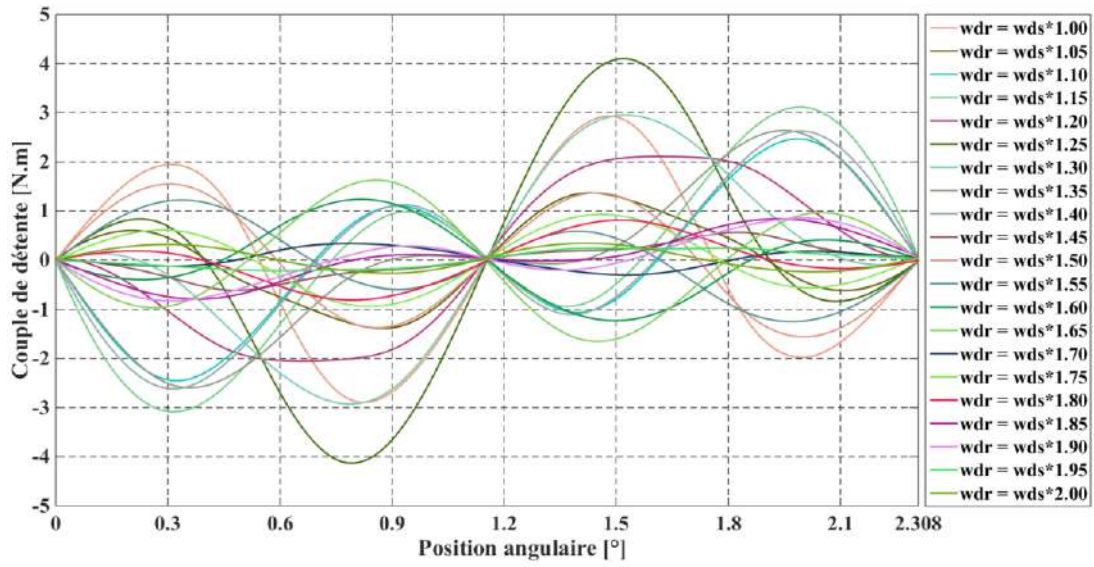


Figure IV.10. Variation du couple de détente en fonction de la largeur de la dent rotorique 12s/13p

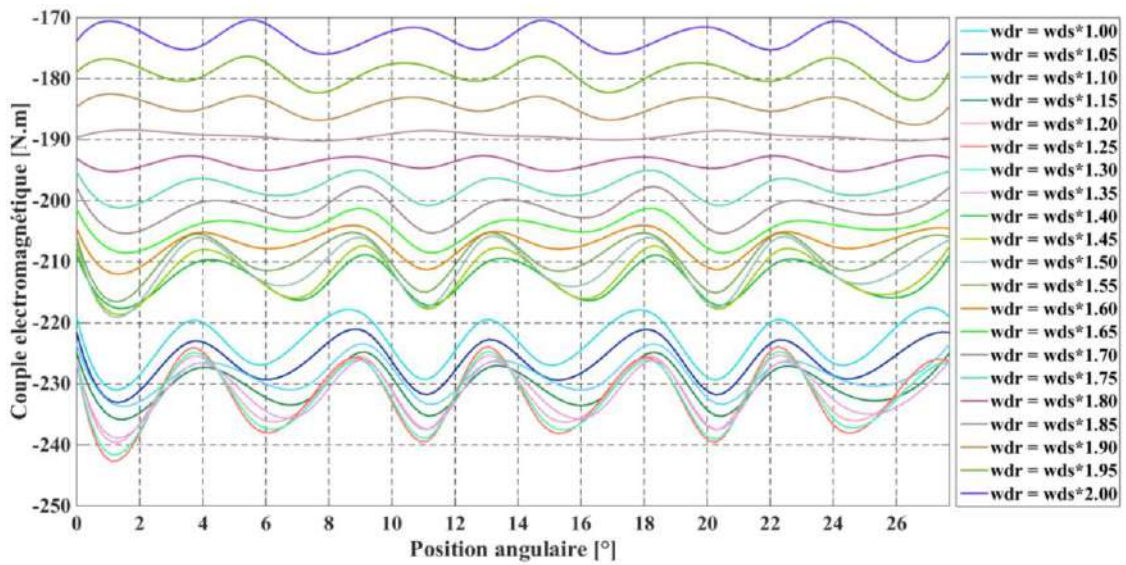


Figure IV.11. Variation du couple électromagnétique en fonction de la largeur de la dent rotorique 12s/13p

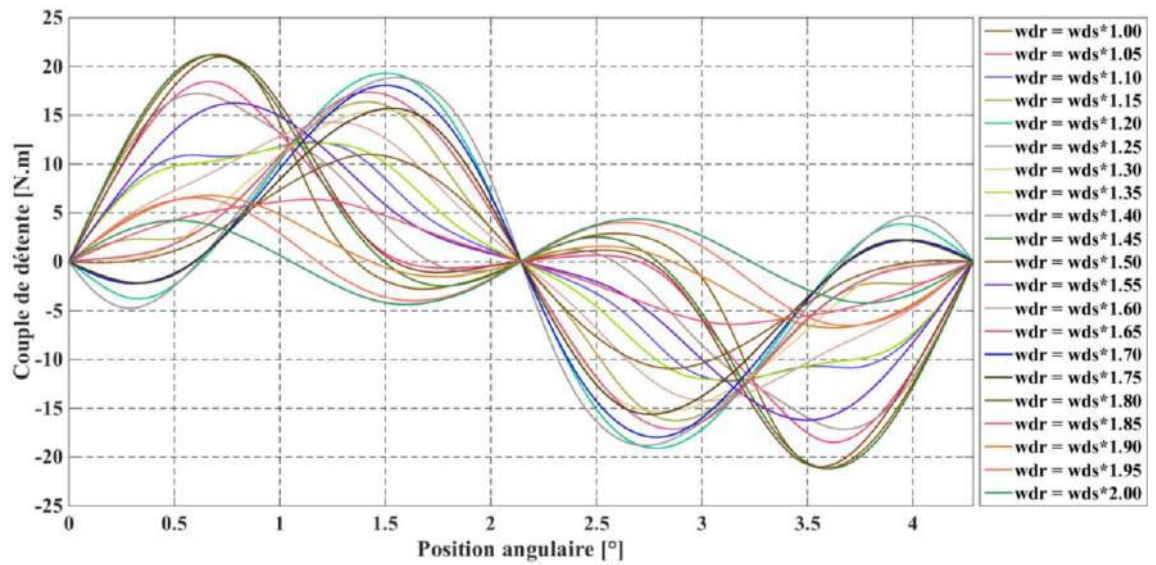


Figure IV.12. Variation du couple de détente en fonction de la largeur de la dent rotorique 12s/14p

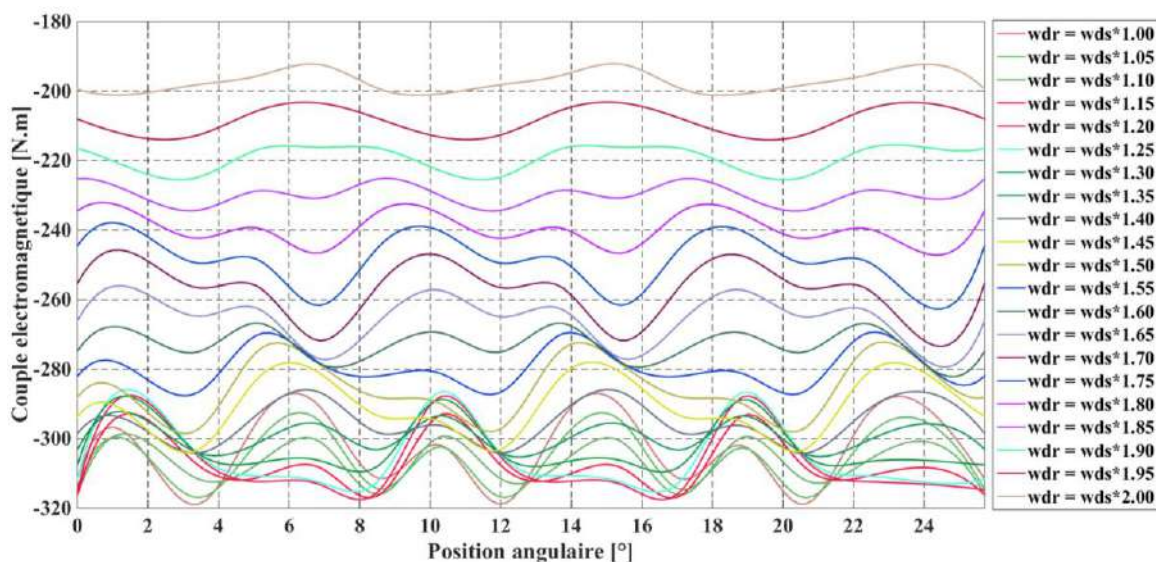


Figure IV.13. Variation du couple électromagnétique en fonction de la largeur de la dent rotorique 12s/14p

Les Figure IV.14 et Figure IV.15 montrent l'influence de l'ouverture de la dent rotorique respectivement sur le couple de détente et le couple électromagnétique pour une ouverture de la dent statorique fixée à 7.5° . On peut noter que l'ouverture nécessaire qui minimise le couple de détente et maximise le couple électromagnétique est égal à $11,63^\circ$. Cette ouverture représente 1,55 fois l'ouverture de la dent statorique d'origine.

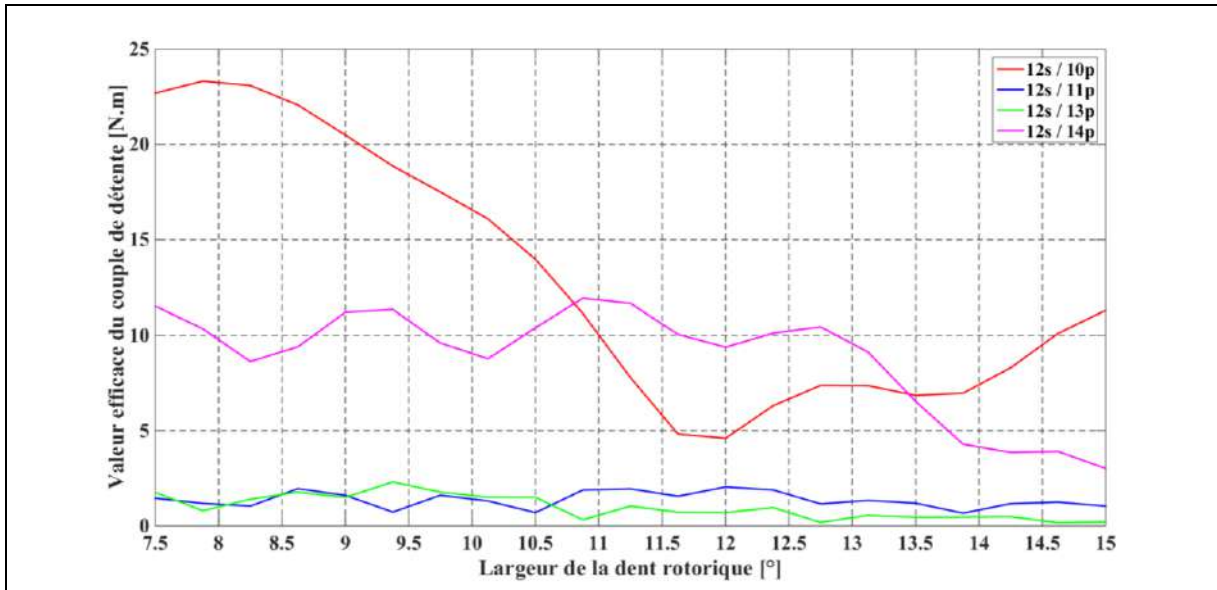


Figure IV.14. Variation du couple de détente en fonction de la largeur de la dent rotorique

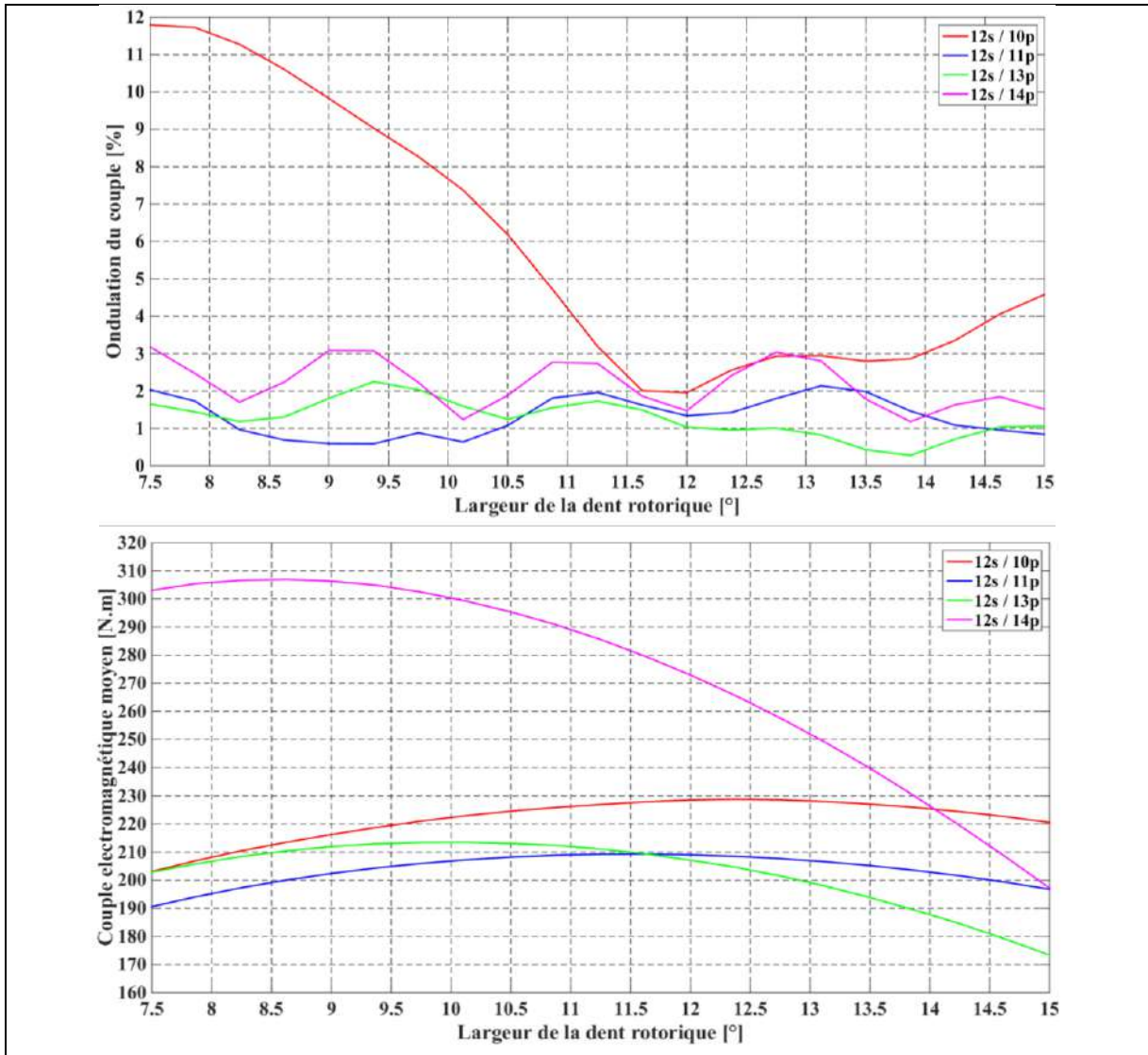


Figure IV.15. Variation du couple électromagnétique en fonction de la largeur de la dent rotorique

Les performances électromagnétiques ont été obtenues pour le point de fonctionnement maximum à une vitesse de rotation de 375 tr / min. L'étude paramétrique a permis de déterminer la largeur optimale de la dent rotor pour toutes les machines étudiées. Le but de cette étude est de réduire les ondulations de couple tout en maintenant un couple électromagnétique élevé (une marge de 2% du couple maximal a été adoptée dans notre étude de cas). Le tableau montre les principaux résultats. Il est clair que la configuration 12s / 14p offre une valeur de couple plus élevée par rapport aux autres configurations. Le taux d'ondulation de couple pour les machines étudiées a été réduit à moins de 2% de la valeur de couple maximal, il est maintenant important d'évaluer le contenu harmonique de la pression magnétique appliquée sur le circuit magnétique statorique (Figure IV.16 et Figure IV.17). On peut remarquer que les rangs harmoniques avec des amplitudes élevées sont les multiples du nombre de pôles.

Tableau IV.3. Comparaison des performances électromagnétiques

Configuration	Coefficient de la largeur de la dent rotorique	Couple de détente (N.m)	Couple électromagnétique moyen (N.m)	Ondulation de couple (%)
12s/10p	1.6	4.176	228.54	1.957
12s/11p	1.25	1.023	210.4	1.116
12s/13p	1.15	2.468	228.6	1.18
12s/14p	1.1	6.133	306.58	1.704

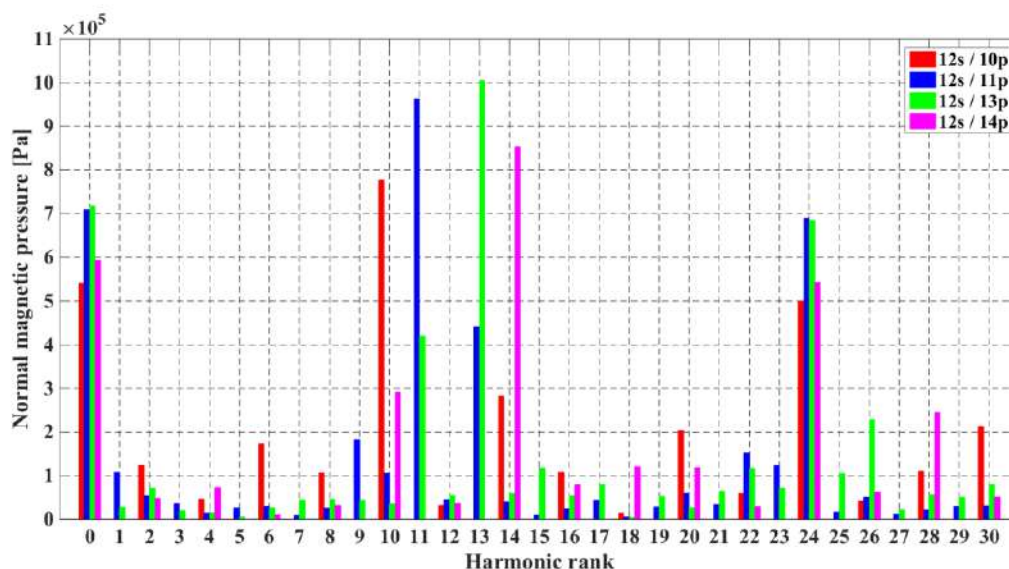


Figure IV.16. Contenu Harmoniques de pression magnétique normale

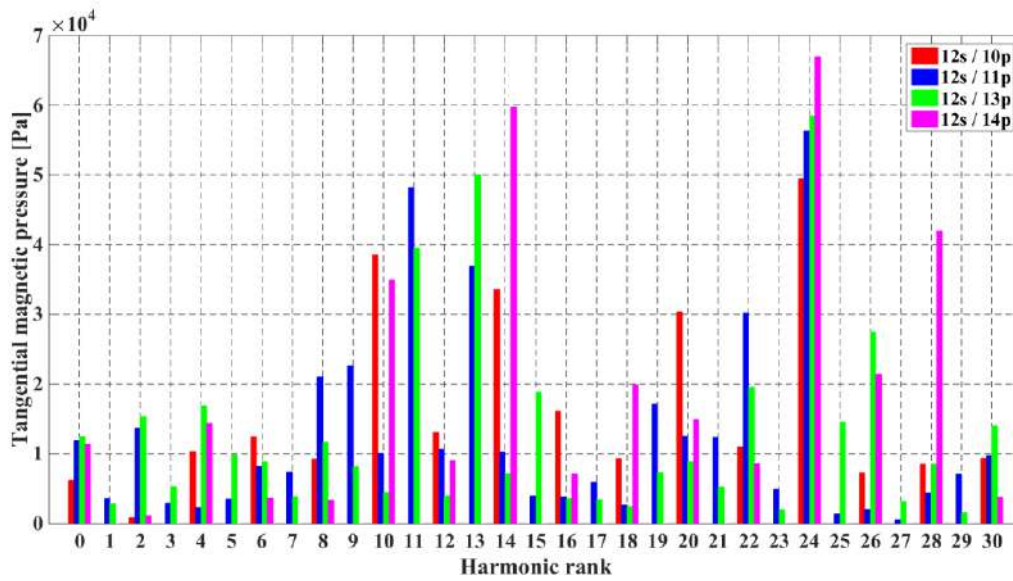


Figure IV.17. Contenu Harmoniques de pression magnétique tangentielle

IV.2.4.1.2. Résultats Modélisation mécanique vibroacoustique

Suite à l'étude des performances électromagnétiques et sachant que les harmoniques de la pression magnétique peuvent être responsables d'un niveau élevé de bruit et de vibrations, en particulier dans le cas où l'un de ces harmoniques est proche de la valeur d'une fréquence propre du stator. Dans notre cas, le stator de la machine reste le même seulement la répartition spatiale de efforts électromagnétiques locaux diffère. Figure (à ajouter distribution pour chaque machine subplot).

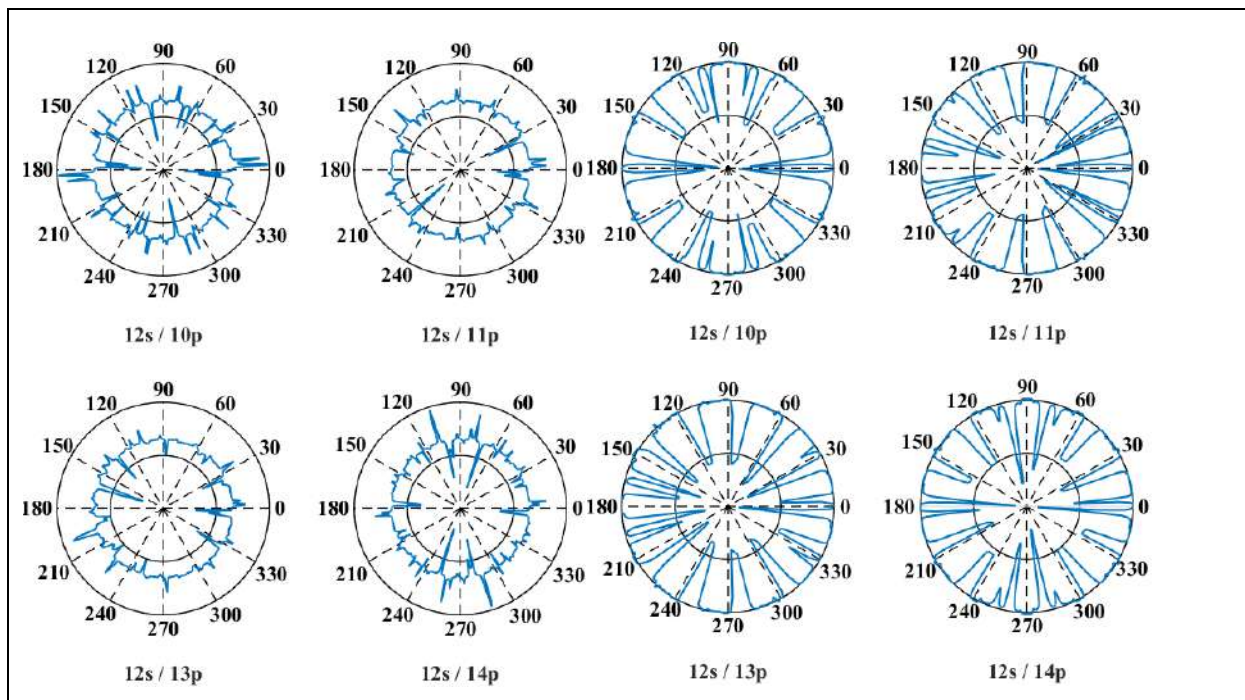


Figure IV.18. Répartition spatiale des efforts magnétique en fonction de la configuration

La Figure IV.18 présente la réponse acoustique transitoire des différentes combinaisons. La Figure IV.19 et la Figure IV.20 présentent la réponse harmonique acoustique.

La réponse acoustique harmonique montre que la combinaison 12s / 10p a plusieurs pointes à haute pression, mais comme les machines étudiées fonctionnent à basse fréquence, la 12s / 10p est moins bruyante par rapport aux autres combinaisons, ce qui est confirmé par la réponse acoustique transitoire.

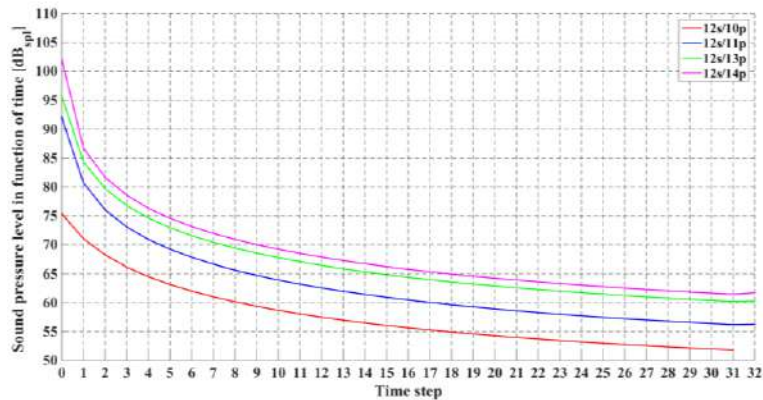


Figure IV.19. Niveau de pression acoustique en fonction du temps

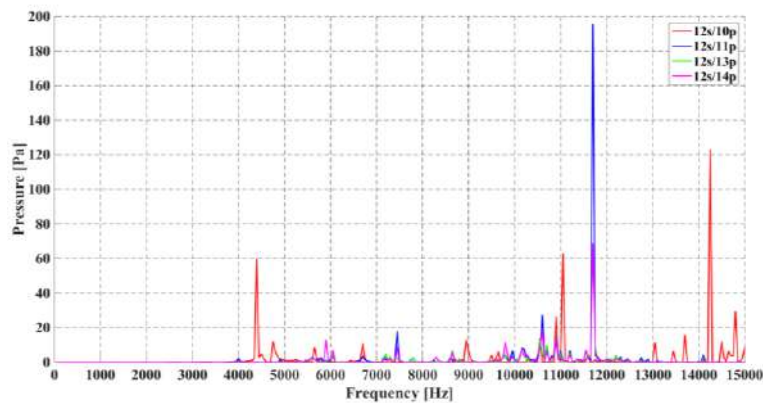


Figure IV.20. Réponse fréquentielle de la pression acoustique au niveau de la carcasse à une distance de 0.4m

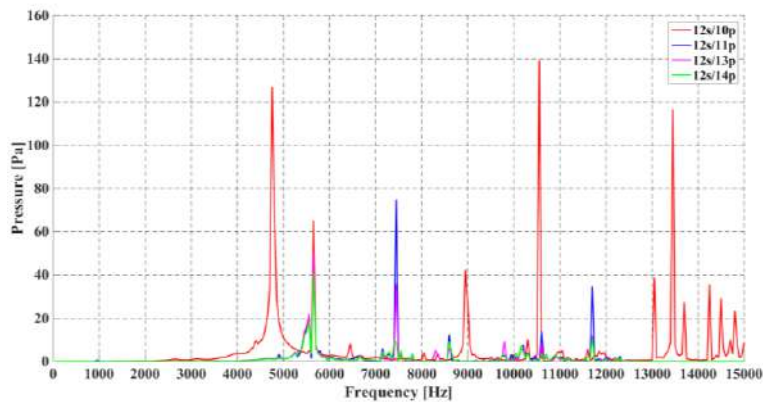


Figure IV.21. Réponse fréquentielle de la pression acoustique au niveau des flasques à une distance de 0.4m

IV.2.4.2. Étude de la déflexion du disque rotorique

Pour assurer une analyse mécanique précise du disque rotorique, il est primordial de prendre en considération le défaut de centrage dès la phase de la conception évitant ainsi le phénomène de déflexion. Ainsi, pour surmonter ce défaut le rotor doit être dimensionné de manière à satisfaire une tolérance maximale de décentrage imposée par le cahier de charge. Pour la suite de l'étude, la résultante de force est calculée pour un décentrage variant de 10% à 20%. La Figure IV.21 présente l'ensemble de la structure rotorique, en précisant la jonction avec l'arbre, et la force axiale appliquée.

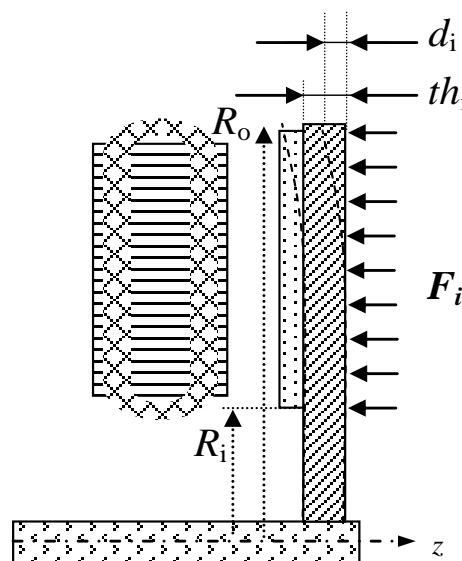


Figure IV.22. Déflexion du disque de rotorique due à la force d'attraction axiale

Afin de prédire le comportement mécanique du rotor, un couplage faible entre deux modèles EF, un modèle électromagnétique et un deuxième mécanique vibroacoustique a été développé. Ce couplage se caractérise par sa simplicité et l'indépendance entre les maillages magnétique et mécanique lors du transfert des efforts magnétiques locaux au modèle mécanique. La modélisation a été réalisée avec deux logiciels EF commerciaux, Flux pour la partie magnétique et Ansys Mechanical pour la partie mécanique [Dhifli 2016].

Pour ce faire, une analyse mécanique structurelle multistatique a été réalisée avec le programme ANSYS FE. La résolution du système finale est faite de façon itérative en utilisant les forces magnétiques comme entrées et la déflexion comme sortie.

L'organigramme du couplage magnéto-mécanique est illustré par la Figure IV.23:

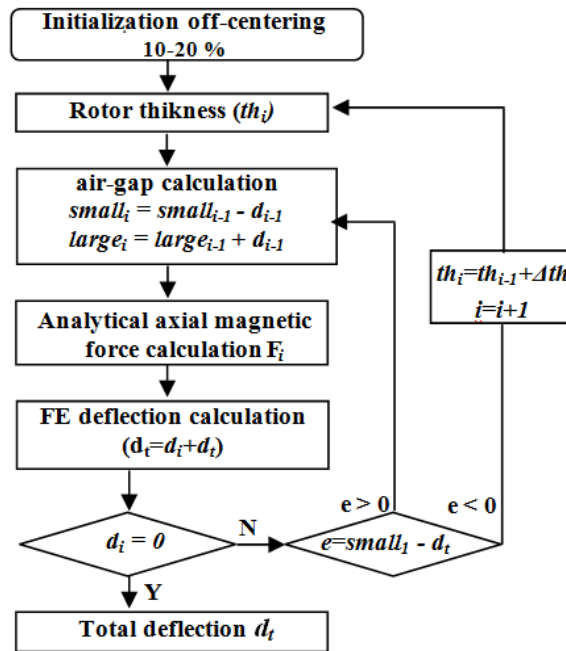


Figure IV.23. Couplage magnéto-mécanique faible

IV.2.4.2.1. Force électromagnétique axiale

La Figure IV.24 présente la forme d'onde de la force d'attraction axiale entre le stator et le rotor en charge pour un décentrage égal à 80%. Comme on le voit, le disque rotorique est soumis à une force d'attraction, du côté de l'entrefer le plus petit, de 7,265 kN.

La résultante des forces agissant sur le rotor en fonction du décentrage est donnée dans le Tableau IV.4. Par conséquent, le rotor doit être dimensionné de manière à satisfaire une tolérance maximale de décentrage égale à 20% qui correspond à une résultante axiale de force égale à 1748 N.

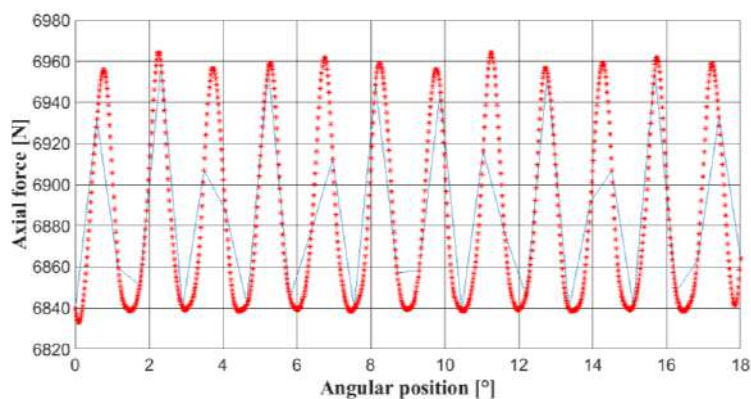


Figure IV.24. Forme d'onde de la force d'attraction axiale appliquée d'un seul côté du disque rotorique pour la MDCF

Tableau IV.4 Forces en fonction du décentrage du disque rotorique pour la MDCF

Décentrage (%)	10	20	30	40	50
Force (N)	874	1748	2622	3496	4370

IV.2.4.2.2. Couplage magnéto mécanique faible

Les Figure IV.25 et Figure IV.26 montrent les deux structures du rotor considéré dans cette étude de la déflexion mécanique pour la MDFC. Un diamètre extérieur égal à 360 mm alors que le diamètre de l'arbre vaut 40 mm. Les disques rotoriques ont été modélisés de la même manière que ceux de la MSAPFA en utilisant un acier magnétique isotrope dont les propriétés mécaniques sont: module d'Young $E = 210$ GPa et le coefficient de Poisson $\nu = 3.0$. La première structure (Figure IV.25) présente un disque simple plein sans renforcement tandis que la deuxième structure renforcée (Figure IV.26) a été étudiée dans le but de réduire la masse tout en respectant la contrainte de tenue mécanique vis-à-vis de la déflexion et aux efforts axiaux appliqués.

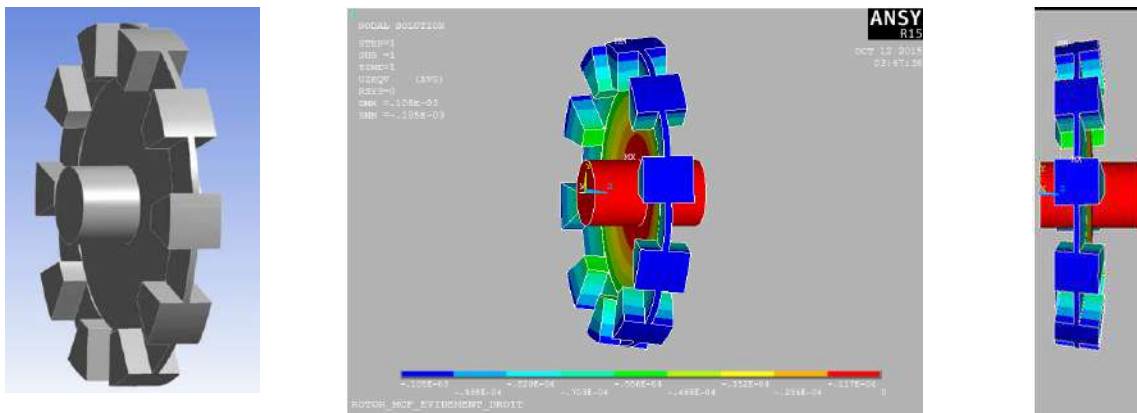


Figure IV.25. Analyse mécanique structurelle multistatiques du rotor simple pour un décentrage de 20 %
(Masse totale = 13.4 kg)

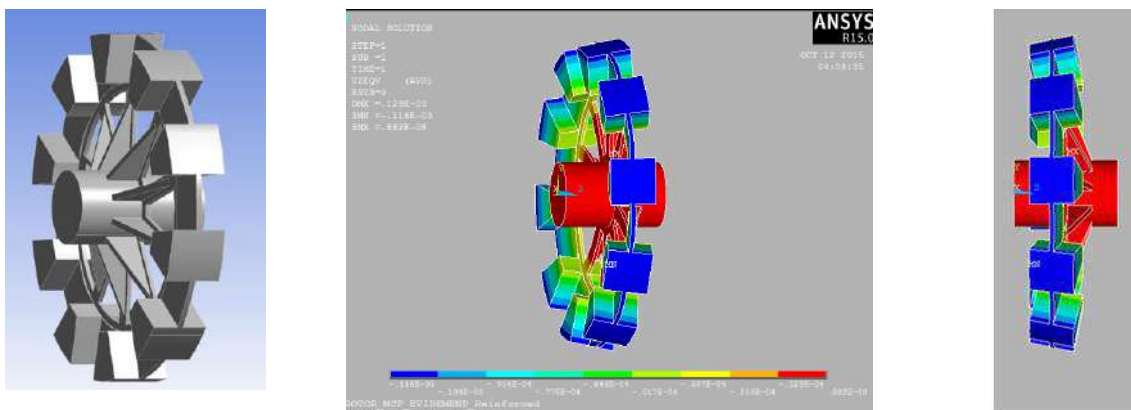


Figure IV.26. Analyse mécanique structurelle multistatiques du rotor renforcé pour un décentrage de 20 % (Masse totale = 11.46 kg)

La déflexion en fonction de la force pour les deux structures est présentée dans la Figure IV.27. On peut noter que pour éviter tout frottement possible entre le rotor et le stator pour un décentrage de 20%, une épaisseur de 6 mm ou plus est satisfaisante pour le disque

simple. Toutefois, si le rotor est fabriqué, selon le second procédé, une épaisseur de 4 mm peut satisfaire cette condition.

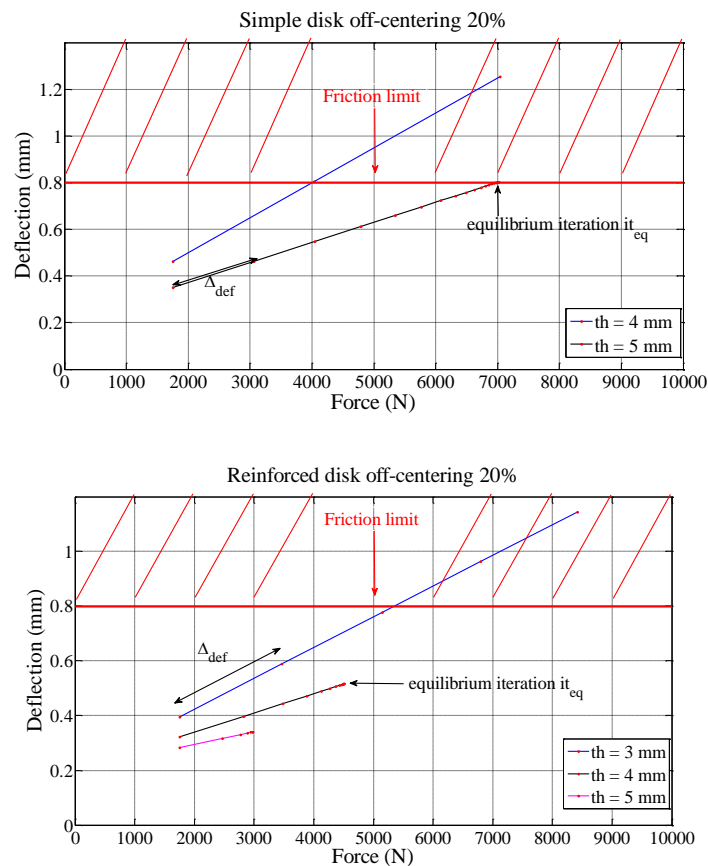


Figure IV.27. Déflexion en fonction de la force axiale pour la MDCF

IV.2.2.1. Conclusion

Un modèle EF magnéto-vibroacoustique complet a été décrit dans cette section. Il vise à comparer le bruit des origines électromagnétiques des machines synchrones discoïdes à commutation de flux pour un fonctionnement en charge à vitesse constante. Il a été démontré que pour toute configuration, la contribution au bruit dépend fortement de la répartition spatiale des forces électromagnétiques locales et de la fréquence de rotation. Il a été démontré également que pour une étude complète du comportement vibroacoustique, il est important d'effectuer d'abord une analyse modale pour le calcul des fréquences propres et par la suite une analyse harmonique et transitoire afin d'évaluer la réponse vibroacoustique fréquentielle et temporelle de la machine. Le choix de la configuration la plus appropriée n'est pas une tâche facile et les formulations empiriques rapportées dans la littérature aident seulement à réduire le domaine de recherche. Une recherche magnéto-vibroacoustique complète adaptée à l'application est nécessaire pour établir un choix optimal. Des améliorations du modèle peuvent être faites et la comparaison des résultats avec les mesures sera bientôt réalisée.

IV.2.5. Approches de modélisation vibroacoustique réduite

L'étude présentée dans cette section se justifie par la problématique présentée dans le premier chapitre qui est liée à l'ensemble des normes qui cadre le secteur automobile, aussi du

fait que ce type de machines est très peu étudiées dans la littérature scientifique surtout du point de vue mécanique vibratoire. Le choix d'une modélisation EF 3D est lié dans un premier temps à l'ensemble des grandeurs physiques que l'on souhaite calculer, tel que, la pression magnétique, les déplacements de la structure, la pression acoustique dans l'aire englobant la machine, etc. Ces grandeurs dépendent fortement de la forme géométrique de la machine. À titre d'exemple, nous pouvons citer la nature 3D intrinsèque du champ magnétique dans les structures à flux axiale. Dans un second temps, le choix du modèle EF 3D se justifie aussi par la nécessité d'une grande précision dans le calcul des efforts magnétiques locaux exercés sur les dents de l'alésage statorique du fait que l'erreur commise dans le calcul peut facilement être amplifiée en passant d'une étape à l'autre de l'analyse magnéto-vibroacoustique. Une multitude de travaux récents [Shin 2014], [Zhihuan 2010], [Di Gerlando 2012], [Jung 2011] étudiant le comportement vibroacoustique des machines électriques tournantes ont adopté une modélisation EF.

IV.2.5.1. Première approche : Analyse vibroacoustique sous contraintes magnétiques transitoire

Cette approche est basée sur un couplage direct entre un modèle électromagnétique EF 3D construit avec un logiciel élément finis commercial FLUX et un modèle EF 3D vibroacoustique construit avec un logiciel commercial ANSYS Mechanical®.

Le principal avantage de ce couplage réside dans le fait que le transfert des forces magnétiques calculées par le modèle électromagnétique vers le modèle mécanique vibroacoustique se fait avec indépendance entre les mailles du maillage magnétique et mécanique. Cela devient possible en utilisant le calcul de la contrainte (Force magnétique) sur des nœuds ayant des surfaces élémentaires à l'aide de la formulation donnée dans l'équation IV.3.

$d\vec{F}_s = \left(-H_{1n}B_{1n} + \frac{\vec{H}_1 \cdot \vec{B}_1}{2} + H_{2n}B_{2n} - \frac{\vec{H}_2 \cdot \vec{B}_2}{2} \right) \vec{n}$	(IV.3)
--	--------

Ces forces servent de paramètres d'entrée pour le modèle mécanique et sont appliquées de la même manière sur des points clés créés sur la structure de la machine au niveau des faces des dents du stator. Ensuite, ces efforts sont transférés aux éléments du maillage mécaniques lors de la résolution du problème vibroacoustiques. Le schéma complet de l'approche de modélisation magnéto-vibroacoustique de la machine à MDCF proposée est donné par la Figure IV.28.

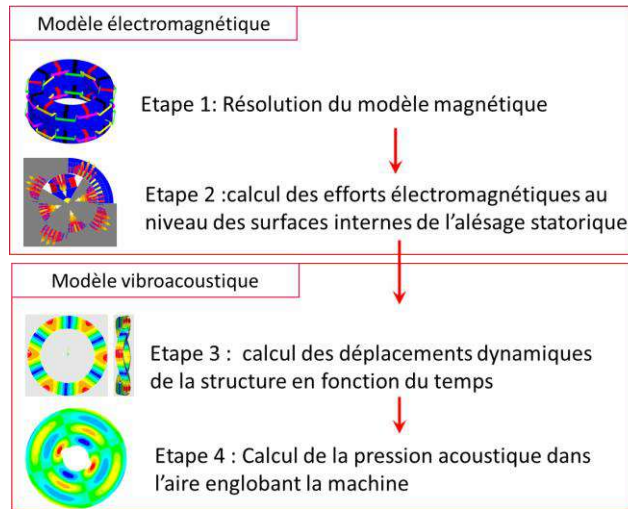


Figure IV.28. Schéma de l'approche complète de modélisation transitoire

IV.2.5.2. Deuxième approche : Analyse vibroacoustique basé sur une superposition modale

Cette approche de modélisation utilise, de la même manière que la première, les deux modèles magnétiques et vibroacoustique. Néanmoins, cette fois, chaque modèle est utilisé séparément. Le modèle magnétique est utilisé pour calculer les inductions magnétiques dans la région entrefer sur plusieurs chemins. Dans notre cas, 4 chemins ont été utilisés. Afin de calculer les efforts électromagnétiques locaux, l'expression mathématique de la force est alors donnée en fonction de l'induction magnétique par l'équation IV.4.

$\vec{F} = \iint_{S(V)} \left[\mu_0 (\vec{H} \cdot \vec{e}_n) \vec{H} - \frac{1}{2} \mu_0 (\vec{H} \cdot \vec{H}) \vec{e}_n \right] dS$	(IV.4)
--	--------

Les deux composantes de la pression magnétique peuvent être ainsi exprimées par l'équation IV.5:

$\begin{cases} P_n = \frac{dF_n}{dS} = \frac{1}{2 \cdot \mu_0} (B_n^2 - B_t^2) \\ P_t = \frac{dF_t}{dS} = \frac{1}{\mu_0} B_n \cdot B_t \end{cases}$	(IV.5)
--	--------

Les inductions magnétiques servent à calculer les pressions magnétiques sur chaque chemin. Ensuite, une analyse harmonique est effectuée afin de déterminer les principales raies de la pression magnétique appliquées sur la structure. Le modèle vibroacoustique est ensuite utilisé une première fois pour une analyse modale non-contrainte permettant l'identification des fréquences propres et leurs déformations correspondantes.

Une fois que les fréquences naturelles sont connues, une corrélation avec les raies harmonique de la pression magnétique donne les modes de vibration potentiellement excités. Ensuite, pour tenir compte de la fixation de la machine qui réduit le bruit rayonné, le modèle vibroacoustique est utilisé une deuxième fois dans une analyse vibratoire et acoustique sous contraintes magnétiques statiques pour le calcul des déplacements et le niveau de puissance acoustique généré pour chaque harmonique de la pression magnétique.

Les contraintes appliquées afin de représenter chaque harmonique de la pression ont une forme d'onde sinusoïdale comme indiqué dans l'équation IV.6:

$$\begin{cases} P_n(\theta) = \frac{dF_n}{dS} = P_{\max} \cos(m \theta) \\ P_t(\theta) = \frac{dF_t}{dS} = P_{\max} \sin(n \theta) \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

Où m et n représentent respectivement le numérotation des modes longitudinaux et circonférentiels identifiés dans la phase de corrélation, alors que P_{\max} est la valeur maximale de la pression magnétique. Le diagramme complet de l'approche de modélisation magnéto-vibroacoustique basé sur la superposition modale de la MDCF est donné par la Figure IV.29.

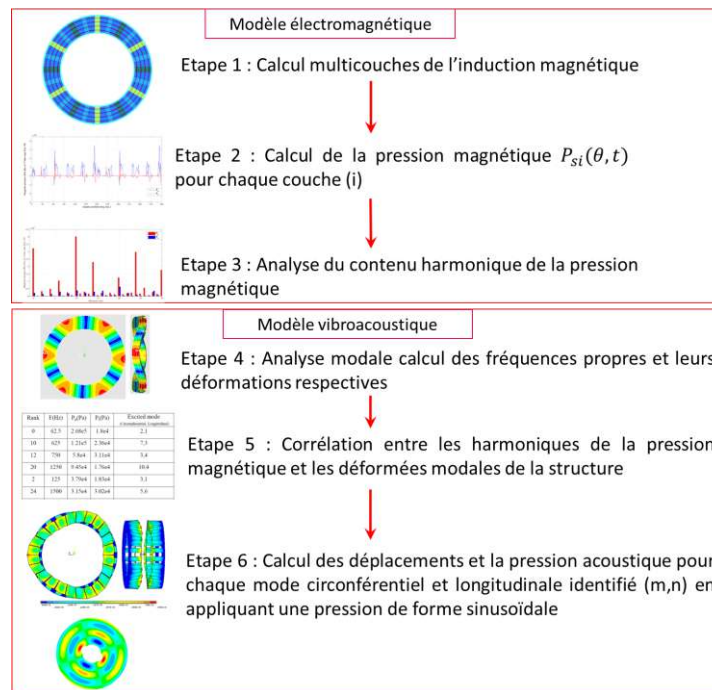


Figure IV.29. schéma complet de l'approche de modélisation de superposition modale

IV.2.5.3. Résultats de l'analyse modale

L'analyse modale d'une structure est très utile pour comprendre le comportement vibratoire d'un système mécanique. Par conséquent, l'analyse des fréquences propres de la machine DSFPM et de leurs déformations correspondantes est nécessaire.

La Figure IV.30 donne les premières fréquences propres des deux stators assemblés au châssis et aux cloches d'extrémité et montre l'influence de la température sur les résultats globaux. Une différence allant de 10 Hz à 100 Hz est constatée à partir d'un point de fonctionnement situé entre 20 ° C et 200 ° C, ce dont nous devrions être conscients lorsque nous travaillons sur l'atténuation des vibrations et du bruit. Les déformations correspondantes des principales fréquences propres (Figure IV.31) permettent de prédire la direction de propagation du bruit (axial ou radial) généré.

Pour cette structure discoïdale où le rapport rayon sur longueur axiale est égal à 2.3, la direction du rayonnement est principalement axiale, ce qui impose un support de fixation sur les extrémités des flasques. De plus, l'analyse modale permet une prédiction rapide des vibrations et de bruit généré par le biais de la corrélation des fréquences propres obtenues avec les harmoniques de pression magnétiques. Toute coïncidence d'une fréquence naturelle avec un harmonique de la pression magnétique sera responsable d'un niveau élevé de vibrations et de bruit.

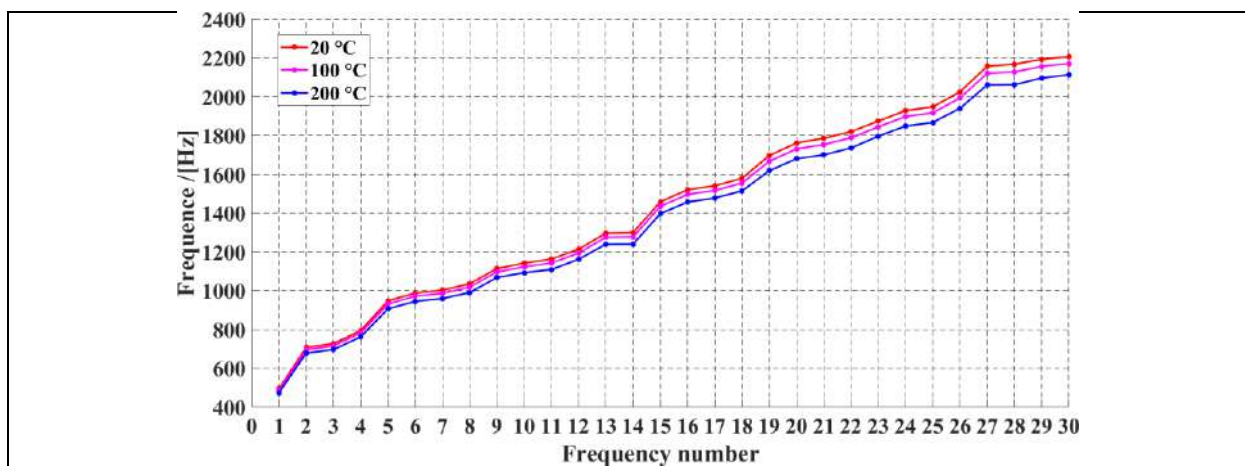


Figure IV.30. Fréquences propres de la MDCF en fonction de la température

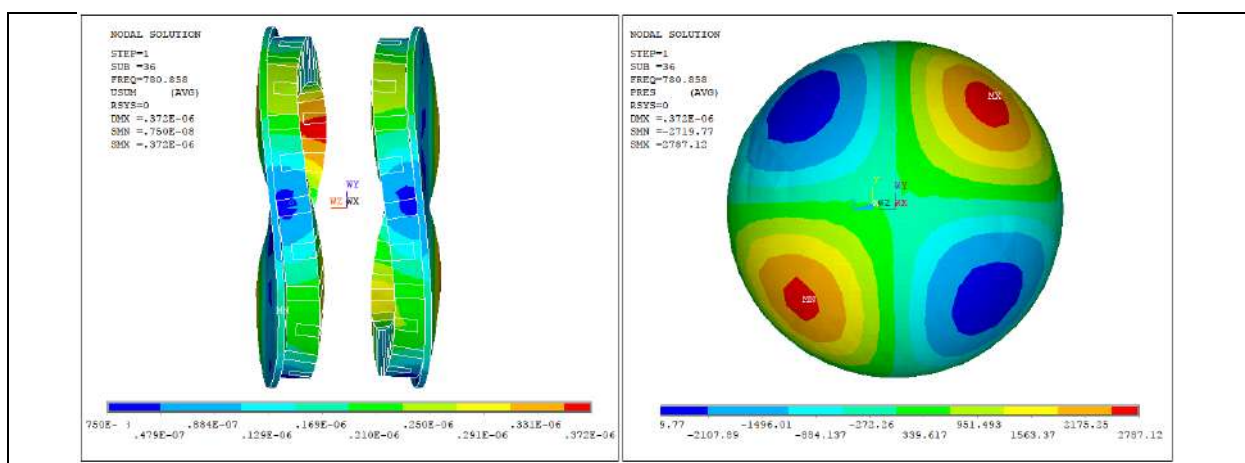


Figure IV.31. Déformation obtenue à 780 Hz ainsi que la direction de propagation

IV.2.5.4. Résultats de la première approche

Les déplacements dus aux vibrations de la carcasse du moteur ainsi que la pression acoustique sont calculés en utilisant une analyse transitoire vibratoire et acoustique couplée. La Figure IV.34 montre les déplacements mappés sur la structure pour le premier pas de temps, et la Figure IV.33 donne la pression acoustique correspondante.

La pression acoustique est évaluée à un point à l'extérieur de la couche d'air sphérique à un rayon donné $S_{\text{sphère}} = 0,4 \text{ m}$.

Le niveau de pression acoustique (SPL) est représenté sur la Figure IV.32, la valeur maximale est égale à 70.77dBspl.

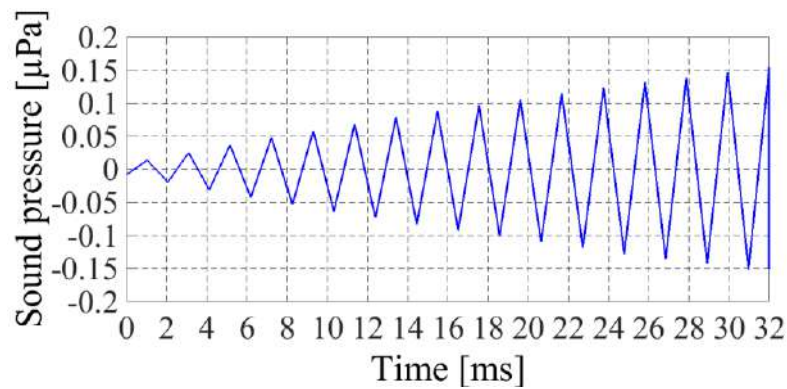


Figure IV.32. Pression acoustique maximale en fonction du temps

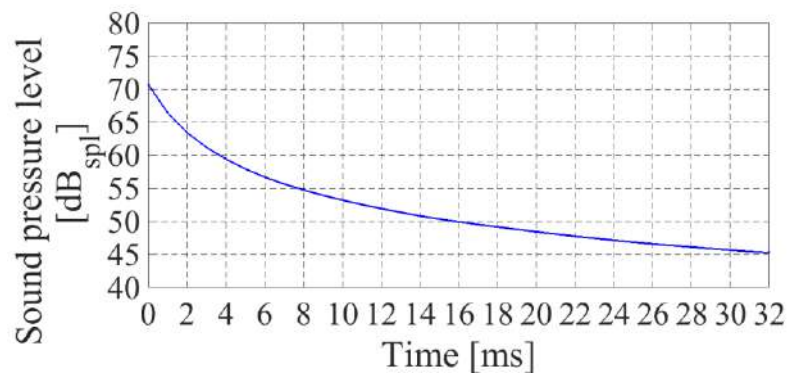


Figure IV.33. Niveau de pression acoustique en fonction du temps

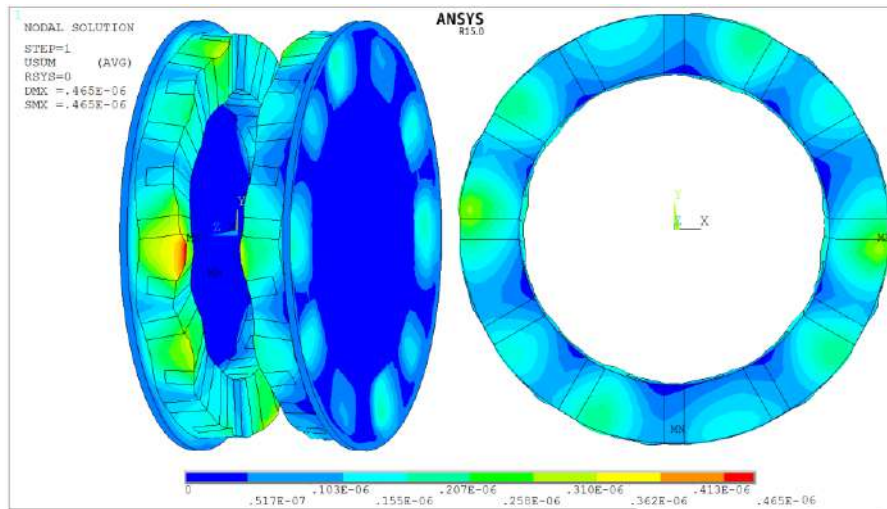


Figure IV.34. Déplacements structurels mappé sur la structure

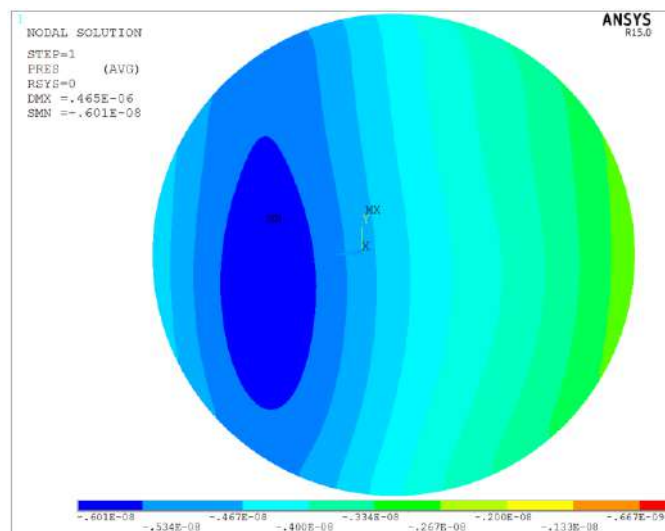


Figure IV.35. La pression acoustique mappée sur l'aire englobant la structure

IV.2.5.5. Résultats de la deuxième approche

Les harmoniques de la pression magnétique sont donnés dans la Figure IV.38. Les plus fortes amplitudes de ces harmoniques sont les $k * Nr$, $k \in IN$. L'harmonique de rang 8 est responsable d'une force magnétique déséquilibrée car elle tend à désaligner le stator de l'axe de rotation. Comme prévu, la composante tangentielle de la force est globalement beaucoup plus faible que la composante normale. La corrélation entre les fréquences naturelles de la structure, et les harmoniques de la pression magnétique fait que les modes présentés dans le Tableau IV.5 seront probablement excités. L'analyse de ces modes donne les déplacements dynamiques présentés sur la Figure IV.39, lorsque la valeur maximale U_{max} de déplacement est d'environ 0,057 μm . Le Tableau IV.5 donne également la pression sonore correspondant pour chaque rang harmonique. Le niveau de pression acoustique est calculé de la même manière que dans le premier procédé de modélisation selon la formulation analytique donnée dans le chapitre précédent. La valeur la plus élevée est égale à 72.37dBspl.

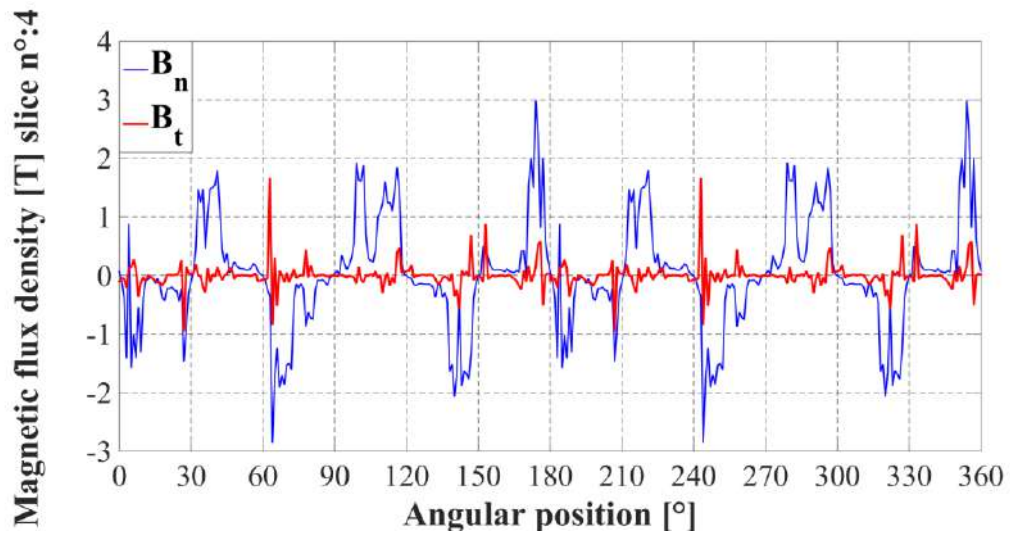


Figure IV.36. Inductions magnétiques normale et tangentielle au niveau du slice 4

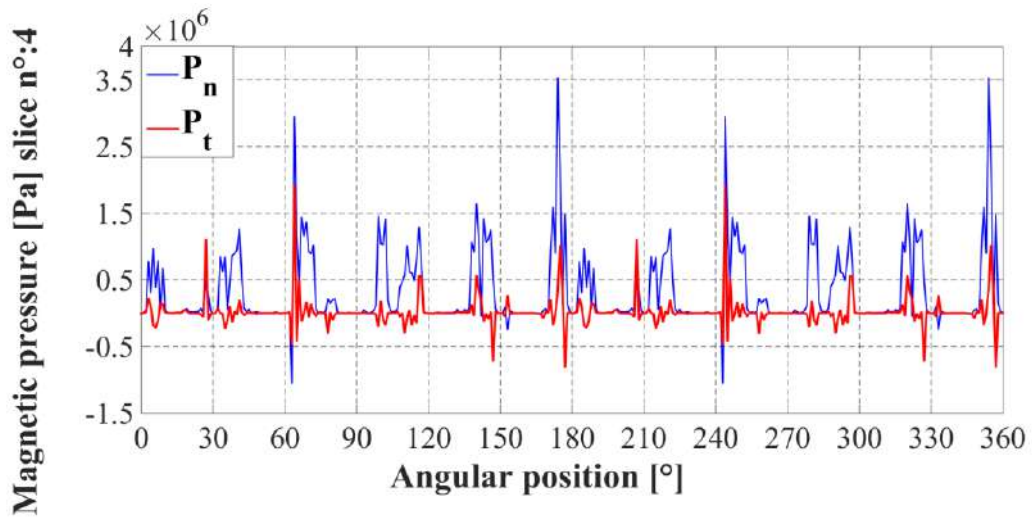


Figure IV.37. Pression magnétiques normale et tangentielle au niveau du slice 4

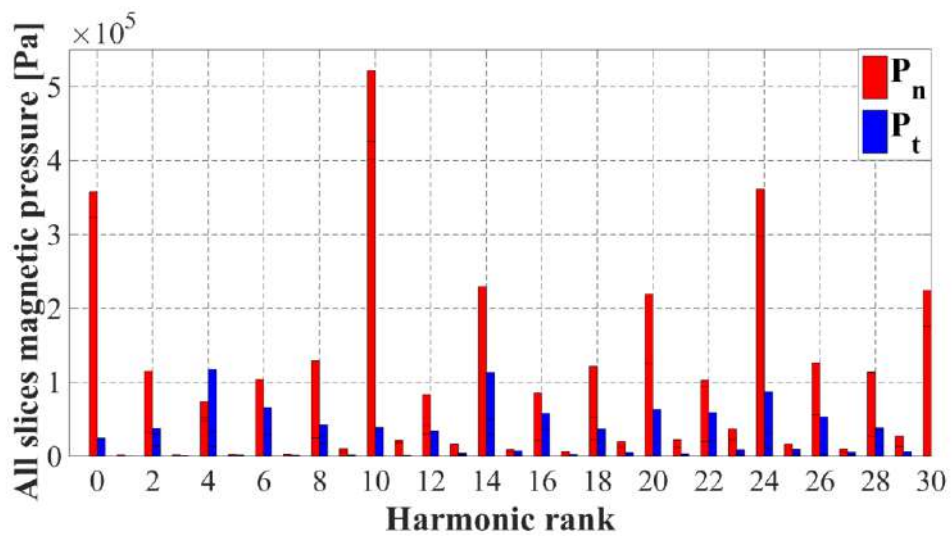


Figure IV.38. Harmoniques de la pression magnétique normale et tangentielle au niveau du slice 4

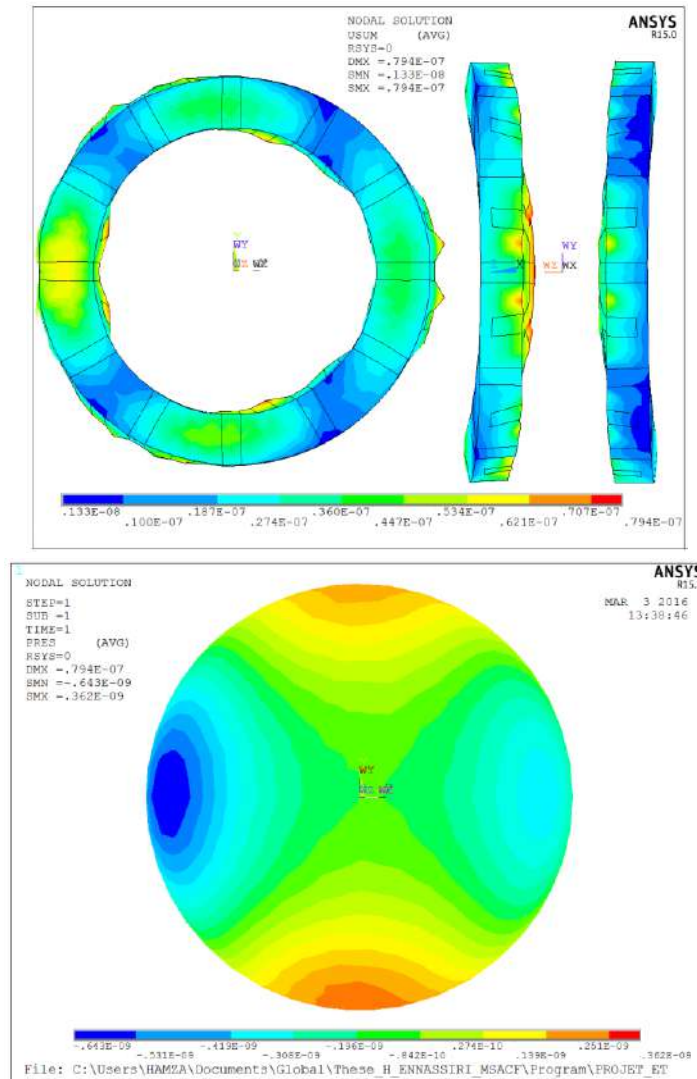


Figure IV.39. Illustration de la déformation et les pressions acoustiques correspondantes au Mode (3,2) à 750Hz

Tableau IV.5 Résultats de l'approche réduite base sur la superposition modale

Rang	F(Hz)	P _n (Pa)	P _t (Pa)	Mode	U _{max} (m)	P _{max} (Pa)
2	125	1,148e5	2,992e4	-, -	---	---
4	250	7,417e4	1,173e5	-, 0	0.324e-6	0.429e-7
6	375	1,035e5	6,549e4	1, 1	0.166e-6	0.140e-7
8	500	1,289e5	4,279e4	0, 0	0.363e-6	0.533e-7
10	625	5,221e5	3,807e4	1, 1	0.517e-6	0.639e-7
12	750	8,309e4	3,404e4	3, 2	0.793e-7	0.681e-8
14	875	2,293e5	1,129e5	0, 0	0.910e-6	0.134e-6
16	1000	8,571e4	5,791e4	4, 2	0.109e-6	0.759e-8
18	1125	1,219e5	3,709e4	0, 0	0.359e-6	0.517e-7
20	1250	2,192e5	6,332e4	1, 1	0.223e-6	0.199e-7
22	1375	1,025e5	5,903e4	1, 1	0.154e-6	0.119e-7
24	1500	3,615e5	8,676e4	2, 1	0.404e-6	0.476e-7
26	1625	1,264e5	5,320e4	2, 1	0.166e-6	0.178e-7
28	1750	1,131e5	3,539e4	2, 1	1.135e-6	0.153e-7
30	1875	2,240e5	5531e4	2, 2	0.187e-6	0.129e-7

IV.2.5.6. Comparaison des deux approches de modélisation

Les forces magnétiques appliquées sur les dents de stator sont dans la direction axiale, ce qui fait que les vibrations sont transmises par les faces de bout des cloches. De ce fait, les machines à flux axiale à aimants permanents sont souvent considérées plus bruyantes contrairement à ceux à entrefer radiale en raison des déformations circonférentielles de leurs châssis [Verez 2014].

Les simulations pour les deux approches ont été faites dans les mêmes conditions. La machine tourne à vitesse nominale et les flasques sont contraints à partir du centre jusqu'au niveau du rayon intérieur du stator. Le Tableau IV.6 illustre une comparaison entre les résultats issus des deux modèles ainsi que les temps de calcul.

Tableau IV.6 Comparaison des résultats entre les deux approches de modélisation magnéto-vibroacoustique

	Première approche	Deuxième approche
SPL	70.77dBspl	72.37dBspl
Temps de calcul pour un seul pas	15 min	4 min
Temps de calcul	480 min	8 min

IV.2.5.7. Résultats de l'analyse harmonique

La réponse en fréquence de la structure pour le chargement magnétique harmonique est illustrée à la Figure IV.40. En fait, les harmoniques de pression magnétiques excitent certaines fréquences naturelles de la structure qui sont situées dans la plage audible et peuvent être responsables d'un niveau élevé de bruit et de vibrations. Ces fréquences peuvent être annulées en rigidifiant la structure ou en utilisant une stratégie de contrôle-commande adaptative. Cependant, et espérons-le pour nous, la machine fonctionne à basse vitesse, donc ces fréquences peuvent ne pas être excitées.

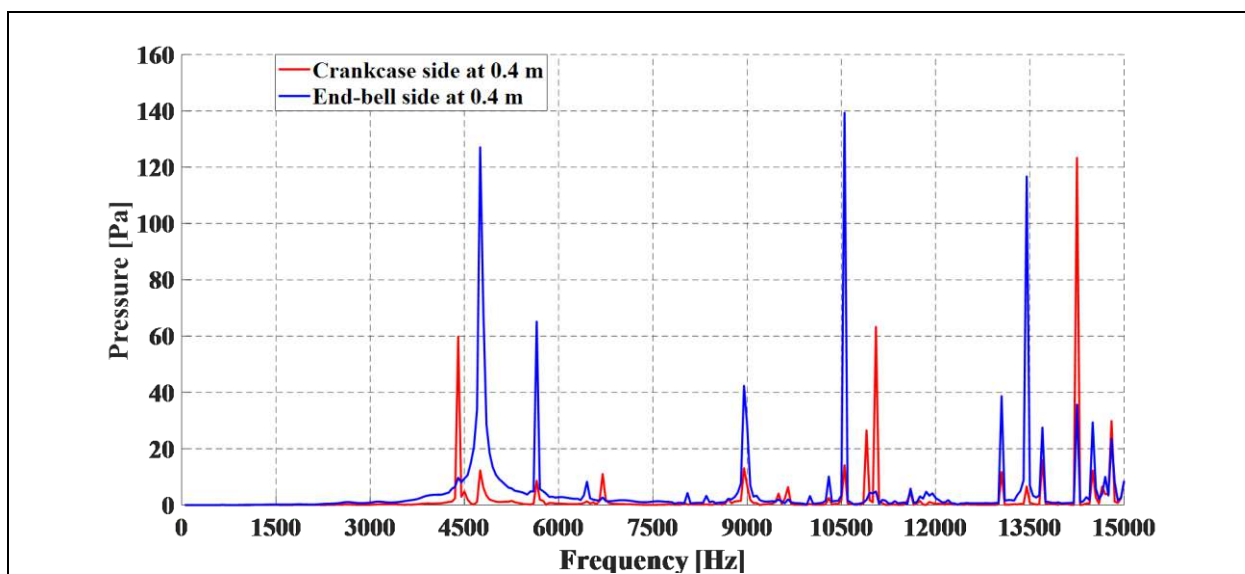


Figure IV.40. Réponse fréquentielle de la pression acoustique

IV.2.5.8. Conclusion

Cet étude présente deux méthodes d'analyse magnéto-vibroacoustique d'une MSDCF et décrit les avantages de chacune d'elles. La première méthode utilise un modèle vibroacoustique transitoire complet et la seconde se base sur une méthode réduite de superposition modale afin de prédire le bruit rayonné de la machine étudiée. Si les résultats du comportement vibroacoustique de la machine sont similaires pour les deux approches de modélisation, la méthode de superposition modale offre l'avantage d'être plus rapide en termes de temps de calcul par rapport à l'analyse complète des phénomènes transitoires.

Les difficultés de la modélisation vibroacoustique ont été détaillées et des solutions proposées telles que des propriétés de matériaux équivalents, une influence de la température et une réduction du système pour la réduction du temps de calcul. En outre, la simulation sera effectuée, en prenant en compte le décalage de l'entrefer, afin de trouver une corrélation entre celui-ci et la différence des données mesurées provenant des deux stators.

IV.3. Étude des performances d'une machine synchrone discoïde à aimants permanents montés en surface

IV.3.1. Présentation de la machine

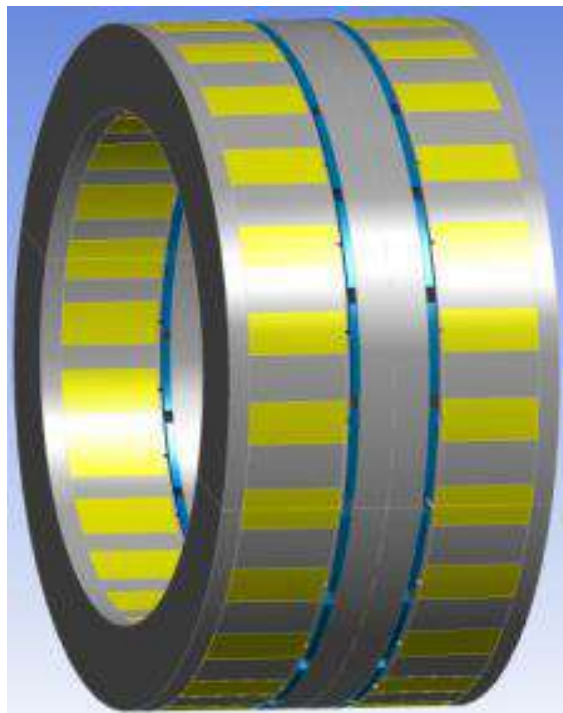


Figure IV.41. Paramètres géométriques de la MSAPFA

La Figure IV.41 présente la géométrie du prototype final. Cette structure est composée de deux stators et d'un rotor interne. Les deux stators sont identiques et disposés de part et d'autre du disque rotorique portant les aimants permanents sur chacune de ces deux faces. Ce

choix est dû essentiellement à la tenue mécanique du rotor suite aux efforts d'attraction magnétique entre les disques. Dans ce cas, si le rotor est parfaitement centré entre les deux disques statoriques, il sera soumis à une résultante de force axiale nulle. Cette résultante est la somme des deux forces d'attraction de même direction mais de sens contraire. Ce générateur discoïde triphasé à entraînement direct dispose de 10 paires de pôles et de 24 encoches. Cette configuration permet d'avoir un fondamental de couple de détente de rang 120 (ppcm de 20 et de 24) et une fréquence de fonctionnement de 62.5 Hz.

Les paramètres géométriques issus de l'étude d'optimisation sont donnés dans le Tableau IV.7.

Tableau IV.7: Paramètres optimisés du la MSAPFA

Puissance électrique (kW)	10	Vitesse de rotation (rpm)	375
Ri et Re (mm)	135 and 180	Nombre de paires de pôles	10
Entrefer par stator (mm)	1	Nombred'encoches	24
Longueuraxiale (mm)	173.8	Induction rémanenteB_r(T)	1.21
h_a, h_0 et h_s(mm)	4.7, 2 et 55	Masse des parties Actives (Kg)	60.7
τ_m / τ_p (mm)	0.85	Rendement	$\geq 90\%$
w_s w_0 et w_a (mm)	22, 2 et 36.55	Pertes joule (W)	500
Distribution des aimants	Parallèle (axial)	Volume des aimants (m³)	1.3

IV.3.2. Modélisation magnétique

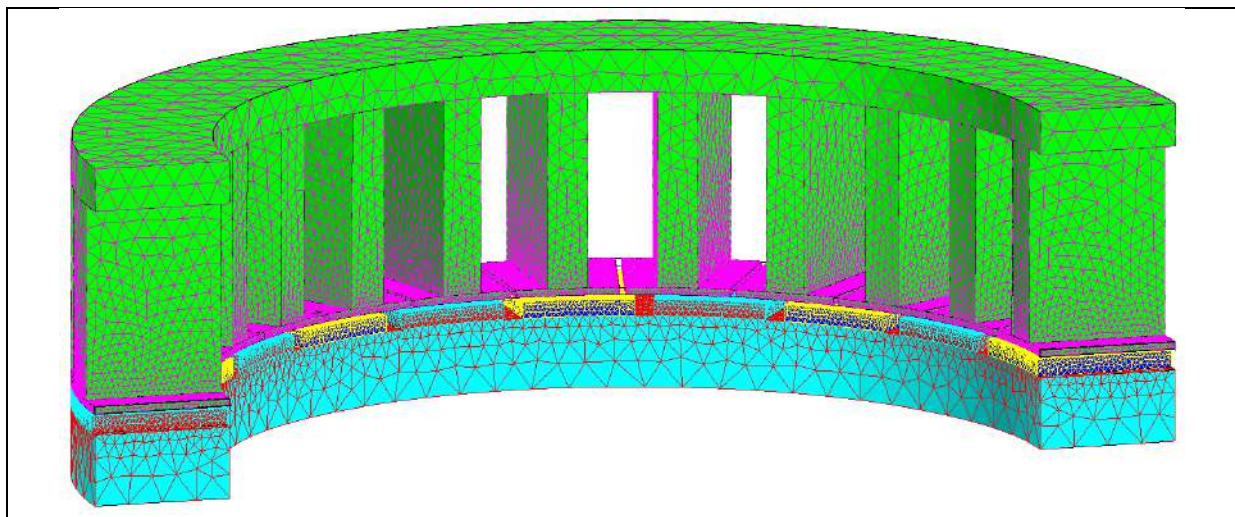


Figure IV.42. MEF 3D de la MSAPFA

IV.3.2.1. Calcul des grandeurs locales

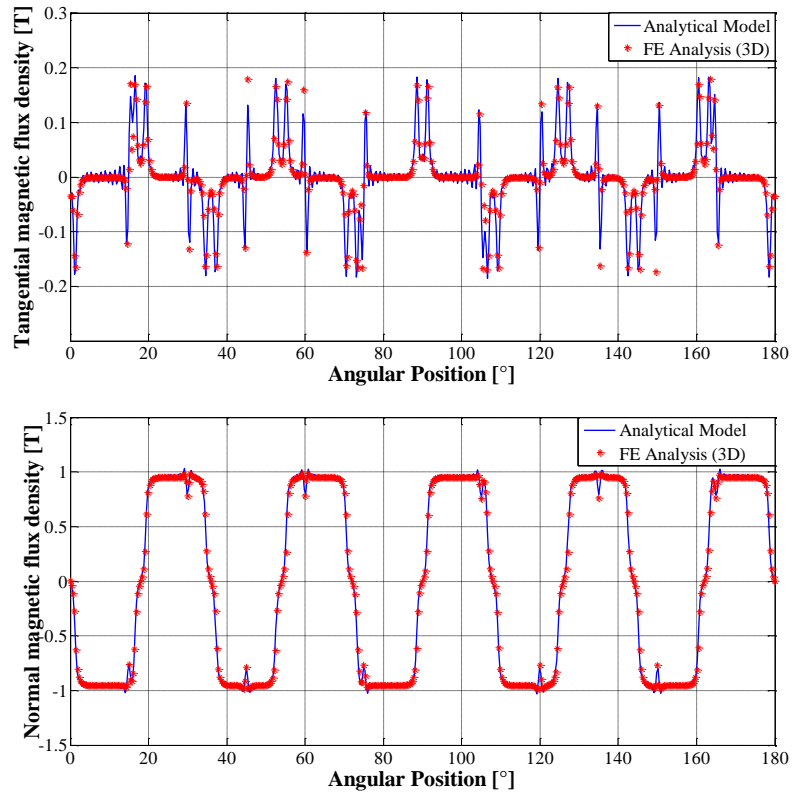


Figure IV.43. Distribution de l'induction à vide au milieu de l'entrefer (région III)

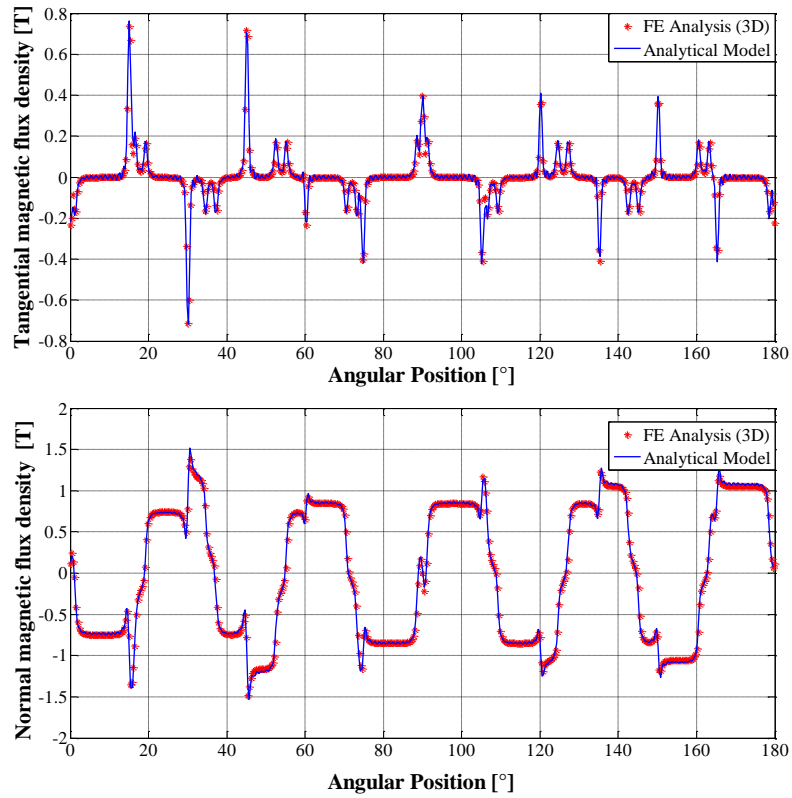


Figure IV.44. Distribution de l'induction en charge au milieu de l'entrefer (région III)

IV.3.2.2. Calcul des grandeurs globales

IV.3.2.2.1. Couple de détente

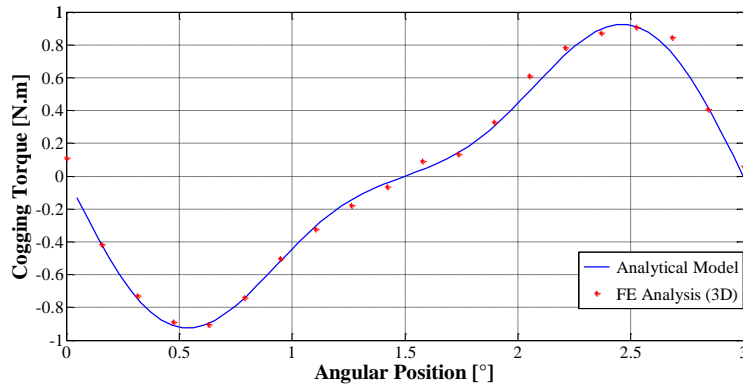


Figure IV.45. Comparaison des formes d'ondes du couple de détente

IV.3.2.2.2. Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique en fonction de la position est présenté sur la Figure IV.46. La densité de courant J parcourant le bobinage dentaire statorique est égale à 3 A / mm^2 .



Figure IV.46. Comparaison des formes d'ondes du couple électromagnétique

IV.3.2.2.3. Puissance électromagnétique

Sur la Figure IV.47 montre la puissance électrique nominale à la vitesse de rotation nominale. Cette puissance de sortie est obtenue en calculant, la différence entre la puissance électromagnétique nominale et la somme des pertes estimées auparavant.

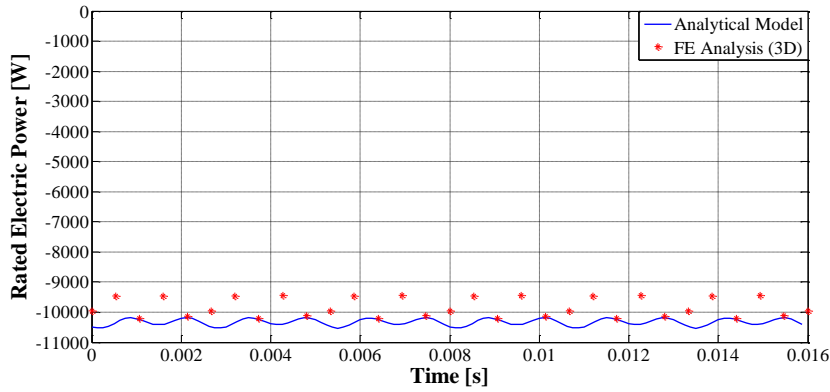


Figure IV.47. Comparaison des formes d'ondes de la puissance électrique de sortie

IV.3.3. Modélisation mécanique vibroacoustique

La finalité de ce travail est de réaliser un couplage électromagnétique vibratoire entre deux logiciels EF. Flux pour la partie électromagnétique et ANSYS Mechanical pour la partie vibratoire. En ce qui concerne la modélisation électromagnétique, la structure peut être en 2D, 3D. Le choix revient donc à l'utilisateur. Dans notre cas un modèle EF 3D a été utilisé. Dans un premier temps, ce choix peut être justifié par le besoin de prendre en considération les effets 3D due à la nature tridimensionnelle intrinsèque du champ magnétique. Dans un second temps, le choix du modèle EF 3D se justifie aussi par la nécessité d'une grande précision dans le calcul des efforts magnétiques locaux exercés sur les dents de l'alésage statorique du fait que l'erreur commise dans le calcul peut facilement être amplifiée en passant d'une étape à l'autre de l'analyse magnéto-vibratoire.

Dans un premier temps, un support de calcul des forces aux nœuds du maillage magnétique est créé sur les faces des dents statorique coté entrefer et sur plusieurs rayons ou couches. La détermination de la force magnétique à partir de la méthode énergétique (ME) implique le calcul des efforts magnétiques présents sur une surface fermée autour de l'objet d'étude. L'intégration de ces efforts sur une surface résulte en une force totale transmise par le champ magnétique [Penman 1986]. La Figure III. 19 montre la surface élémentaire d'intégration.

L'expression de la force électromagnétique totale peut être obtenue directement par la densité d'énergie électromagnétique du matériau [Henrotte 2004]. La saturation magnétique est prise en considération en utilisant un matériau magnétique dont la caractéristique B(H) est non linéaire. L'expression de la force est donnée par l'équation IV.7 :

$$\vec{F} = \int_{S(v)} \left(\mu_0 (\vec{H} \cdot \vec{n}_s) \vec{H} - \frac{1}{2} \mu_0 H^2 \vec{n}_s \right) dS \quad (IV.7)$$

Ainsi, dans le modèle magnétique, la force magnétique est calculée sur des chemins circulaires possédant N points uniformément répartis et situés dans l'entrefer, proche de la surface interne du stator, indépendamment du maillage, comme montré sur la Figure IV.48.

Sur le modèle mécanique, la surface interne du stator est divisée en N lignes identiques, construite autour des points du chemin précédent. La pression magnétique est alors appliquée sur les lignes appartenant aux dents, au niveau du rayon interne, et elle est ainsi transmise aux nœuds des éléments jouxtant l'entrefer.

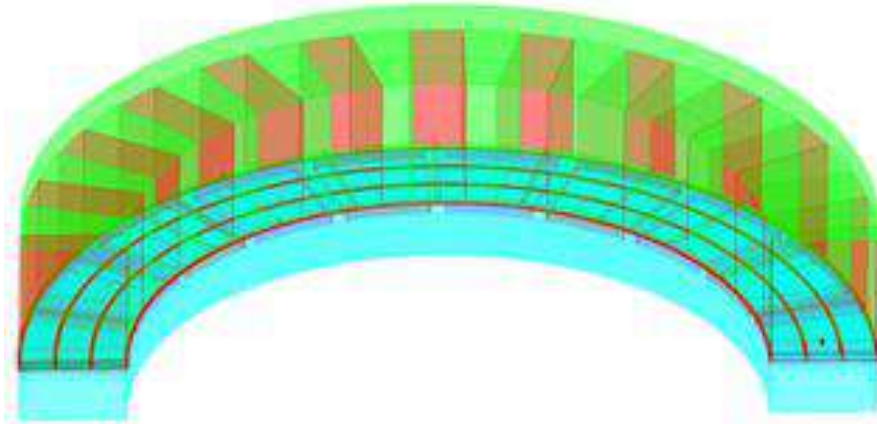


Figure IV.48. Calcul des efforts magnétiques avec l'approche multicouches

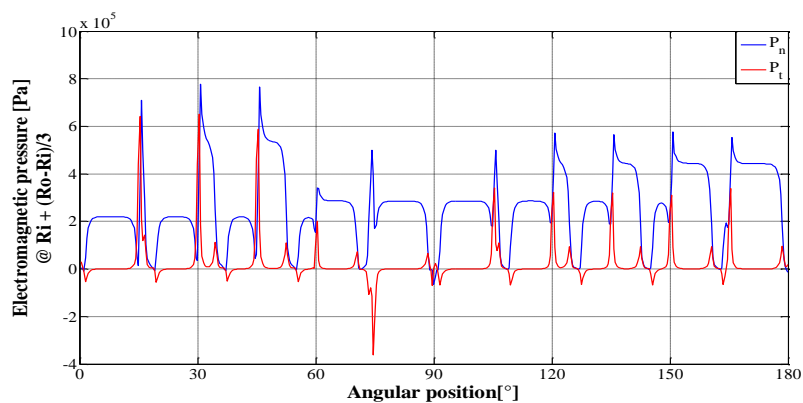


Figure IV.49. Pression magnétique au niveau du rayon $(Ro-Ri)/3$ sur l'alésage statorique

La répartition spatiale de la pression magnétique (Figure IV.49), au milieu de l'entrefer et au niveau d'une couche $((Ro-Ri)/3)$ est calculée à partir des inductions magnétiques en utilisant la méthode énergétique (équation IV.8). Le contenu harmonique de la pression magnétique est présenté dans la Figure IV.50. Les amplitudes des harmoniques les plus élevées sont les $k * Nr$, $k \in \mathbb{N}$ (rang d'harmoniques). L'harmonique de rang 1 est responsable du déséquilibre de la force magnétique car il tend à désaligner le stator de l'axe de rotation. Comme prévu, la composante tangentielle de la force est globalement beaucoup plus faible que la composante normale.

$\begin{cases} \bar{P}_n = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\mu_0} B_n^2 - \mu_0 \cdot H_t^2 \right) \\ \bar{P}_t = H_t \cdot B_n \end{cases}$	(IV.8)
---	--------

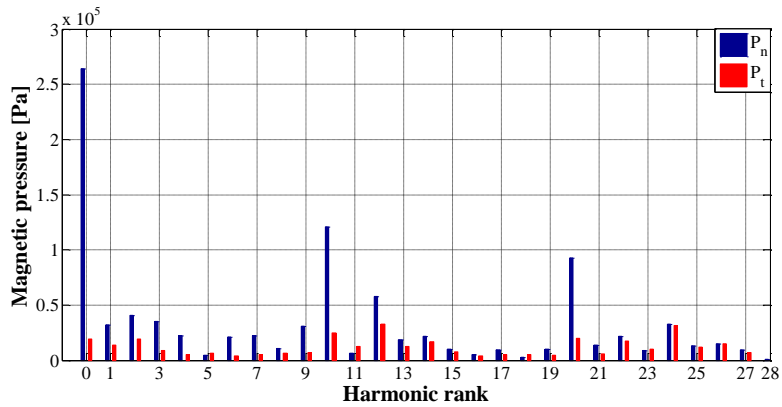


Figure IV.50. Contenu harmonique de la pression magnétique

Le schéma complet du modèle multi-physique magnéto-vibratoire de la MSAPFA proposé est donnée par la Figure IV.51. Il vise à obtenir, pour une vitesse donnée, les déplacements de la structure. Afin de réaliser ce modèle, plusieurs hypothèses ont dû être formulées :

- Seul le bruit d'origine magnétique est considéré.
- Le bruit généré par le rotor n'est pas pris en compte du fait de son confinement avec celui du stator.
- Les contraintes sont essentiellement localisées à la surface interne de l'alésage statorique.

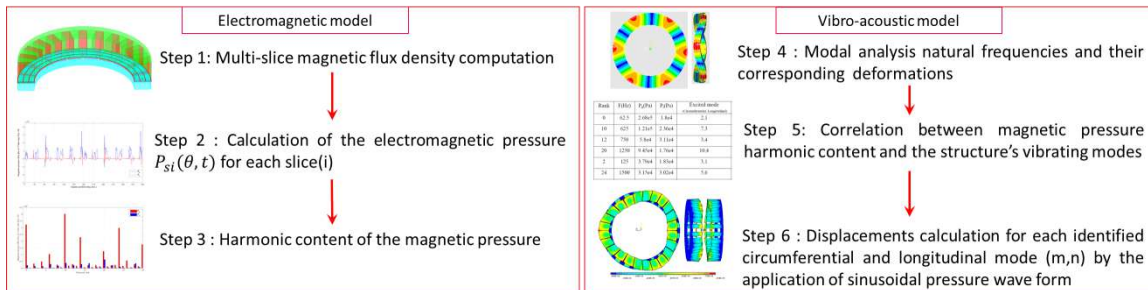


Figure IV.51. Schéma complet du modèle magnéto-vibratoire

Ce modèle a été réalisé avec le logiciel commercial ANSYS Mechanical. Les dents et le noyau statorique sont un assemblage de tôles de fer feuilletées de module de Young équivalent. Le cuivre des encoches avec l'isolant donne un module de Young équivalent pour les régions des encoches. La Figure IV.52 montre une vue éclatée de la structure modélisée et le Tableau IV.8 donne les propriétés orthotropiques des matériaux utilisés pour la modélisation. Les têtes de bobines, la carcasse et les flasques en aluminium sont pris en considération.



Figure IV.52. Vue éclatée de l'ensemble des éléments modélisés de la structure

Tableau IV.8 Propriétés mécaniques des matériaux de la MSAPFA

Paramètres	Lamination	bobinage	carcasse
$E_x (GPa)$	200	9.4	71
$E_y (GPa)$	200	9.4	71
$E_z (GPa)$	0.8	9.4	71
$G_{xy} (GPa)$	79.3	3.5	26.7
$G_{xz} (GPa)$	0.3	3.5	26.7
$G_{yz} (GPa)$	0.3	3.5	26.7
ν_{xy}	0.3	0.35	0.33
ν_{xz}	0.0012	0.35	0.33
ν_{yz}	0.0012	0.35	0.33
$\rho (kg.m^{-3})$	7700	8890	2700

Nous notons que la mise en place d'un modèle mécanique réel de la machine avec les moindres détails est une tâche très complexe. En général, les éléments ayant des formes géométriques complexes sont approchés par des formes plus simples, i.e. cylindres, poutres, etc. Malheureusement, les matériaux ne peuvent jamais être parfaitement pris en compte et le couplage entre paliers et carcasse est délicat. Il est important de noter que puisque ni les approches analytiques ni les modèles utilisant la méthode EF, la méthode EF de frontières ou l'analyse statistique énergétique (en basse fréquence notamment) ne peuvent garantir des résultats précis, les tests en laboratoires sont toujours très importants [Gieras 2005].

Une analyse modale a été effectuée afin de calculer les fréquences propres du stator et de déterminer les modes qui seront probablement excités par une simple comparaison avec le contenu harmonique de la pression magnétique donnée par la Figure IV.50. Ainsi, cette corrélation entre les fréquences naturelles de la structure, et les harmoniques de la pression magnétique fait que les modes présentés dans le Tableau IV.9 sont principalement excités.

Tableau IV.9 Principaux modes Excités et leurs pressions et déplacements de vibratoires correspondants

Rang	F(Hz)	$P_n(Pa)$	$P_t(Pa)$	Mode excite (Circonférentiel, Longitudinal)	$U_{max}(m)$
1	62.5	2.68e5	1.8e4	2,1	0.127e-7
10	625	1.21e5	2.36e4	7,3	0.785e-8
12	750	5.8e4	3.11e4	3,4	0.894e-8
20	1250	9.45e4	1.76e4	10,4	0.538e-8
2	125	3.79e4	1.83e4	3,1	0.536e-8

24	1500	3.15e4	3.02e4	5,6	0.738e-8
3	187.5	3.54e4	8.25e3	3,2	0.29e-8
9	562.5	3.26e4	6.64e3	6,3	0.22e-8
14	875	1.8e4	1.63e4	4,5	0.423e-8

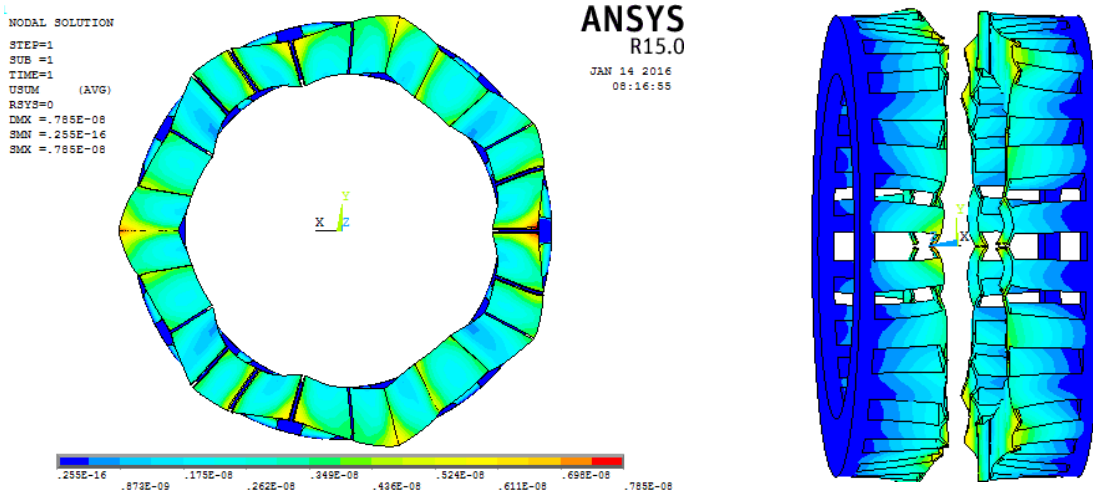


Figure IV.53. Déplacement vibratoire pour le mode (7,3)

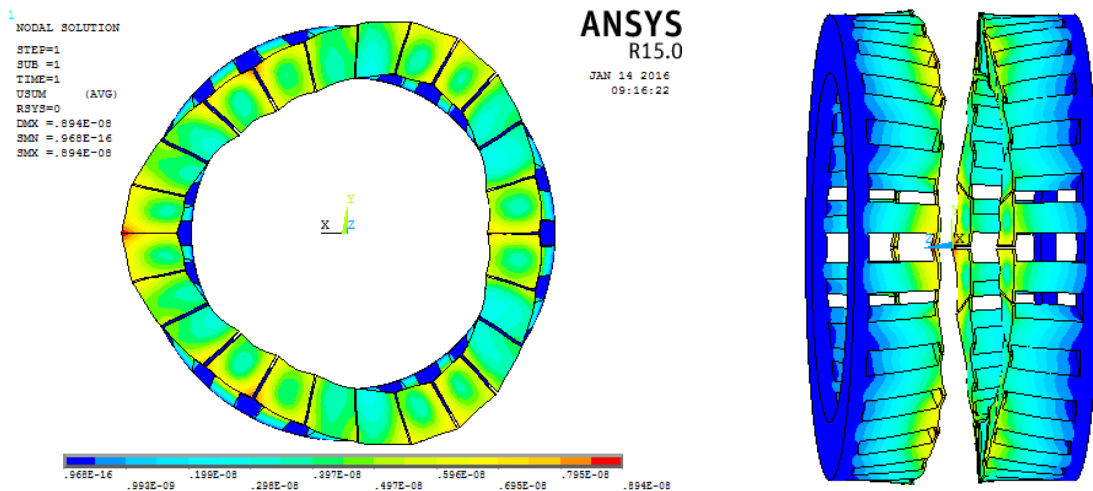


Figure IV.54. Déplacement vibratoire pour le mode (3,4)

Les Figure IV.53 et Figure IV.54 donnent les modes (7,3) et (3,4). Sachant que la machine opère à une fréquence de rotation électrique de 62.5 Hz et que le nombre d'encoches et de de pôles sont respectivement de 12 et 10, cela fait que les rangs d'harmoniques 10 et 12 apparaissent bien dans le spectre de la pression. La valeur maximale de déplacement U_{\max} est d'environ 0,057 μm .

IV.3.4. Étude de déflexion du disque rotorique

Comme présenté dans le paragraphe 2.5.1, pour ces structures à flux axial, une étude mécanique est nécessaire permettant d'éviter tout frottement possible entre le rotor et le stator. Ainsi, le disque rotorique doit être suffisamment épais pour résister aux efforts axiaux.

Le disque rotorique de la MSAPFA est exposé à des forces d'attractions électromagnétiques agissant dans la direction axiale et qui peuvent provoquer des vibrations et des déformations. Par conséquent, une étude mécanique est nécessaire pour éviter tout frottement possible entre le rotor et le stator. Ainsi, le rotor doit être suffisamment épais afin de résister à ces efforts électromagnétiques et assurer une stabilité mécanique de la structure.

IV.3.4.1. Force électromagnétique axiale

La force d'attraction axiale qui s'applique sur les disques rotoriques, est calculée à partir de l'expression de la contrainte normale issue du tenseur de Maxwell (chapitre II.4.10.3).

La Figure IV.55 montre la forme d'onde, à vide et pour un entrefer de 1 mm, de la force d'attraction axiale appliquée sur un seul côté du disque rotorique. Comme présenté, le rotor est soumis à une force d'attraction axiale d'un seul côté de l'ordre de 9.546 kN.

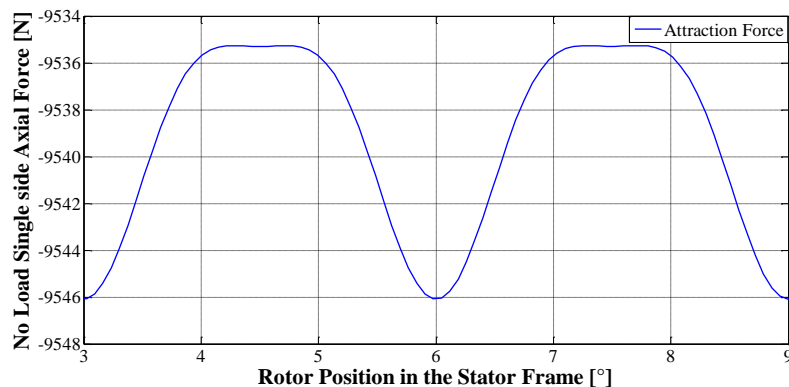


Figure IV.55. Forme d'onde de la force d'attraction axiale appliquée d'un seul côté du disque rotorique pour la MSAPFA

D'un point de vue réalisation, un décentrage du disque rotorique peut exister pour ces machines engendrant ainsi la naissance d'une force d'attraction dirigée vers le stator du côté de l'entrefer le plus petit. Cette résultante peut être déterminée en faisant la soustraction entre les deux forces axiales appliquées de chaque côté. Par conséquent, la résultante de la force axiale agissant sur le disque rotorique varie en fonction du décentrage. Le Tableau IV.10 illustre cette variation pour chaque valeur du décentrage.

Tableau IV.10 Forces en fonction de décentrage du disque rotorique pour la MSAPFA

Décentrage	10	20	30	40	50	60	70	80	90
Force (N)	850	1700	2550	3430	4300	5210	6135	7089	8071

IV.3.4.2. Couplage magnéto-mécanique faible

La Figure IV.56 montre la première structure du rotor considéré ici. Son diamètre est de 372 mm alors que celui de l'arbre est de 40 mm. Ce disque a été modélisé en utilisant un acier magnétique isotrope dont les propriétés mécaniques sont : module d'Young $E = 210$ GPa et le coefficient de Poisson $\nu = 3.0$.

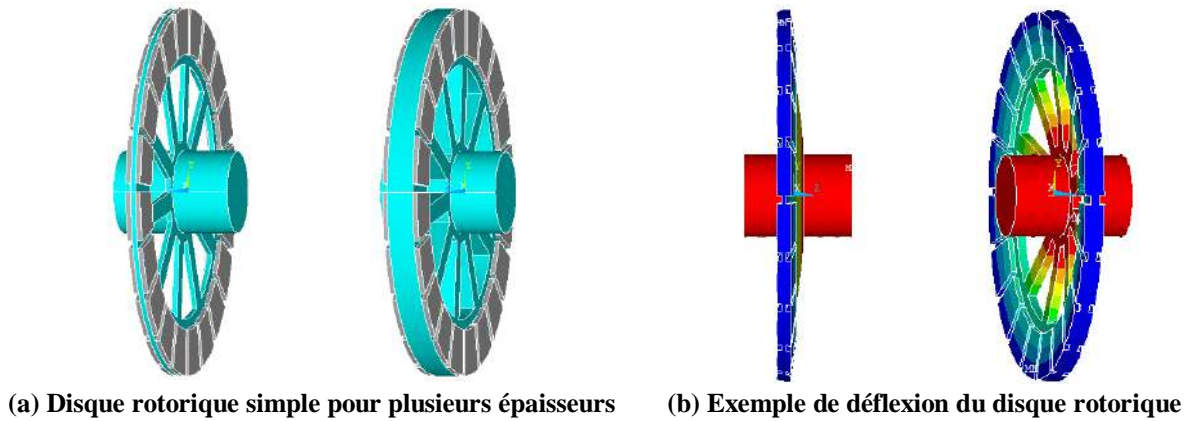


Figure IV.56. Première structure du rotor

Il est évident que le choix entre un disque rotorique simple sans renforcement implique une plus grande épaisseur et par conséquent une structure plus lourde. Cependant, l'objectif est d'essayer de minimiser la masse sans affecter les performances surtout dans le cas des structures à rotor interne.

En effet, pour cette configuration de rotor, le flux traverse axialement le circuit magnétique rotorique (le plan médian du rotor est un plan antisymétrie), ainsi l'épaisseur de la culasse rotorique peut être réduite. De ce fait, une deuxième structure du rotor a été étudiée. La Figure IV.57 montre cette structure modifiée. Dans ce cas, le disque sera renforcé mécaniquement tous en essayant de minimiser son épaisseur axiale afin de répondre aux mieux aux spécifications du cahier des charges.

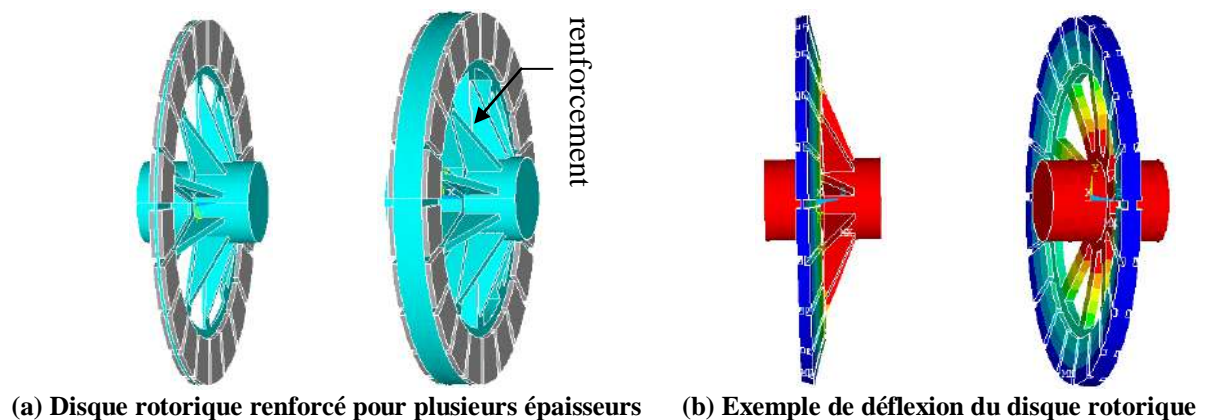
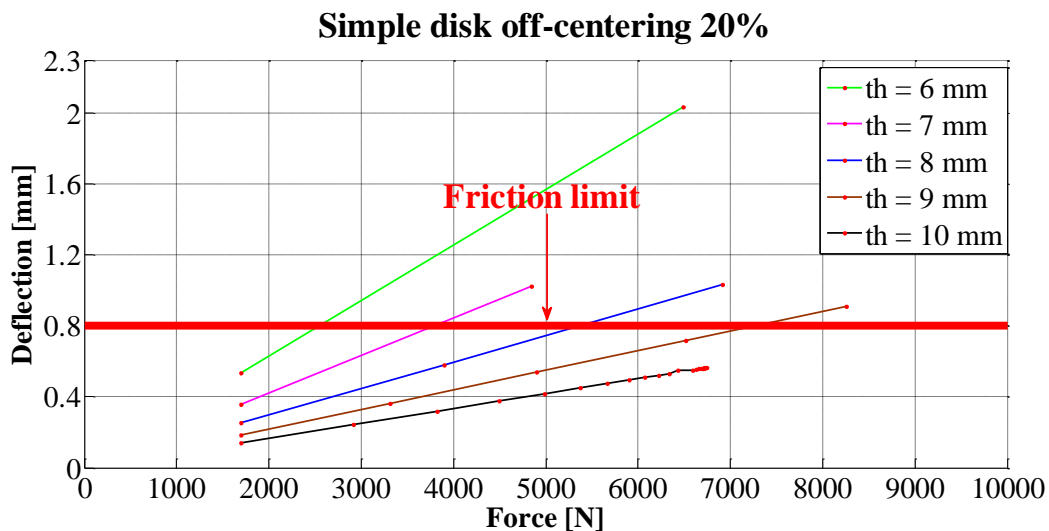
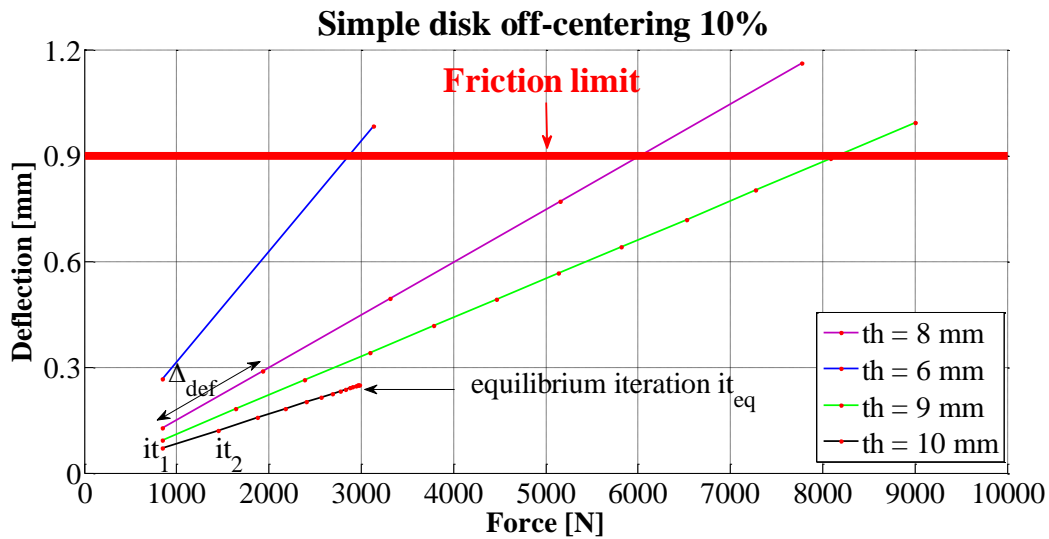


Figure IV.57. Deuxième structure du rotor

La déflexion en fonction de la force pour les deux structures est présentée sur la Figure IV.58. Dans cette figure, on peut noter que pour éviter tout frottement possible entre le rotor et le stator pour un décentrage de 10%, une épaisseur de 10 mm ou plus est satisfaisante pour le disque simple. Toutefois, si le rotor est fabriqué, selon le second procédé, une épaisseur de 5 mm peut satisfaire cette condition. Dans le cas d'un décentrage de 20%, une épaisseur de 10 mm pour le simple disque et de 6 mm pour le renforcé peut être tolérée.

Comme on peut voir, pour les deux cas, lorsque les déformations sont raisonnables (de l'ordre de quelques pour cent), la déformation est linéaire et obéit à la loi de Hooke, par conséquent, la déformation du rotor reste dans la zone d'élasticité. En outre, il est à noter que la variation de la déflexion Δ_{def} diminue d'une itération à une autre, jusqu'à une valeur pour laquelle la force ne change plus. Cela est dû au fait que l'état d'équilibre (it_{eq}) entre les trois quantités physiques force, déflexion et élasticité, est atteint.



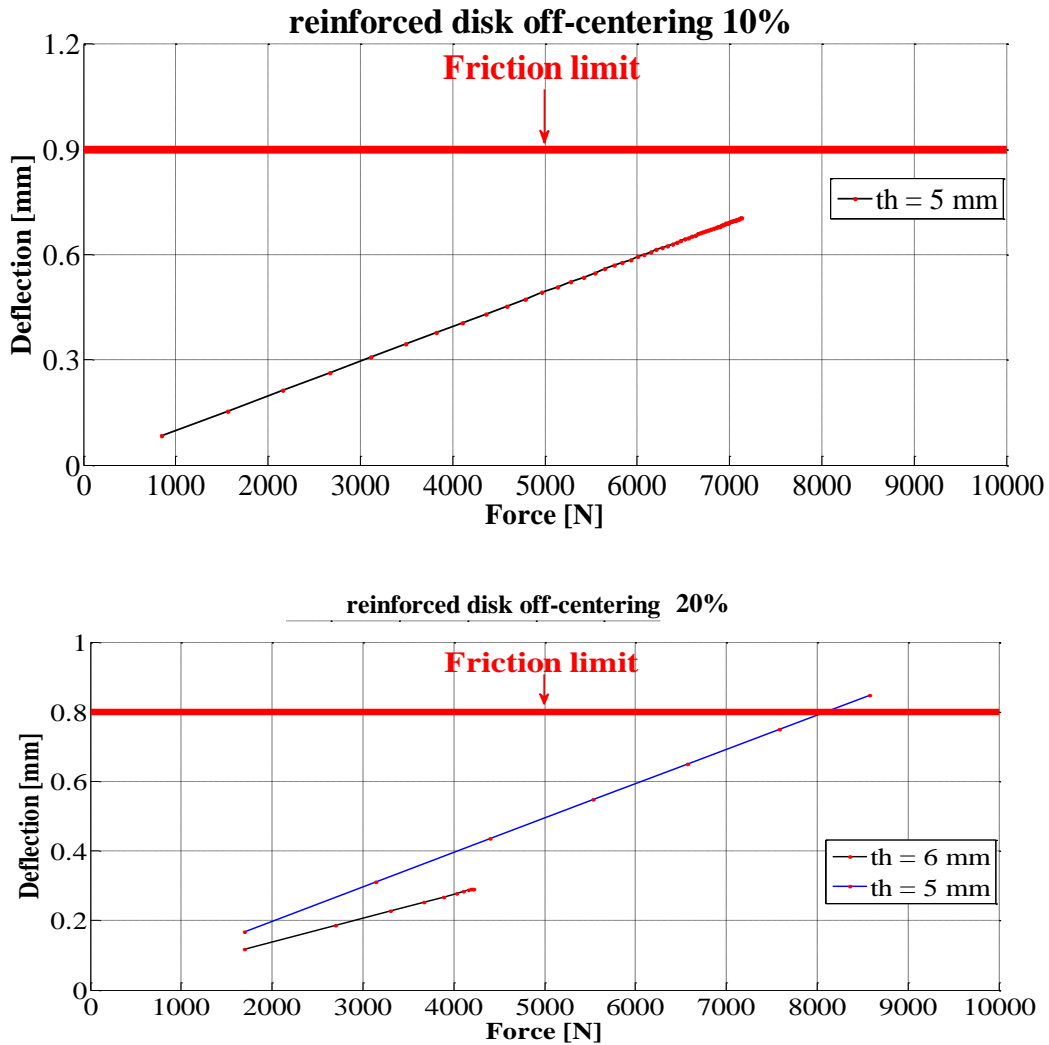


Figure IV.58. Déflexion en fonction de la force axiale pour la MSAPFA

IV.3.5. Conclusion

Dans cette étude, une MSAPFA a été présentée. Cette analyse repose sur un couplage faible du modèle magnétique et du modèle mécanique permettant de prédire le comportement magnéto-vibroacoustique de cette structure. Ainsi, une étude de déflexion a permis de choisir la structure et l'épaisseur minimale du disque rotorique satisfaisant une tolérance de décentrage imposée. Ensuite, un modèle mécanique 3D EF structural basé sur une méthode de superposition modale a été développé pour déterminer pour un profil de vitesse donné, l'induction magnétique, le couple électromagnétique, ainsi que les modes vibratoires et des déplacements dynamiques.

IV.4. Comparaison des performances des MSDAP monté en surface et MDCF

L'étude des performances des deux structures à flux axial, réalisée au cours des deux paragraphes précédents, est validée expérimentalement sur deux prototypes que nous désignons respectivement, du nom *prototype 1* et *prototype 2*.

Le premier prototype est une MSAPFA réalisée en collaboration avec la société Ragonot [<http://www.electrique-moteur.com>][Tiegna 2013]. Le dimensionnement de ce prototype est réalisé via un outil d'analyse et de dimensionnement des machines électriques : SIMUMSAP (SIMUlation analytique de Machines Synchrones à Aimants Permanents).

Le deuxième prototype est une MDCF fabriquée en partenariat avec la société Erneo [<http://www.erneo.fr>] [Dhifli 2016] ayant un cahier de charge similaire au premier prototype. Le dimensionnement de cette génératrice est réalisé à l'aide de la MEF profitant ainsi de l'étude d'optimisation déjà faite sur la MSAPFA.

Ainsi, nous commençons en premier lieu par présenter la composition de chacun des deux prototypes (stator, rotor). Ensuite, nous présenterons le matériel utilisé pour la mesure et le protocole expérimental mis en place afin de corréliser les performances à vide et en charge.

IV.4.1. Présentations des deux prototypes à APFA

Les prototypes mis à dispositions au GREAH sont les résultats des anciens travaux de thèses [Abdel-Karim 2008] [Tiegna 2013]. Le model multi physique développé au cours de cette thèse permettra d'étudier leurs comportements mécaniques et valider les choix technologiques qui ont été proposés.

Lors de la phase de prototypage, certains choix de dimensionnements initiaux sont adaptés afin de respecter les contraintes de fabrications et les moyens de réalisation mises à disposition. À titre d'exemple, le choix d'un stator modulaire pour la MSAPFA est dû essentiellement à des difficultés techniques puisque le découpage des tôles statoriques enroulées (M270 50 A) n'était pas réalisable dans la société de construction et le coût dans une société spécialisée semblait prohibitif. Par conséquent, il a été décidé de réaliser le circuit magnétique statorique par plot (Figure IV.60), chaque plot constituant un pas dentaire. Ces différents plots sont ensuite bobinés et sont boulonnés dans la masse du flasque réalisé en aluminium (Figure IV.59) pour former un circuit magnétique statorique (Figure IV.60).

Pour la MDCF, la fabrication du stator par plot est imposée par la nature modulaire de la structure (Figure IV.62). Chaque plot est constitué d'un empilement de tôles magnétiques en Fer-Silicium FeSi M270-50A, usinées suivant la forme U (Figure IV.61). Les aimants permanents sont placés en sandwich entre deux plots. L'ensemble est boulonné sur un flasque en aluminium pour former le circuit magnétique statorique.

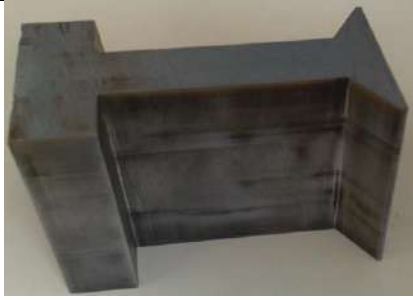


Figure IV.59. Dent statorique de la MSAPFA



Figure IV.60. Plot élémentaire du circuit magnétique statorique de la MDCF



Figure IV.61. Vue de face du stator de la MSAPFA en cours d'assemblage



Figure IV.62. Vue de face de chaque stator de MDCF sans les aimants permanents

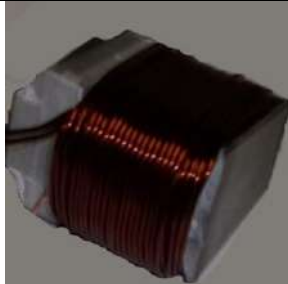


Figure IV.63. Bobinage d'un plot statorique de la MSAPFA



Figure IV.64. Bobinage d'un plot statorique de la MDCF

Le bobinage adopté pour les deux prototypes est un bobinage juxtaposé double couche. Une illustration d'un essai de bobinage est présentée dans les Figure IV.63 et Figure IV.64. Le nombre de spire réalisé avec un bobinage à la main est respectivement 38 spires pour la MSAPFA et 30 spires pour MDCF. Ainsi, le taux de remplissage brut égal est de l'ordre de 42% pour un diamètre de fil nu égal à 0.85 mm et une épaisseur d'isolant égal à 0.3 mm. De plus des isolants supplémentaires sont réalisés pour permettre l'isolation des fils « inter-bobines » au niveau du rayon extérieur du stator.

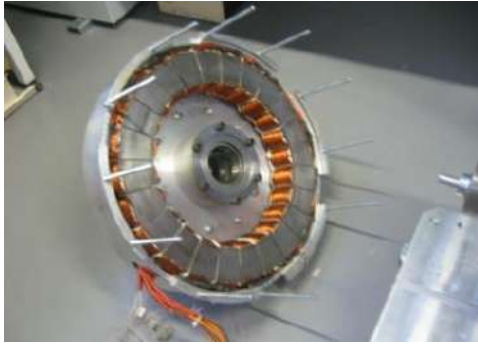


Figure IV.65. Bobinage complet d'un stator de la MSAPFA

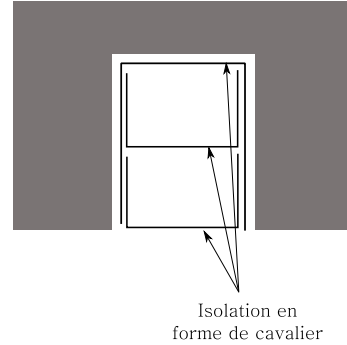


Figure IV.66. Illustration de la mise en place des isolants dans l'encoche

Les aimants permanents utilisés sont des Néodyme-Fer-Bore ayant une induction rémanente égale à 1.2 T. Leur forme géométrique a été optimisée afin de respecter à la fois les contraintes magnétiques (Couple de détente, FEM, couple en charge et ondulation de couple) et les contraintes de réalisation imposées par la géométrie de chaque structure. Ainsi, pour la MSAPFA des aimants trapézoïdaux ont été fabriqués tandis que pour la MDCF le choix a été orienté vers des aimants parallélépipédiques (Figure IV.65). Ils sont collés de façon alternée de sorte qu'ils créent dans l'entrefer un flux axial traversant. (Figure IV.66)

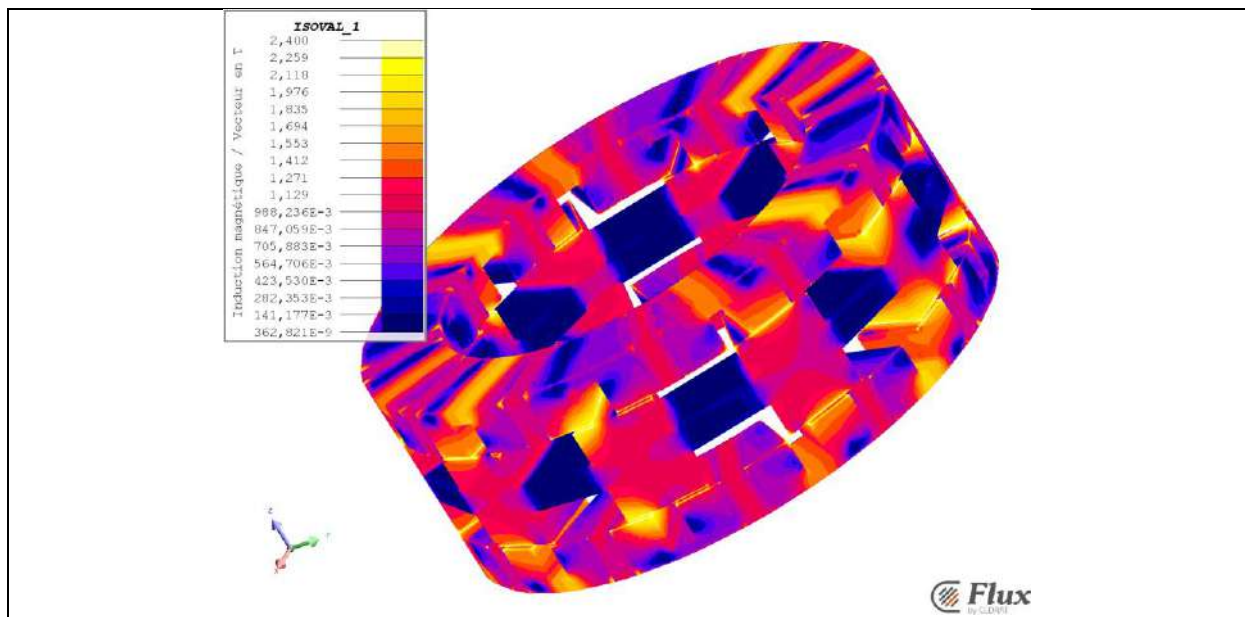


Figure IV.67. Dégradé d'induction en charge de la MDCF

Le flux traverse axialement le circuit magnétique rotorique et passe d'un stator à un autre. Le plan médian du rotor est un plan d'antisymétrie. Cette disposition permet, théoriquement, la réduction de l'épaisseur du circuit magnétique rotorique voire de le supprimer. Cependant, les contraintes mécaniques que le rotor est appelé à subir lors du fonctionnement éloignent cette possibilité puisque sa limite élastique doit être supérieure à 370MPa. Les aciers amagnétiques (austénitiques) n'ont pas une telle limite d'élasticité. Il a été convenu donc de se tourner vers un acier magnétique. De plus, le centrage parfait ne pouvant pas exister pour ces petites machines engendrant ainsi des contraintes de flexion et de torsion qui viennent déformer le disque rotorique. Pour pallier à ces contraintes de réalisations des

renforts mécaniques installés sur la structure rotorique peuvent être une solution efficace permettant d'éviter tous frottement possible entre le stator et le rotor.

De point de vue procès, les aimants permanents de la MDCF sont statiques donc leur collage a été fait au niveau de leur surface latérale en contact direct avec les plots en U. Cette solution est satisfaisante de point de vue mécanique puisque la force normale appliquée au niveau de la face latérale est négligeable par rapport à la force d'attraction magnétique entre les deux disques statoriques et rotorique. Néanmoins, pour la MSAPFA cette solution n'est pas forcément la mieux adaptée vis-à-vis des efforts axiaux appliqués sur les aimants mais reste la moins coûteuse.

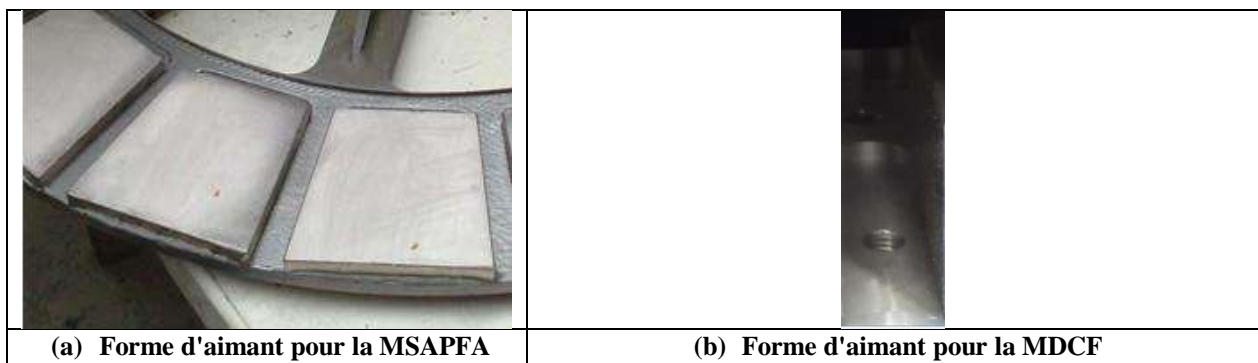
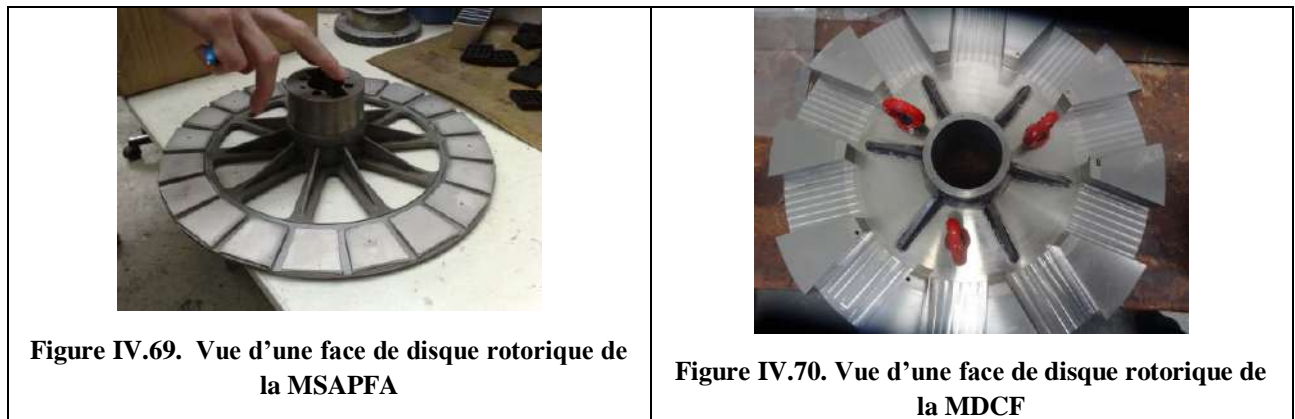


Figure IV.68. Processus d'assemblage du rotor



Tel que présentée dans la Figure IV.68, le rotor de la MSAPFA est composée d'un disque massif sur lequel on vient placer les aimants permanents. Néanmoins, pour la MDCF et afin de réduire les pertes fer rotorique, les dents rotoriques ont été formées par un empilement des tôles magnétiques de nuances M270-35A. Par conséquent, et pour faciliter la construction, les dents du rotor sont formées à l'extérieur et sont collées sur un disque magnétique Figure IV.71. Ce choix de construction est due essentiellement au fait que le flux magnétique traverse axialement le rotor et ne se reboucle pas entre les dents rotoriques à travers la culasse.

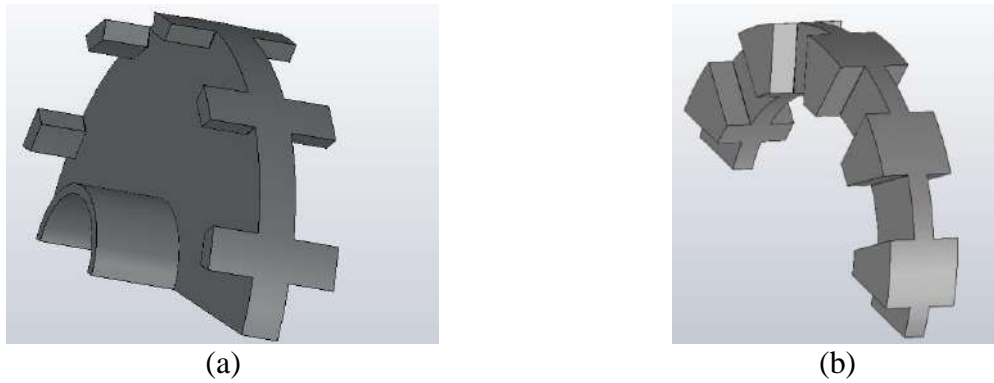


Figure IV.71. Constitution du rotor de la MDCF

Afin de surveiller le comportement thermique des deux prototypes et de mesurer les températures dans les différentes parties, des sondes de type thermocouple K sont installées. Le choix s'est fixé à une sonde par phase sur chacun des 2 stators, soit un total de 6 sondes.

L'assemblage des deux prototypes est réalisé de la même façon (Figure IV.71). Le rotor est bloqué en translation dans la direction axiale grâce à l'arbre qui est en butée sur le palier statorique comme présenté sur la Figure IV.72.

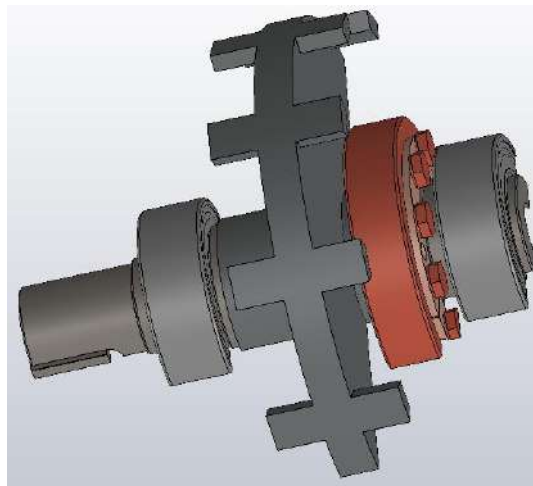


Figure IV.72. Montage du rotor sur l'arbre de la machine

Ensuite, les deux disques statoriques sont rapprochés à la même vitesse à l'aide des tiges filetées permettant ainsi d'annuler la résultante de la force axiale et de contrôler précisément la valeur de l'entrefer. L'assemblage final est terminé par un ensemble de boulons tout au long de la carcasse (Figure IV.73(b)). Une virole en aluminium a été conçue pour tenir l'ensemble des deux stators et le rotor comme présentée dans la Figure IV.73(b).

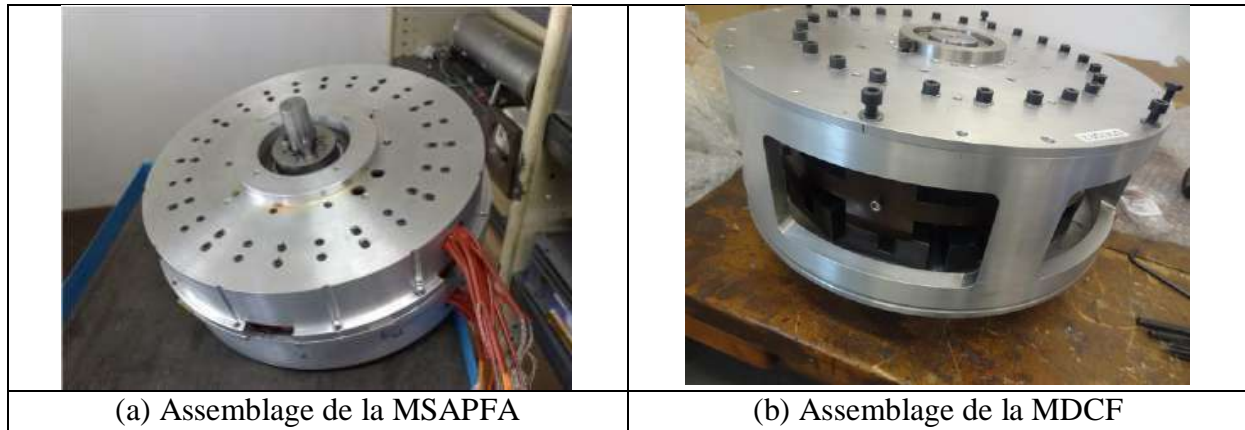


Figure IV.73. Vue de la machine assemblée

IV.4.2. Comparaison des résultats

Le but de ce paragraphe consiste à caractériser les deux prototypes à flux axial afin de mesurer les grandeurs globales et de les comparer aux calculs effectués auparavant par des modèles de dimensionnement et d'analyse développés au laboratoire GREAH. Tout d'abord, nous commençons par présenter les équipements utilisés pour exécuter les essais thermiques et électriques. On distingue :

Un Oscilloscope numérique

L'acquisition des signaux est faite par le biais d'un oscilloscope numérique « TDS 7104 » de marque « Tektronix » de caractéristique 4x1 GHz, 10Gs/s maximum, mémoire 400Ko à 32Mo en option, (option 3M, 16M) time résolution 100Ps, affichage 200000 Wfrms/Sec, lecteur 3''1/2

Une sonde différentielle

Nous avons utilisé une sonde différentielle pour diviser le signal observé par un facteur de 20. Elle est de marque « TAO57-Sonde d'oscilloscope » ayant les caractéristiques suivantes: 25MHz, 1,4KV, 21:1, 200:1.

Un tachymètre optique

Pour mesurer la vitesse de rotation mécanique, nous avons utilisé un tachymètre optique de type HT-5500.

IV.4.2.1. Étude du fonctionnement à vide

À vide, le seul champ régnant dans l'entrefer est celui créé par les aimants permanent. Ce champ tourne à la vitesse de rotation du rotor Ω et induit dans les bobinages statoriques une f.é.m. par enrouement de pulsation, l'expression de la f.e.m est donnée par l'équation IV.9 :

$E_0 = K \cdot N \cdot f \cdot \Phi_0$	(IV.9)
--	--------

Avec :

$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = p \cdot \Omega$, p, nombre de paires de pôles, K, coefficient de Kapp, N, nombre de brins actifs et Φ_0 est le flux sous un pôle.

La Figure IV.74 présente les f.e.m à vide des deux stators en série des deux prototypes à une fréquence nominale de 62.5 Hz. On peut observer que le taux de distorsion harmonique THD pour MDCF est meilleur par rapport à la MSAPFA. Néanmoins la différence en termes de nombre de spires pour les deux structures engendre une valeur crête de la FEM pour la MSAPFA plus grande que celle de la MDCF.

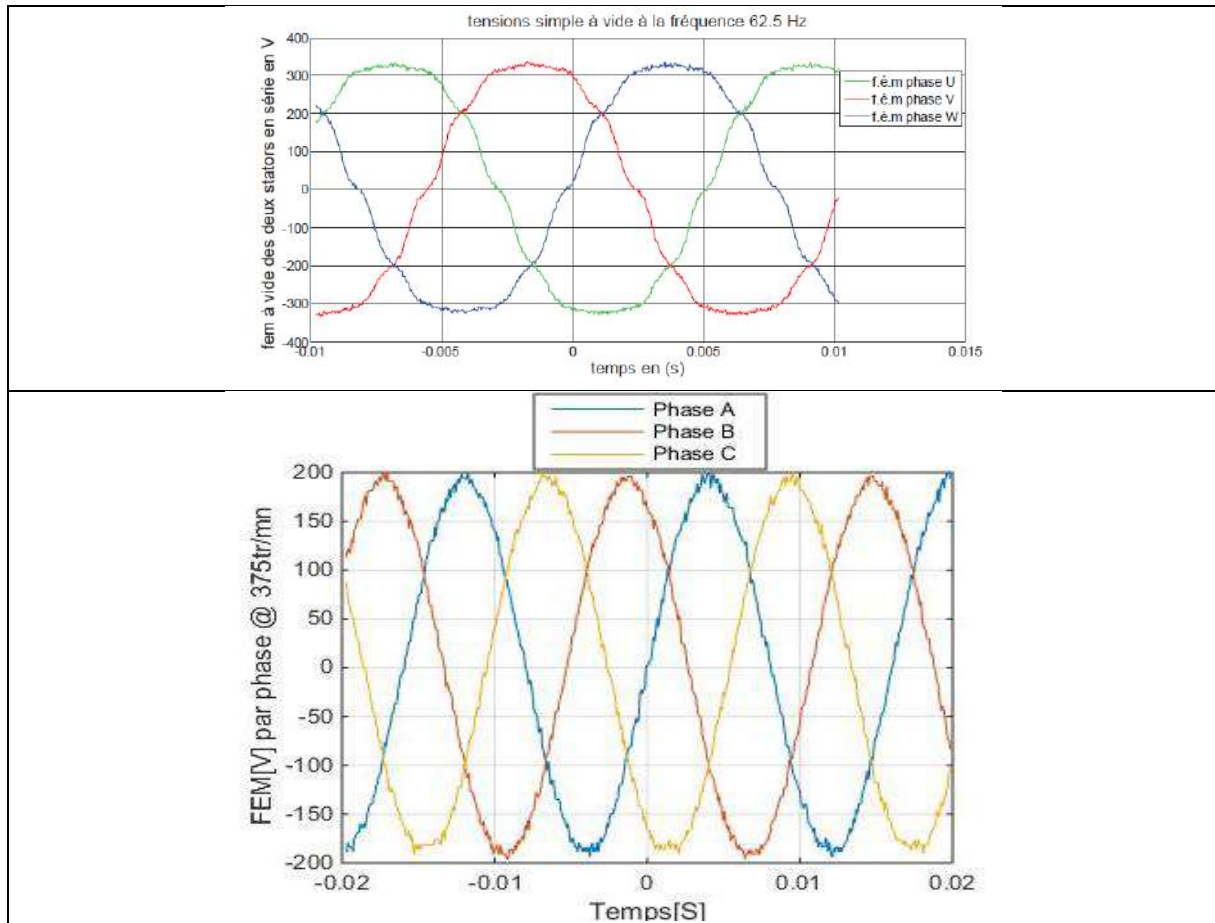


Figure IV.74. FEM à vide des deux stators en série

La Figure IV.75 représente une comparaison entre la FEM du stator 1 et la FEM du stator 2 en fonction de la vitesse de rotation. Nous constatons que le stator 2 génère une force électromotrice supérieure à celle du stator 1. Cette différence est due au décentrage du rotor engendrant ainsi une différence de valeur de l'entrefer de part et d'autre. En effet pour la MDCF, le stator 2 a en moyenne 12% de FEM en plus que le stator 1, ceci est dû à la longueur de l'entrefer par stator, puisque l'un a un entrefer moyen de 1 mm et le second a une longueur moyenne de 1,5 mm. Par conséquent, le coefficient de force électromotrice est égal à $0,1438 \text{ [Vrms. rpm}^{-1}\text{]}$ pour le stator 1 et à $0,1619 \text{ [Vrms. rpm}^{-1}\text{]}$ pour le stator 2.

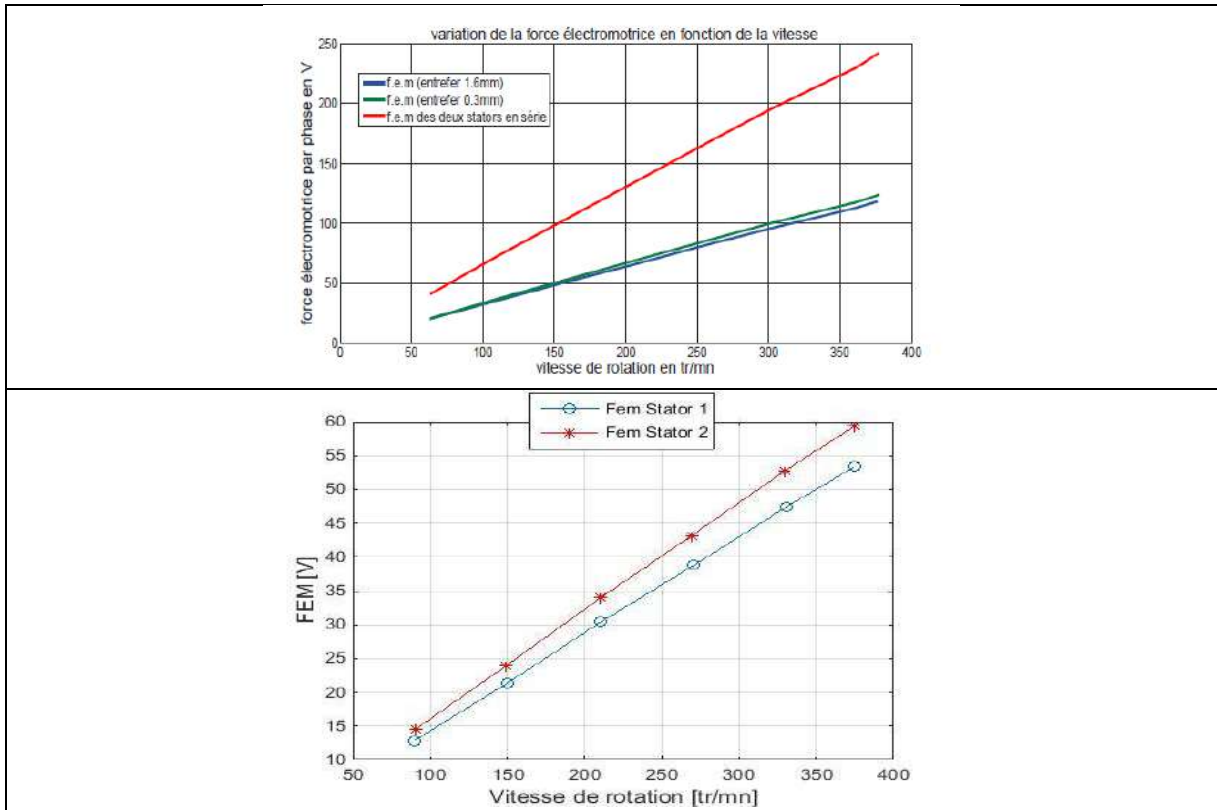


Figure IV.75. Courbe de tensions en fonction de la fréquence, $V=f(f)$

Pour déterminer les paramètres de la machine. Nous avons adopté le modèle de Behn Ehrenbourg, dans cette approche la phase de la machine est modélisée par une FEM. en série avec une résistance, et une réactance.

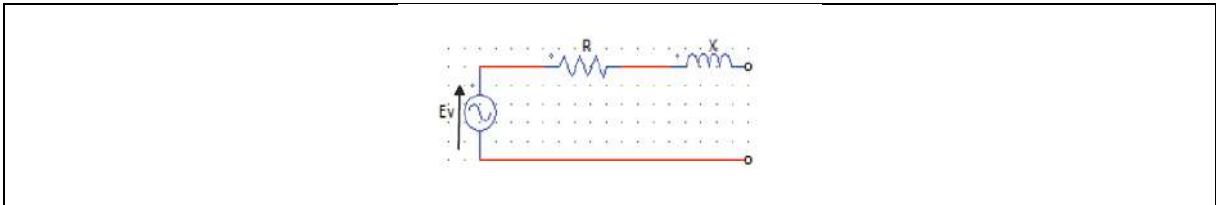


Figure IV.76. Modèle équivalent d'une phase de la machine

Avec :

$R = 2.r$; Résistance de phase pour deux stator en serie (r : résistance de phase par stator)

$X = 2.x = 2.L.\omega$; Réactance synchrone

$Z = \sqrt{(R^2 + X^2)} = \frac{E_0}{I_{CC}}$; Impédance synchrone.

I_{CC} : Courant de court-circuit

IV.4.2.1.1. Mesure de la résistance de phase

Pour déterminer la résistance R , on peut utiliser une méthode voltampéremétrique. La méthode voltampéremétrique se fait à chaud en continu et on mesure la tension et le courant (sans dépasser le courant nominal) puis on déduit la résistance par la loi d'ohm (Figure IV.77).

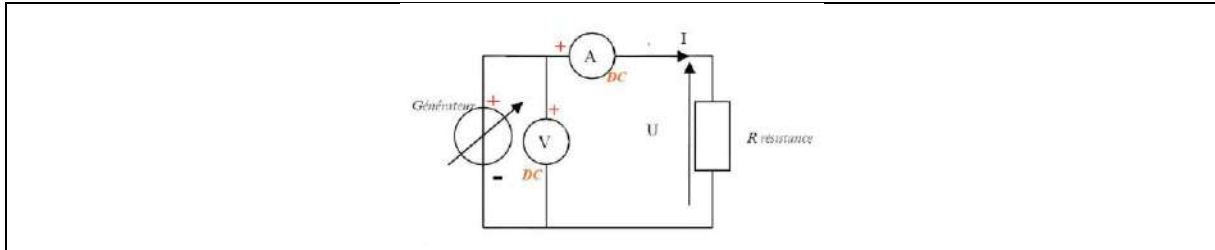


Figure IV.77. Schéma de montage d'une phase de la machine

Le tableau suivant montre les résultats obtenus des courants et tensions des différentes phases de la machine par l'essai voltampéremétrique.

Tableau IV.11 Résistances de phase pour la MDCF

Phases Grandeurs	U			V			W		
	Tension (V)	2.49	3.73	4.93	2.54	3.77	4.98	2.59	3.84
Courant I (A)	9.95	14.91	19.78	9.99	14.97	19.94	10.06	14.92	19.72
Résistance (Ω)	0.250	0.250	0.249	0.254	0.251	0.250	0.257	0.257	0.256

Tableau IV.12 Résistances de phase pour la MSAPFA

Phases	Courants I (A)	Tensions simples U (V)	Résistances (Ω)
Phase U	5	0.98	0.196
Phase V	5	0.98	0.196
Phase W	5	0.98	0.196

IV.4.2.2. Étude du fonctionnement en court-circuit

Les trois phases du stator sont couplées en étoile. Le modèle équivalent d'une phase de la machine synchrone à aimants permanents est représenté sur la Figure IV.78. Ainsi, Chaque phase peut alors être représentée par une source de tension ayant une impédance interne.

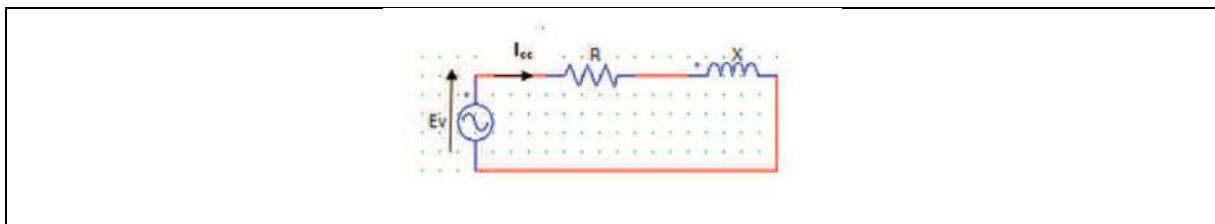


Figure IV.78. modèle équivalent d'une phase de la machine en court-circuit

Les résultats expérimentaux de l'essai en court-circuit sont présentés respectivement sur les Figure IV.79 ci-dessous.

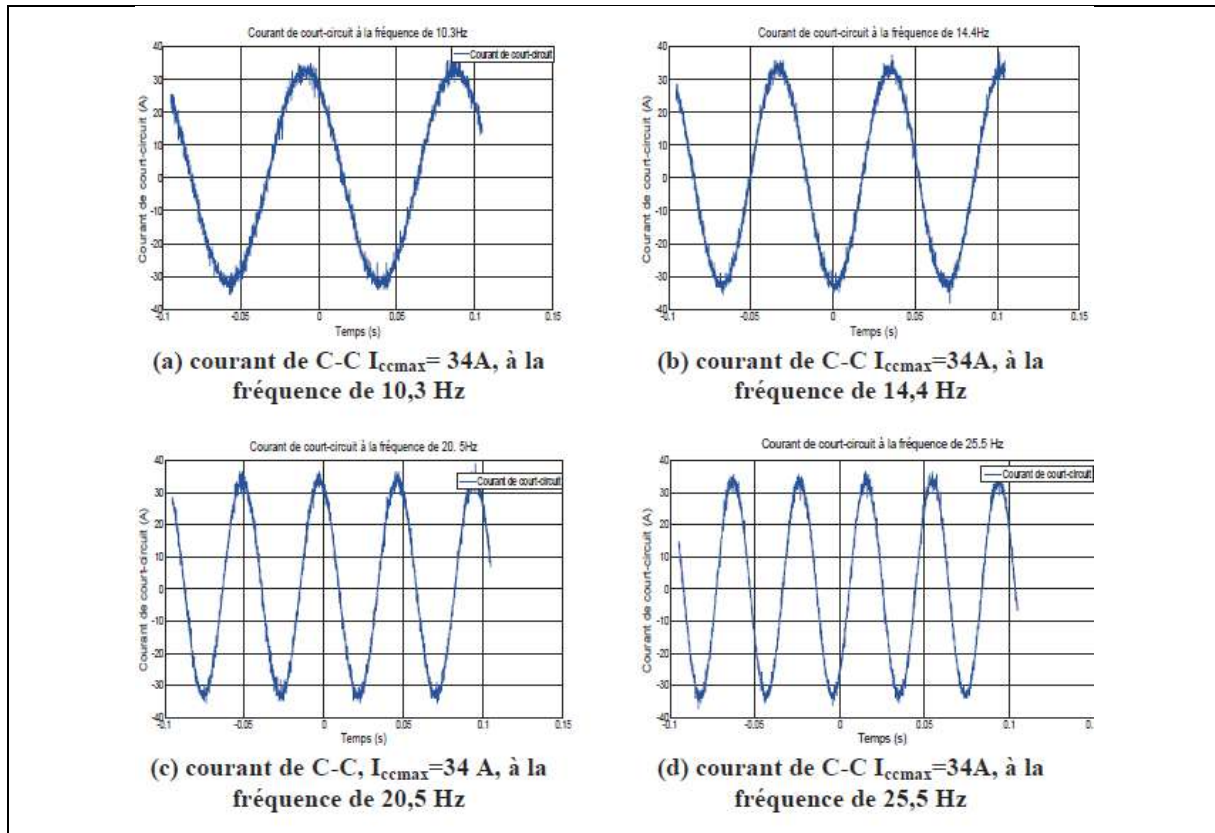


Figure IV.79. Résultats des Courants de court-circuit à différentes fréquences

Le courant de court-circuit est constant car la résistance de phase est faible. En effet en négligeant la résistance phase, le courant de court-circuit est égal au rapport de l'inductance cyclique (qui n'est autre que l'inductance de fuites pour un bobinage triphasé) sur le coefficient de flux des aimants par phase ($E = K_f \cdot \omega_s$). Ainsi, plus l'inductance cyclique est faible, plus le courant de court-circuit est fort et vice versa.

Le bobinage de cette machine est dentaire (chaque bobine est enroulée autour d'une dent). Le bobinage dentaire est connu pour voir des inductances mutuelles entre phase plus faible que les autres types de bobinage. Or, l'inductance cyclique est égale (au sens de l'hypothèse du premier harmonique) à $(L_{cyc} = L_S - M_S)$ où les inductances propres de la phase et M_S est l'inductance mutuelle entre phase, M_S est négative et donc $-M_S$ s'ajoute à L_S . Ainsi, si M_S est faible, L_{cyc} sera faible et donc le courant de court-circuit sera fort. On note que le courant de court-circuit de la MSAPFA est de 24 A environ. Le Tableau IV.13 donne les valeurs de l'inductance cyclique pour le sator 1 de la MSAPFA. Nous notons une légère différence entre les valeurs des impédances des 2 stators, cela peut être dû aux enroulements statoriques.

Tableau IV.13 Calcul des inductances cycliques pour la MSAPFA

$E_0(V)$	59	83.24	101.98
$F(Hz)$	14.4	20.5	25.5
$L_{cyc}(H)$	0.0130	0.0132	0.0131

Tableau IV.14 Tableau Calcul des inductances cycliques pour la MDCF

$E_0(V)$	2.9	3.2
$F(Hz)$	3.43	3.43
$L_{cyc}(H)$	0.0134	0.0129

IV.4.2.3. Étude du fonctionnement en charge

Afin de débiter les deux génératrices un banc de charge de 4 kW a été utilisé. L'essai consiste à entrainer le prototype à une **vitesse de rotation constante** par un moteur synchrone et relever la tension et le courant de phase tout en faisant varier le banc de charge résistif de la manière suivante (15%, 25%, 35%, 45%, 60%). Les grandeurs en charge de la MSAPFA sont données dans le Tableau IV.15.

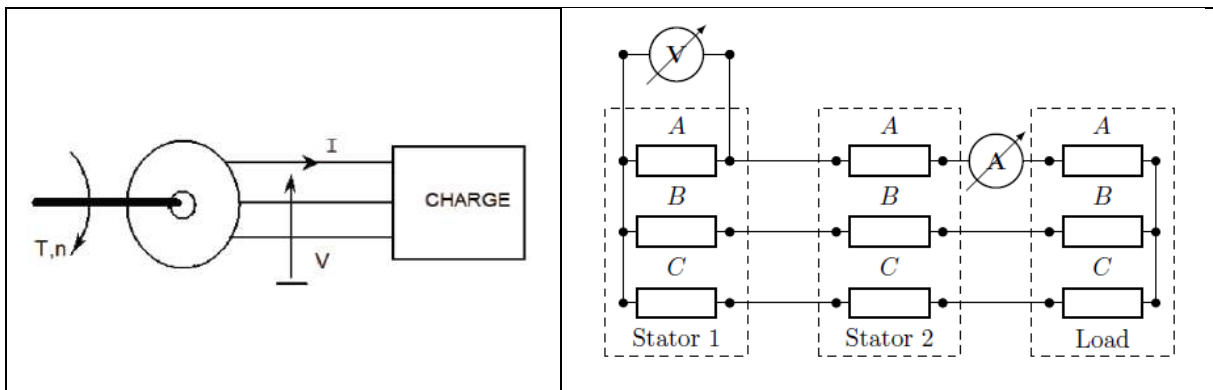


Figure IV.80 : Schéma représentant le couplage de la machine en charge

Tableau IV.15 : Résultats de mesures et de calculs de puissances

R_charge	15%	25%	35%	45%	60%
V (V)	196.8	194.44	191.64	188.1	180.84
I (A)	2.4	3.9	5.34	6.7	8.8
P elc (W)	1222.6	2274.9	3070.1	3780.8	4774.2
P charge (W)	600	1000	1400	1800	2400
PJj)	3.3869	8.9435	16.7672	26.3953	45.5347

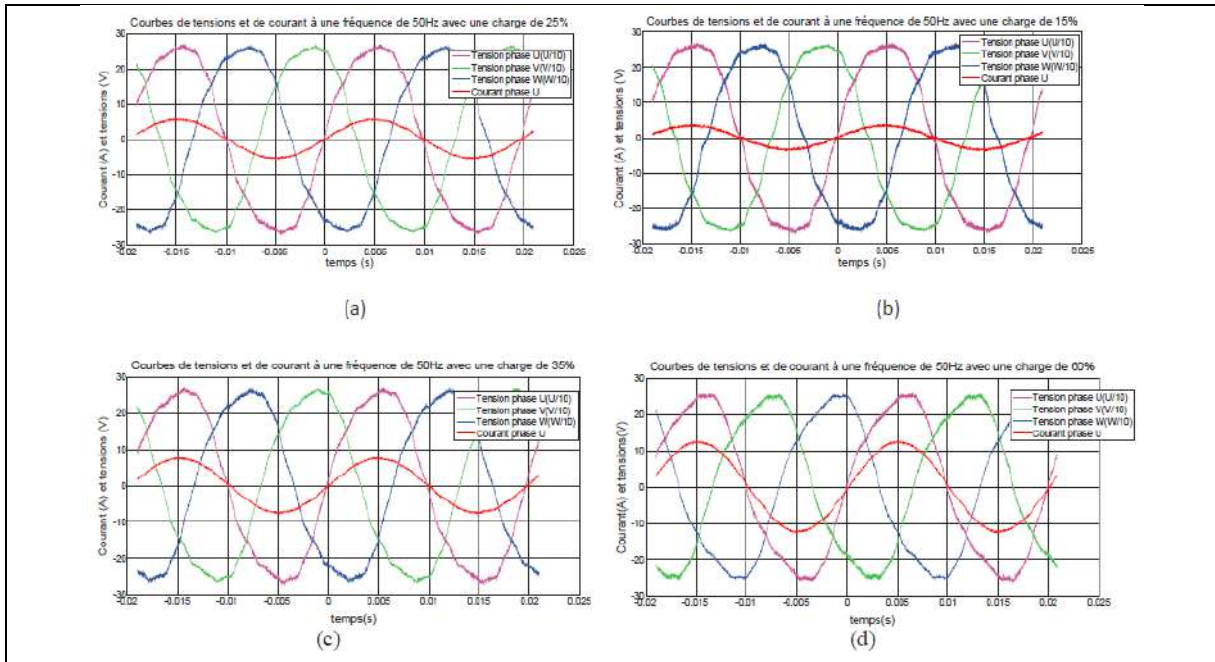


Figure IV.81. Caractéristiques tensions et courants en charge

Les figures représentées ci-dessus montrent bien que le courant de la phase U est en phase avec la tension, puisque on a utilisé des résistances pures comme charge, ce qui est le cas pour les courants des phases W, V (système équilibré) et cela avec les différentes charges de 15%, 35%, 25% et 60%. On remarque une légère déformation des courbes de tension qui ne sont pas parfaitement sinusoïdales comparées à celles des courants et cela est dû au fait que le neutre de la machine et le neutre de la charge est flottant induisant ainsi une différence de potentiel (Figure IV.82).

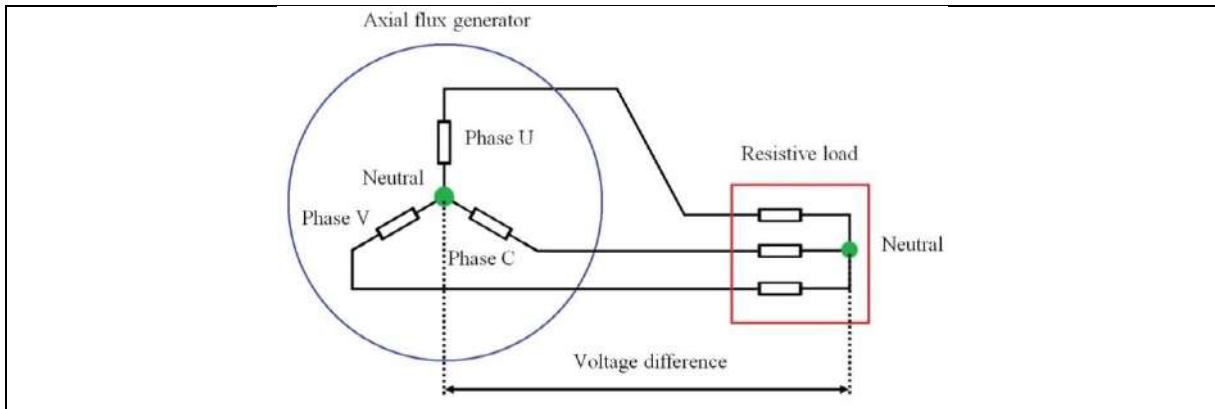
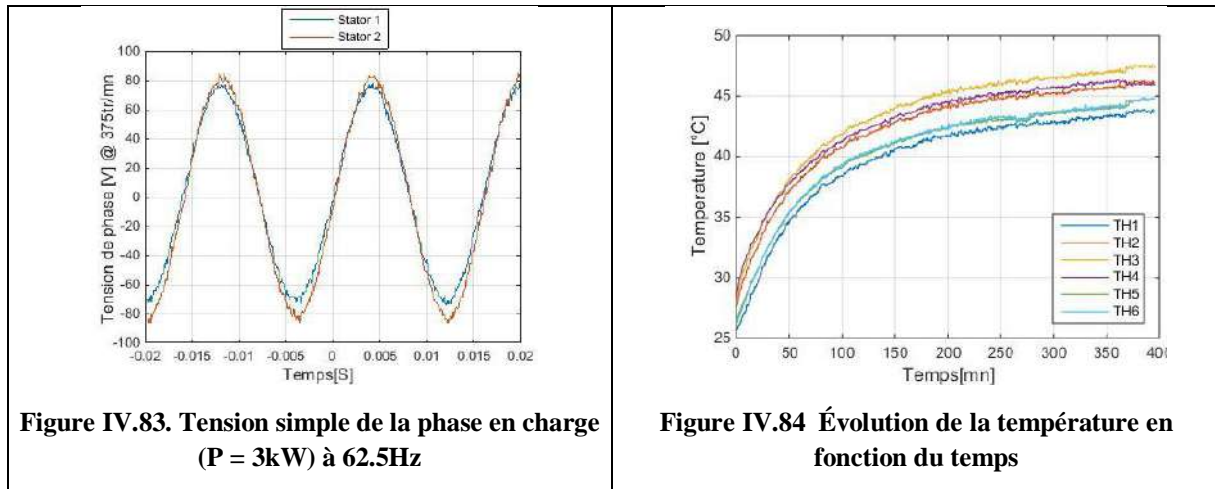


Figure IV.82 : Configuration de l'essai en charge

La température des machines électriques constitue un des facteurs principaux limitant leurs performances. Cette température doit respecter les limites imposées par conception et ne doit pas les dépasser. L'incertitude moyenne des thermocouples utilisés est de $\pm 0,1$ °C de -40°C à 375°C. Leur sensibilité moyenne est de $41 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ dans la plage de -270°C à 1270°C. Ces thermocouples sont reliés à une centrale d'acquisition et d'enregistrement de température (FieldLogger) équipés de deux borniers à 8 voies chacun.

Nous avons mis deux charges triphasées de 4 kW en série sur chaque stator de la MDCF afin de se rapprocher aux conditions de fonctionnement nominal (10kW). Les Figure

IV.83 et Figure IV.84 montrent respectivement la forme d'onde de la tension de phase simple ainsi que l'évolution de la température en fonction du temps pour le même point de fonctionnement.



La machine étudiée a été poussée à seulement 30% de sa puissance nominale, des simulations thermiques doivent être effectuées afin d'estimer la contrainte thermique supplémentaire provoquée par une éventuelle augmentation du courant de phase, afin de pallier à l'augmentation de l'entrefer par rapport à l'entrefer initial.

Par ailleurs, nous avons réalisé un court-circuit triphasé permanent respectivement au niveau de chaque stator avec un courant de court-circuit de 10A et nous avons mesuré l'évolution de la température en fonction du temps jusqu'à une stabilisation thermique. La Figure IV.85 montre l'allure des courbes obtenues après un certain temps de mesure au niveau du stator 2. Cet essai sera utile pour la mise en place de la commande puisqu'il nous permet de déterminer directement la constante de temps de la machine et permet de corrélérer l'échange thermique entre le stator et le rotor.

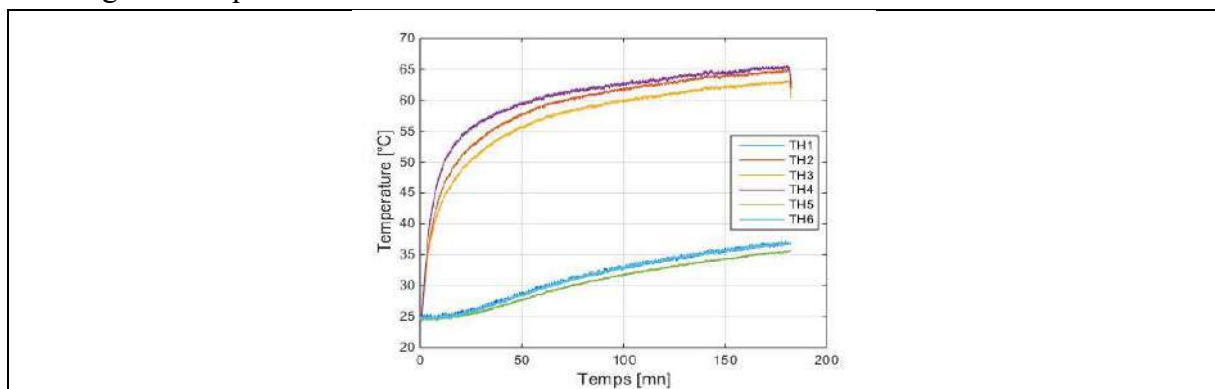


Figure IV.85. Évolution de la température en fonction du temps avec un courant de court-circuit de 10A
IV.5. Étude d'une machine synchrone à aimants permanents à flux radial

Le bruit et les vibrations d'origine électromagnétique constituent des inconvénients importants qui peuvent être réduits, que ce soit en rigidifiant la machine ou en contrôlant les forces électromagnétiques. La génération de bruit dans les machines tournantes est due en particulier aux combinaisons de nombre de pôles et de nombre d'encoches qui ont une

incidence directe sur le contenu harmonique de l'induction magnétique [Millithaler 2015] [Le besnerais 2015]. Une mauvaise combinaison est responsable de fortes vibrations et d'un bruit important. Cette section présente une approche d'investigation vibratoire complète d'un moteur électrique synchrone monté en surface avec une combinaison de 27 encoches / 24 pôles. L'objectif étant la détermination de l'origine de vibrations mesurées sur le prototype réalisé. L'approche d'investigation est donnée dans la Figure IV.86.

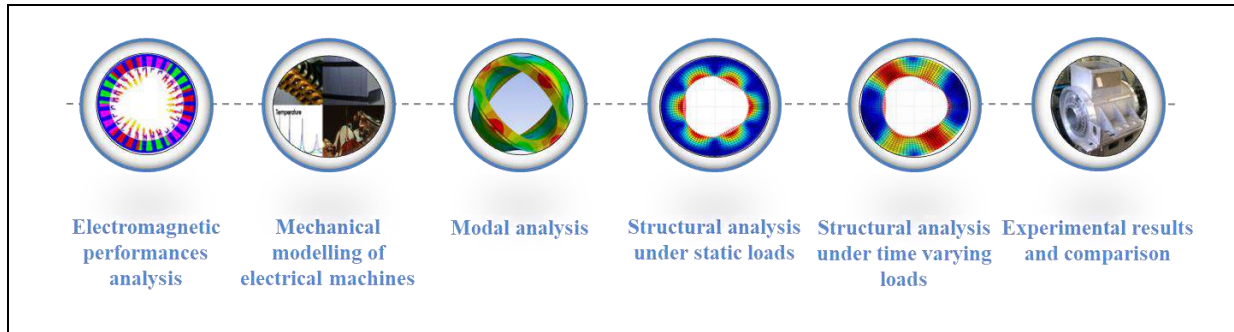


Figure IV.86. Approche d'investigation afin de déterminer si les vibrations obtenues expérimentalement sont d'origine électromagnétique

IV.5.1. Présentation de la machine

Les performances électromagnétiques de la machine étudiée sont calculées à l'aide d'un modèle EF quasi 3D avec lequel la pression magnétique et les forces magnétiques locales sont calculées. Ce choix se justifie par le fait que ces paramètres de sortie dépendent fortement de la forme 3D de la structure et également pour tenir compte de l'inclinaison du rotor. La Figure IV.87 présente la géométrie de la machine et le Tableau IV.16 en donne les principaux paramètres.

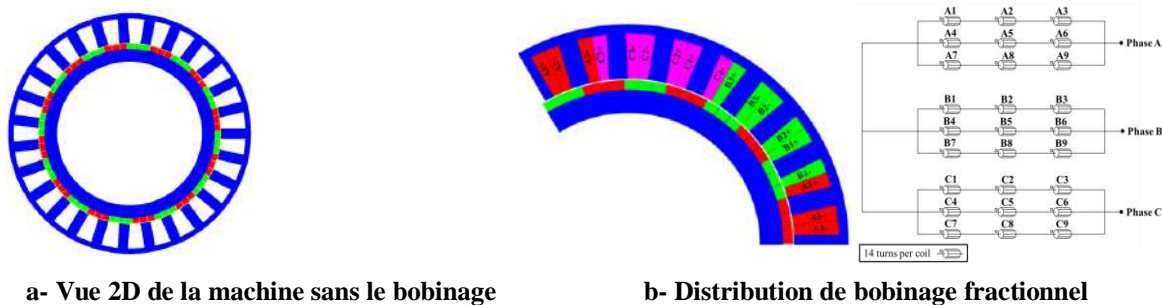


Figure IV.87. Géométrie de la machine

Tableau IV.16 Paramètres du la MSAPFR

Quantity	Value
No. of slots	27
No. poles	24
Stator outer diameter	703.8 mm
Rotor outer diameter	525 mm
Rotor inner diameter	420 mm
Airgap	2 mm
Stator lamination axial length	630 mm
Rotor skew angle	0 ° – 1.57 °

<i>Operating speed</i>	228 rpm - 320 rpm
<i>Torque</i>	17 kNm
<i>Power</i>	400 kW

IV.5.2. Modélisation magnétique

Afin de construire le modèle électromagnétique, un acier ferromagnétique laminé axialement (M350_50A) est utilisé pour la modélisation du circuit magnétique du rotor et du stator (Figure IV.88). Les aimants modélisés sont des Néodyme-Fer-Bore (NdFeB) ayant une perméabilité relative de 1,04 et un champ rémanent de 1,22 (T). Une fois le modèle construit, les grandeurs électromagnétiques globales et locales sont calculées. La réduction du couple de cogging est illustrée à la Figure IV.88 en utilisant la technique d'inclinaison du rotor. La Figure IV.90 donne le couple électromagnétique et ses harmoniques tandis que la Figure IV.89 illustre la densité de flux de l'entrefer en charge. La Figure IV.91 donne la distribution locale en charge de la pression magnétique et de ses harmoniques.

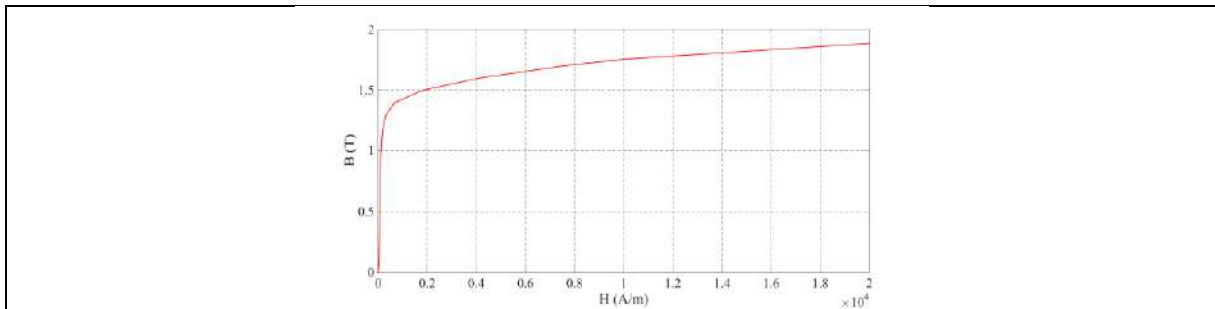


Figure IV.88. Caractéristique B(H) de la tôle M330_35A B(H)

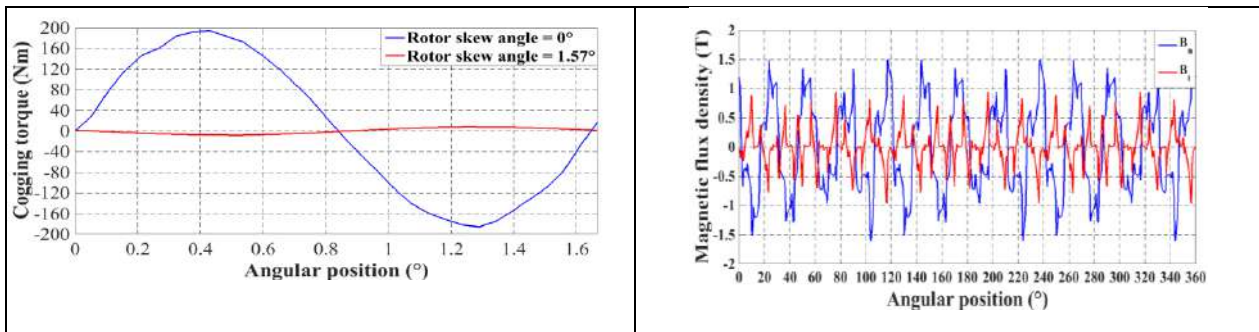


Figure IV.89. Couple de détente avec et sans vrillage du rotor et l'induction magnétique en charge dans l'entrefer

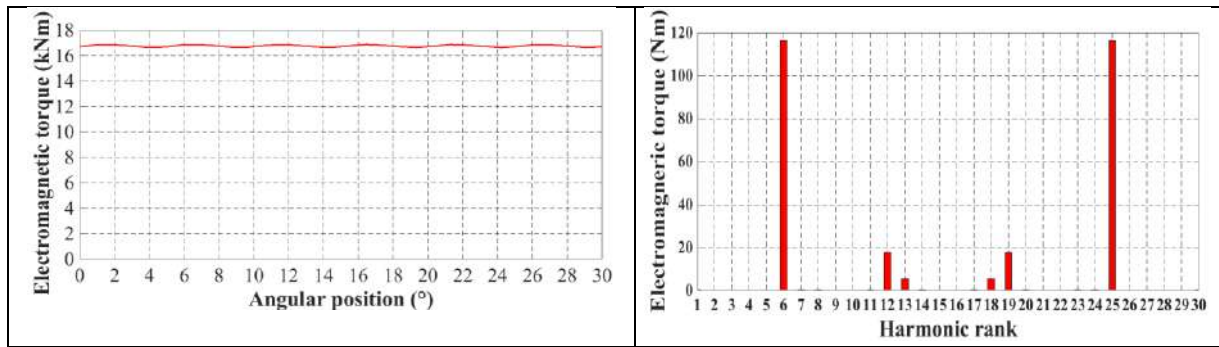


Figure IV.90 Couple électromagnétique en charge et son contenu harmonique

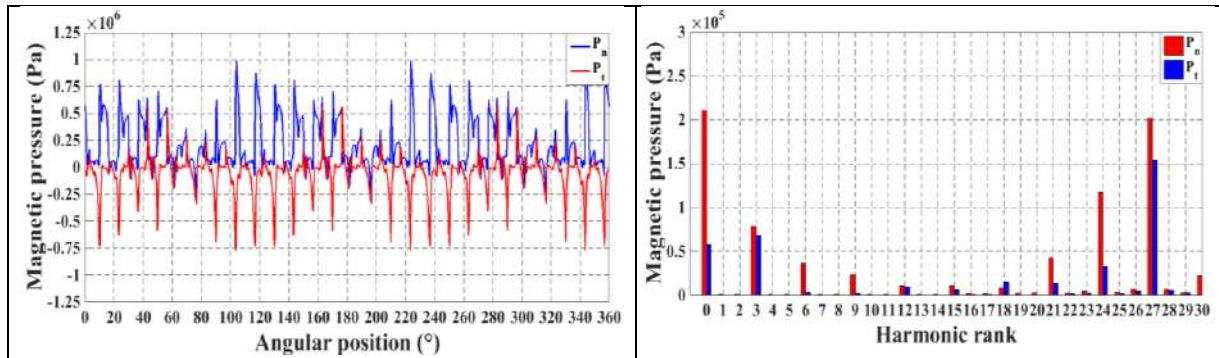


Figure IV.91. Pression Magnétique au niveau du rayon intérieur du stator et son contenu harmonique

IV.5.3. Modélisation mécanique vibroacoustique

Afin de développer le modèle proposé, certaines hypothèses ont été formulées. Tout d'abord, seul le bruit d'origine électromagnétique est pris en compte. Les contraintes mécaniques sont principalement localisées sur au niveau des surfaces de l'alésage statoriques. Un acier orthotrope est considéré pour représenter le feuilletage de la culasse statorique. Le bobinage est pris en compte en modifiant le module de Young associé à cette partie qui est considérée mécaniquement isotrope. De plus, le circuit de refroidissement doit également être considéré car la carcasse n'est pas directement en contact avec le circuit du stator. Enfin, il n'y a ni d'excentricité ni un déséquilibre du rotor.

Ces hypothèses doivent donc être prise en compte afin d'estimer les coefficients de contact de la machine étudiée (Tableau IV.17).

Tableau IV.17 Coefficients de contact au niveau de la surface normale

Coefficient de contact	Valeur
Contact entre la carcasse et le circuit magnétique statorique	0.9
Contact entre les bobines & têtes de bobines et le circuit magnétique statorique	0.01
Contact interieur et exterieur entre le carcasse et les flasques	0.01

Généralement, le support du moteur électrique est considéré comme suffisamment rigide. De plus, la forme du support nécessitait un maillage fin, ce qui est très couteux n terme de ressource. Par souci de simplification, la fixation est remplacée par des conditions limites sur le châssis aux emplacements exacts en $U(x, y, z) = 0$.

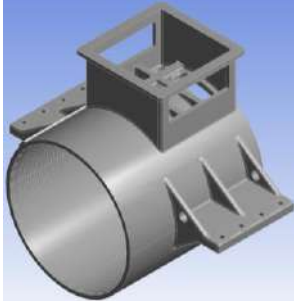
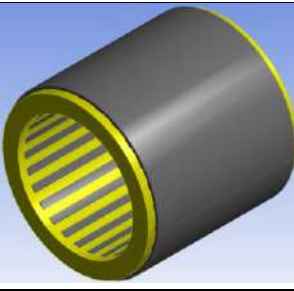
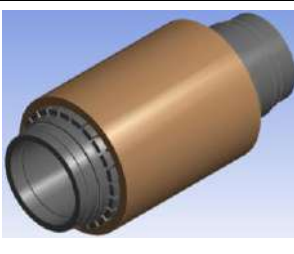
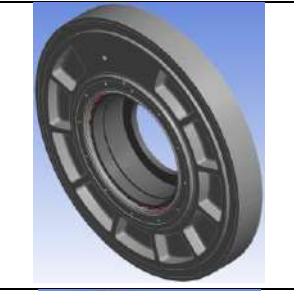

Carcasse		<p style="text-align: center;">Propriétés mécaniques des matériaux :</p> <table border="1" data-bbox="756 741 1393 1104"> <thead> <tr> <th>Paramètres</th> <th>Laminations</th> <th>Bobinages</th> <th>Aimants</th> <th>Carcasse</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>E_x (GPa)</td> <td>200</td> <td>9.4</td> <td>160</td> <td>71</td> </tr> <tr> <td>E_y (GPa)</td> <td>200</td> <td>9.4</td> <td>160</td> <td>71</td> </tr> <tr> <td>E_z (GPa)</td> <td>0.8</td> <td>9.4</td> <td>160</td> <td>71</td> </tr> <tr> <td>G_{xy} (GPa)</td> <td>79.3</td> <td>3.5</td> <td>64.5</td> <td>26.7</td> </tr> <tr> <td>G_{xz} (GPa)</td> <td>0.3</td> <td>3.5</td> <td>64.5</td> <td>26.7</td> </tr> <tr> <td>G_{yz} (GPa)</td> <td>0.3</td> <td>3.5</td> <td>64.5</td> <td>26.7</td> </tr> <tr> <td>ν_{xy}</td> <td>0.3</td> <td>0.35</td> <td>0.24</td> <td>0.33</td> </tr> <tr> <td>ν_{xz}</td> <td>0.0012</td> <td>0.35</td> <td>0.24</td> <td>0.33</td> </tr> <tr> <td>ν_{yz}</td> <td>0.0012</td> <td>0.35</td> <td>0.24</td> <td>0.33</td> </tr> <tr> <td>ρ (kg.m-3)</td> <td>7700</td> <td>8890</td> <td>7500</td> <td>2700</td> </tr> </tbody> </table>	Paramètres	Laminations	Bobinages	Aimants	Carcasse	E_x (GPa)	200	9.4	160	71	E_y (GPa)	200	9.4	160	71	E_z (GPa)	0.8	9.4	160	71	G_{xy} (GPa)	79.3	3.5	64.5	26.7	G_{xz} (GPa)	0.3	3.5	64.5	26.7	G_{yz} (GPa)	0.3	3.5	64.5	26.7	ν_{xy}	0.3	0.35	0.24	0.33	ν_{xz}	0.0012	0.35	0.24	0.33	ν_{yz}	0.0012	0.35	0.24	0.33	ρ (kg.m-3)	7700	8890	7500	2700
Paramètres	Laminations		Bobinages	Aimants	Carcasse																																																				
E_x (GPa)	200		9.4	160	71																																																				
E_y (GPa)	200		9.4	160	71																																																				
E_z (GPa)	0.8		9.4	160	71																																																				
G_{xy} (GPa)	79.3		3.5	64.5	26.7																																																				
G_{xz} (GPa)	0.3		3.5	64.5	26.7																																																				
G_{yz} (GPa)	0.3		3.5	64.5	26.7																																																				
ν_{xy}	0.3		0.35	0.24	0.33																																																				
ν_{xz}	0.0012		0.35	0.24	0.33																																																				
ν_{yz}	0.0012	0.35	0.24	0.33																																																					
ρ (kg.m-3)	7700	8890	7500	2700																																																					
Circuit magnétique statorique – Bobines_ Têtes de bobines																																																									
Circuit magnétique rotorique _ Aimants permanents _ Arbre																																																									
DE Roulement avant – Flasque																																																									
NDE Roulement arrière – Flasque																																																									

Figure IV.92. Géométrie du Moteur pour la modélisation mécanique

IV.5.3.1. Analyse modale:

Afin d'identifier les harmoniques de pression magnétique responsables du bruit, une corrélation est établie entre ceux-ci et les fréquences propres du stator. La Figure IV.92 montre l'influence du choix du coefficient de contact et de la présence de la carcasse sur les fréquences propres. Un écart d'environ 100 Hz est constaté. La Figure IV.93 donne la comparaison des fréquences propres globales entre le stator assemblé sans la présence de la carcasse et celui en prenant la carcasse en considération dans le modèle mécanique. On peut

noter que l'écart de fréquence augmente d'un mode à l'autre en fonction des coefficients de contact (parfaits ou modifiés). , tel que présenté dans le Tableau IV.17.

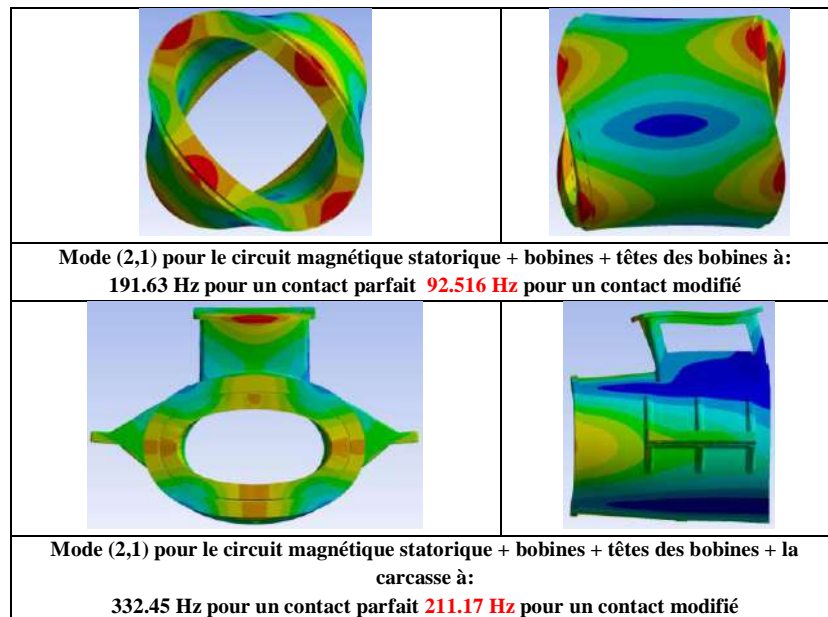


Figure IV.93: Illustration de l'écart des fréquences propres en fonction du coefficient de contact

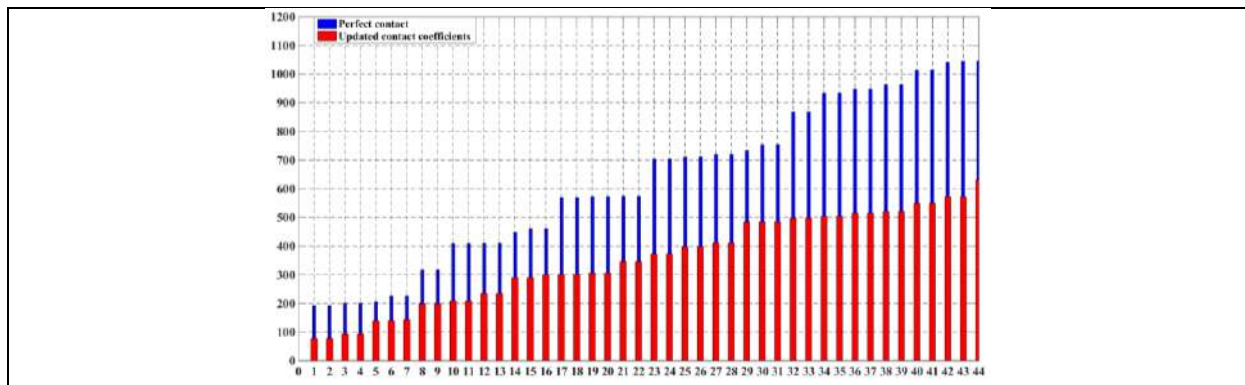


Figure IV.94. Influence des coefficients de contact sur les fréquences propres (Hz)

Dans le cadre d'une étude de diagnostic, une corrélation peut être établie entre les harmoniques de pression magnétique, les fréquences propres et l'impact de chaque composant à savoir le circuit magnétique statorique, les bobines, les têtes de bobines, les flasques et la carcasse. L'objectif est d'étudier l'impact de l'ajout de chacun de ces composants sur les fréquences propre comme illustré sur la Figure IV.95, Figure IV.96, Figure IV.97. Ainsi nous pouvons statuer sur les l'origine des vibrations en cas d'un défaut d'assemblage par exemple.

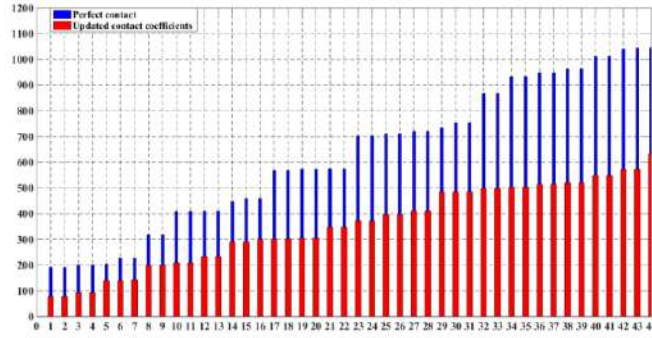


Figure IV.95 Impact de la modélisation des bobines et têtes de bobines sur les fréquences propres

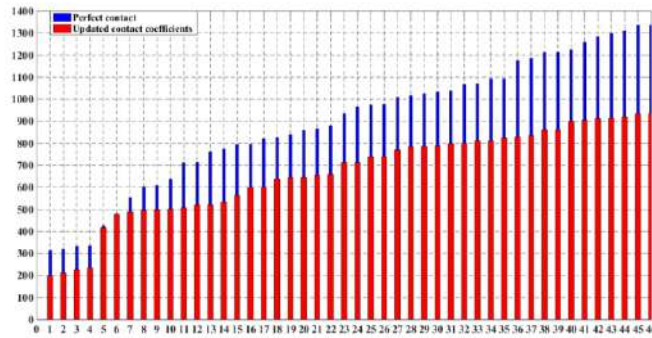


Figure IV.96. Impact de la modélisation des bobines, têtes de bobines et la carcasse sur les fréquences propres

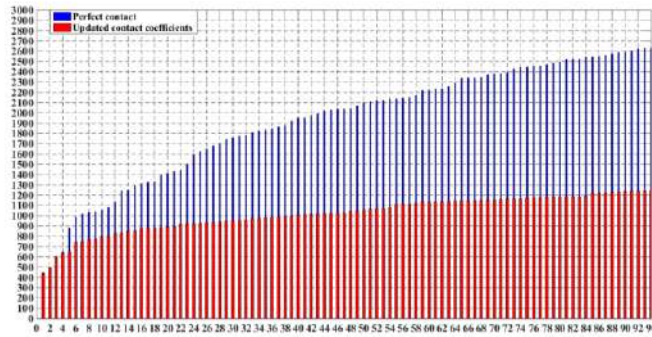
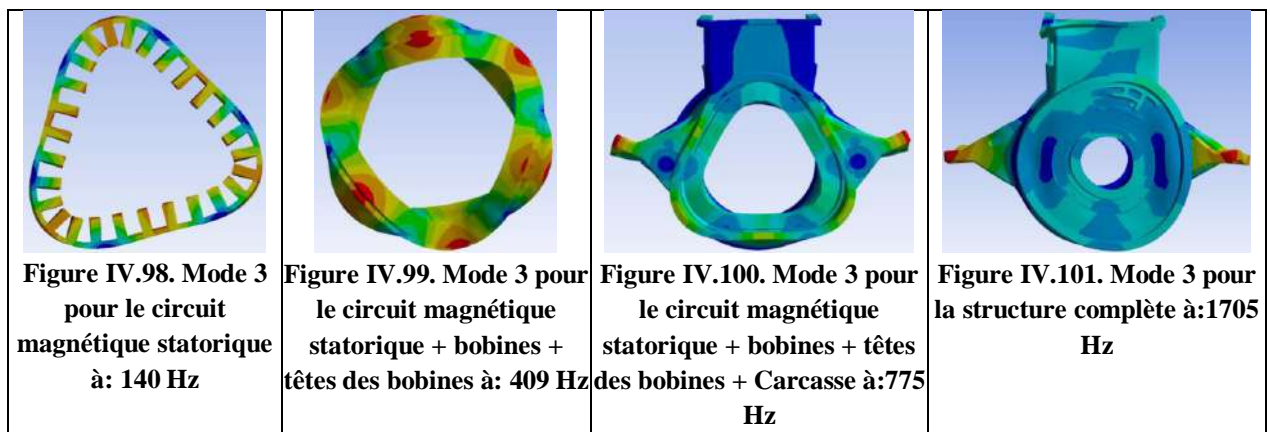


Figure IV.97. Impact de la modélisation de la structure complète sur les fréquences propres

Pour conclure l'analyse modale permet de déduire les fréquences naturelles de la structure, ce qui permet de savoir si l'une de ces fréquences sera excitée par la force électromagnétique appliquée à la surface interne du stator. Cette étude peut être réalisée en considérant plusieurs parties de la machine séparément afin d'identifier, dans le cas d'une erreur d'assemblage, si une fréquence naturelle de la structure est excitée. On peut noter que l'assemblage réalisé aboutit à un écart des fréquences propres de la structure. Par exemple, le mode 3 est excité à une fréquence de 140 Hz lorsque seul le circuit magnétique du stator est considéré, tandis que le même mode est excité pour une fréquence égale à 409 Hz lorsque l'on considère le circuit magnétique du stator assemblé avec les bobines et les têtes de bobines et à une fréquence de 775 Hz en ajoutant la carcasse avec le circuit de refroidissement et enfin à une fréquence de

1705 Hz en tenant compte de la structure complète. La Figure IV.98, Figure IV.99, Figure IV.100 et Figure IV.101 présente l'évolution de l'excitation du mode 3 en fonction de la prise en compte de différents composants de la structure. Ainsi nous pouvons conclure qu'avec l'ajout du bobinage, des flasques et de la carcasse la rigidité mécanique de la structure augmente engendrant ainsi des fréquences propres plus élevées pour chaque mode excité. Néanmoins, la machine fonctionne à basse vitesse (228 tr / min - 320 tr / min), ce qui correspond à une plage de fréquences de rotation comprise entre 3,8 Hz et 5,3 Hz. Cela fait que la fréquence électrique de la machine oscille entre 91,2 Hz et 127,2 Hz. Ainsi, on peut remarquer qu'il y a une marge avant d'atteindre la première fréquence naturelle de la structure.



IV.5.3.2. Analyse vibratoire

L'analyse en charge des vibrations est très consommatrice en temps de calcul, car le maillage magnétique au niveau du rayon intérieur de l'alésage statorique doit être fin pour permettre une répartition satisfaisante de la force magnétique sur les faces des dents. Pour ce faire, la carcasse est prise en compte en tant que cylindre creux, les têtes de bobines en tant qu'anneaux collés aux bobines, le circuit de refroidissement en tant que succession de cylindres creux collés entre le circuit magnétique statorique et la carcasse, enfin les flasques sont modélisés comme des disques creux. La Figure IV.102 présente les éléments de structure après simplification et la Figure IV.103 donne un aperçu du maillage mécanique.

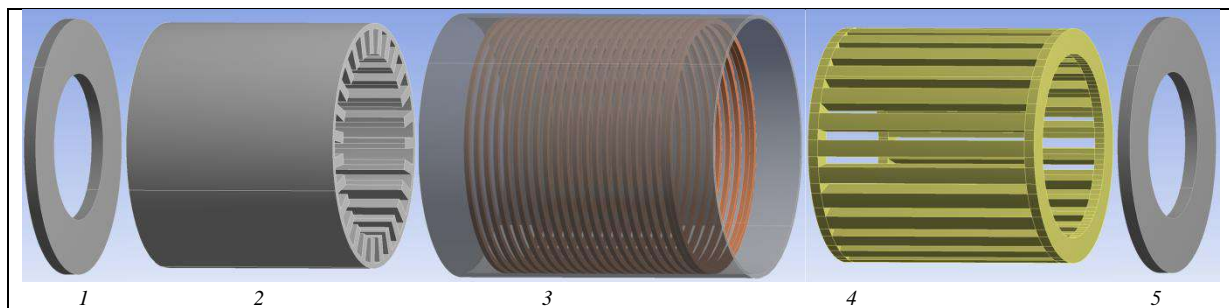


Figure IV.102. Vue éclatée de la structure modélisée après simplification géométrique (1: flasque; 2: circuit magnétique statorique; 3: carcasse avec circuit de refroidissement; 4: bobines et têtes de bobines; 5: flasque)

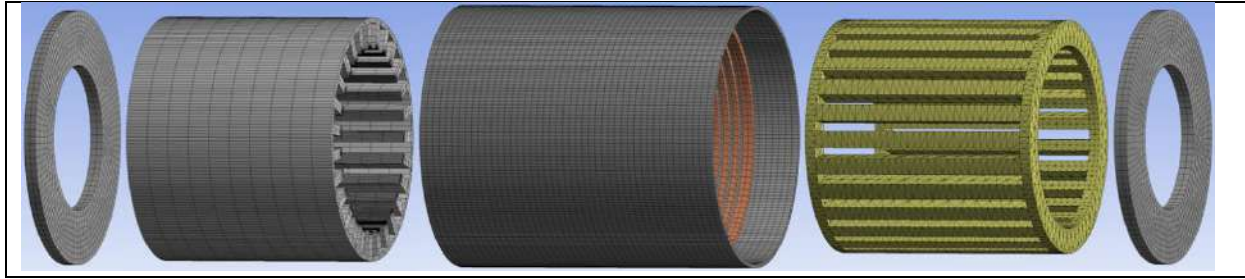


Figure IV.103. Vue du maillage mécanique

IV.5.3.2.1. Analyse structurelle sous contraintes magnétiques statiques

Tel que discuté au cours du chapitre précédent, le modèle magnétique et mécaniques sont utilisés séparément. Le modèle magnétique est utilisé pour calculer les densités de flux magnétiques dans l'entrefer, qui servent à calculer les composantes normales et tangentielles de la pression magnétique. Ensuite, une analyse harmonique est effectuée afin de déterminer les fréquences de la contrainte magnétique appliquée sur la structure statorique. Le modèle mécanique est ensuite utilisé pour une analyse structurelle sous contrainte qui calcule les déplacements et les déformations correspondants pour chaque harmonique de la pression magnétique. Dans ce cas, les pressions appliquées ont une forme d'onde sinusoïdale.

Cette étude montre que les harmoniques 27, 3, 24 et 0 sont responsables d'un niveau élevé de déformations (déplacements), comme indiqué dans le Tableau IV.18. Les Figure IV.105, Figure IV.106 et Figure IV.107 montre le déplacement U_x , U_y et U_z pour le 27e harmonique de la pression magnétique au bout d'arbre (DE) sur une trajectoire circulaire comme illustré à la Figure IV.104. Tel que présenté les déplacements selon x et y responsables de la déformation radiale sont 5 fois plus grand que le déplacement selon z qui correspond l'axe de rotation de la machine.

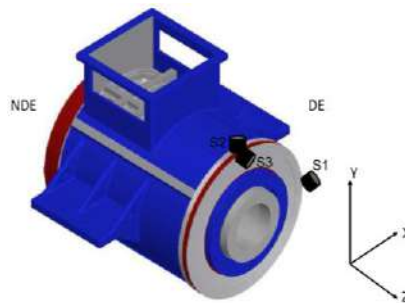


Figure IV.104. Vue sur les emplacements des capteurs de déplacement

Tableau IV.18 Analyse structurelle sous contraintes magnétiques statiques

Rank	F(Hz)	Pn(Pa)	Pt(Pa)	$U_x(m)$ at NDE	$U_y(m)$ at NDE	$U_z(m)$ at NDE	$U_x(m)$ at DE	$U_y(m)$ at DE	$U_z(m)$ at DE
0	--	2,105e5	5,762e4	2,15e-07	2,05e-07	1,17e-07	1,75e-07	1,65e-07	9,41e-08
3	11,4	7,892e4	6,827e4	2,49e-07	5,00e-08	1,74e-08	2,41e-07	4,21e-08	1,43e-08
6	22,8	3,667e4	3508	1,62e-09	1,36e-10	3,77e-10	1,62e-09	1,80e-10	5,23e-10
9	34,2	2,290e4	2156	1,29e-09	9,00e-11	1,79e-10	1,20e-09	7,86e-11	1,63e-10
12	45,6	1,041e4	9267	6,61e-10	2,95e-10	1,02e-10	6,04e-10	2,42e-10	9,60e-11
15	57	1,030e4	6232	2,68e-10	1,57e-10	7,44e-11	2,33e-10	1,24e-10	7,61e-11
18	68,4	8727	1,469e4	5,64e-10	2,51e-10	8,95e-11	5,18e-10	1,88e-10	8,73e-11

21	79,8	4,243e4	1,377e4	2,32e-10	1,29e-10	2,81e-10	3,12e-10	1,75e-10	4,17e-10
24	91,2	1,183e5	3,252e4	2,38e-07	1,66e-08	6,62e-09	2,31e-07	1,41e-08	6,41e-09
27	102,6	2,015e5	1,541e5	3,48e-07	3,43e-07	7,20e-08	2,82e-07	2,75e-07	5,75e-08
30	114	2,273e4	1,481e4	4,35e-08	6,46e-09	2,32e-09	4,21e-08	5,43e-09	1,97e-09

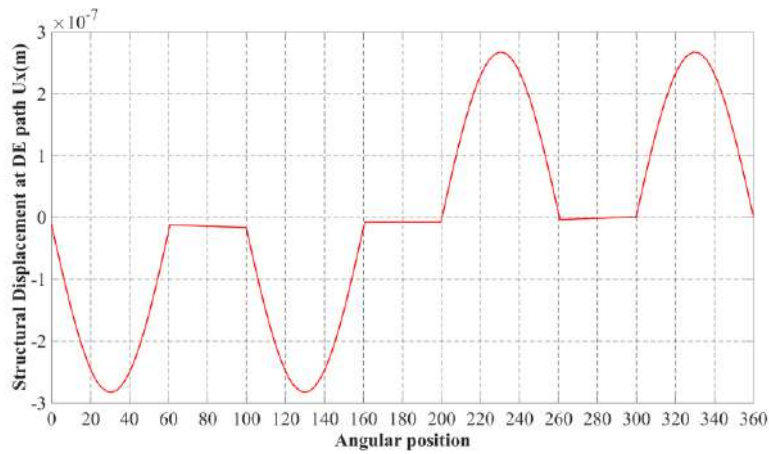


Figure IV.105. Exemple de déplacement U_x correspondant au 27e harmonique de la pression magnétique au bout d'arbre (DE) sur une trajectoire circulaire

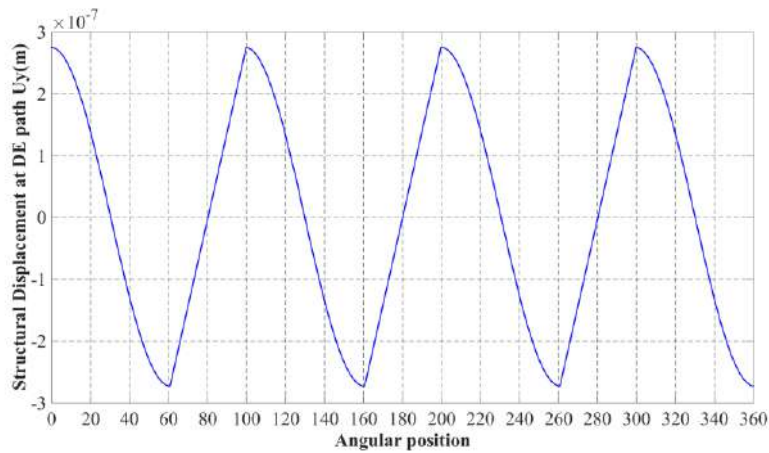


Figure IV.106. Exemple de déplacement U_y correspondant au 27e harmonique de la pression magnétique au bout d'arbre (DE) sur une trajectoire circulaire

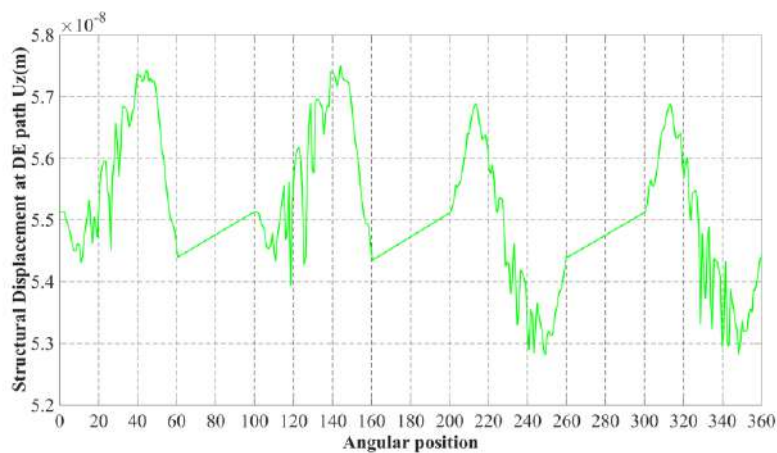


Figure IV.107. Exemple de déplacement U_z correspondant au 27e harmonique de la pression magnétique au bout d'arbre (DE) sur une trajectoire circulaire

IV.5.3.2.2. Analyse structurelle sous contraintes magnétiques transitoires

Dans une analyse structurelle sous contraintes magnétiques transitoires, les forces magnétiques locales sont d'abord calculées sur un support de maillage magnétique, comme illustré à la Figure IV.108 et la Figure IV.109. Ces forces servent alors de données d'entrée pour le modèle mécanique et s'appliquent de la même manière sur les points de référence créés sur la structure mécanique au niveau des faces des dents de l'alésage statorique. Ensuite, ils sont transférés aux éléments de maillage mécanique tout en résolvant les problèmes vibroacoustiques multi-physiques.

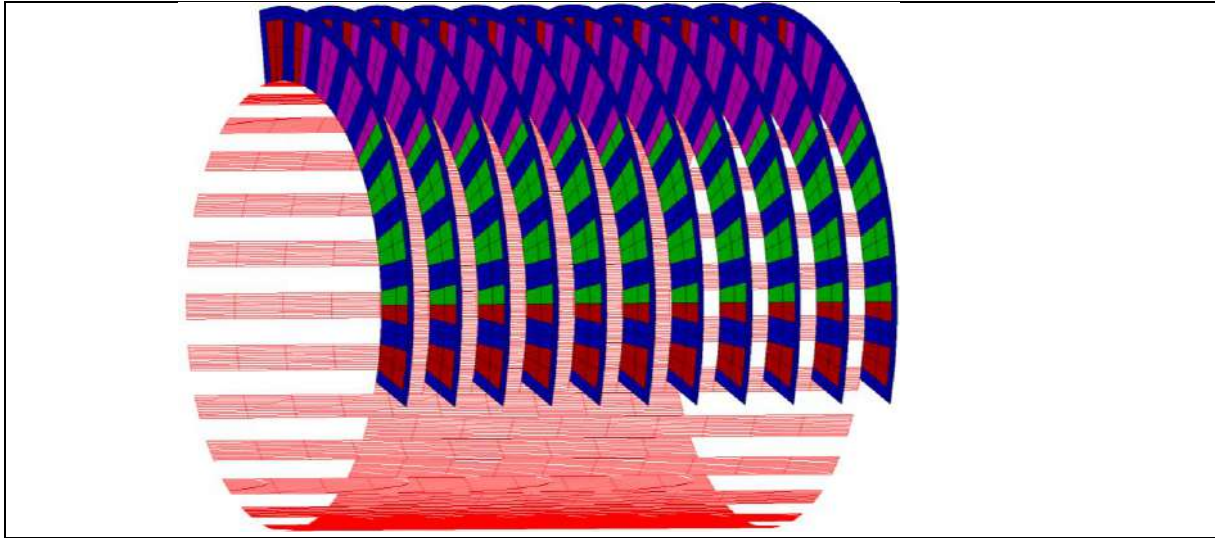


Figure IV.108. Vue du support de calcul des forces magnétiques

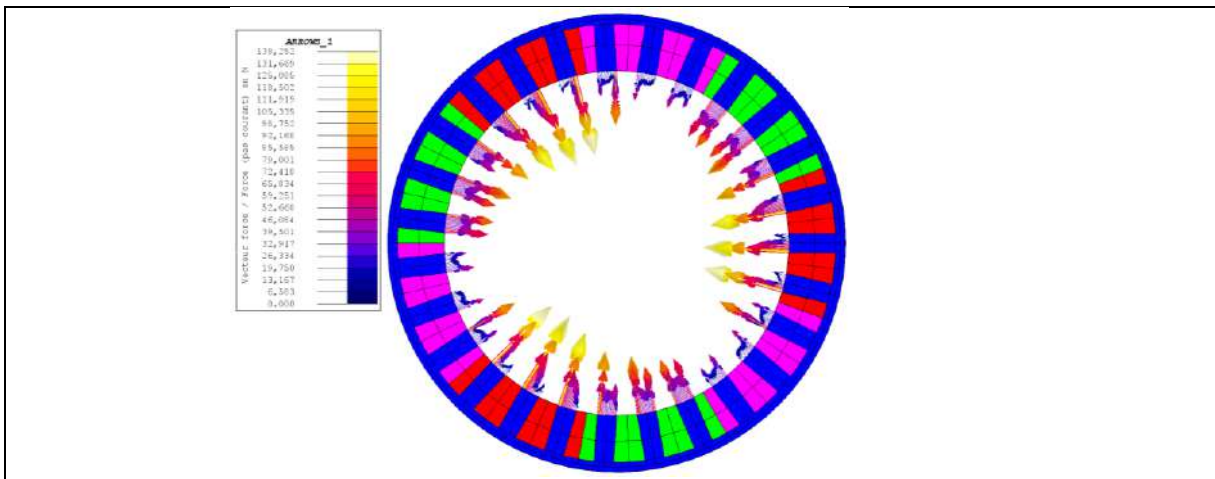


Figure IV.109. Vue de la répartition des forces magnétiques sur le rayon intérieur de l'alésage statorique pour le premier pas de temps

L'investigation du comportement vibratoire est effectuée pour une vitesse de rotation fixe égale à 228 tr / min. Les déplacements obtenus ont une fréquence moyenne égale à 92,1659 Hz (Figure IV.110, Figure IV.111, Figure IV.112, Figure IV.113, Figure IV.114 et Figure IV.115), ce qui correspond approximativement à 24 fois la fréquence de rotation ($228/60 = 3,8$ Hz, puis $24 * 3,8 = 91,2$ Hz), qui est égale à deux fois la fréquence électrique du moteur.

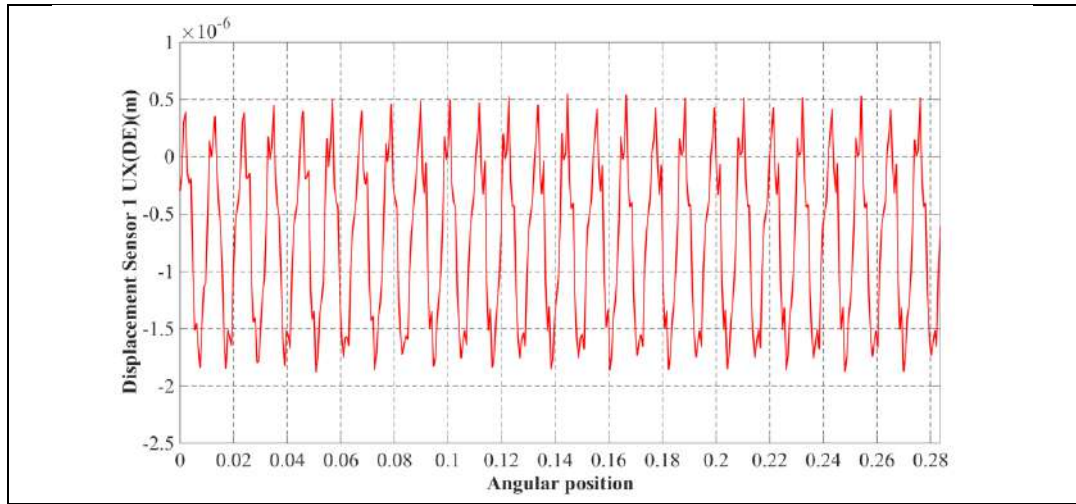


Figure IV.110. Déplacement Ux (m) à DE en fonction du temps

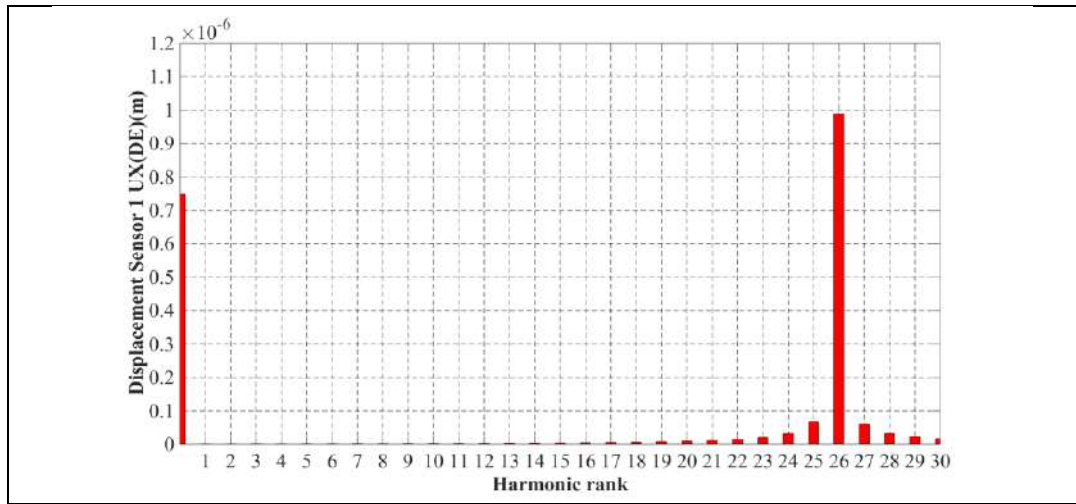


Figure IV.111. Contenu harmonique du Ux(m) at DE

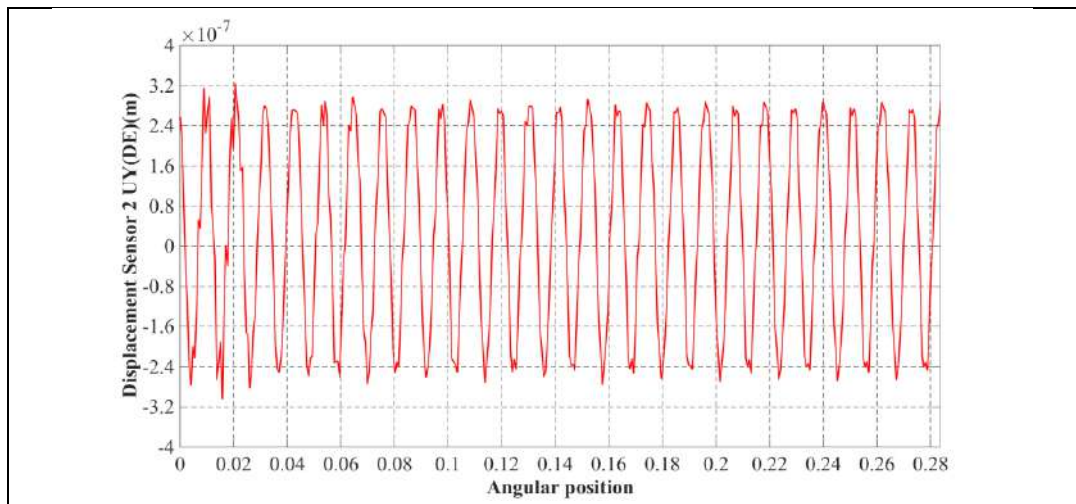


Figure IV.112. Déplacement Uy (m) à DE en fonction du temps

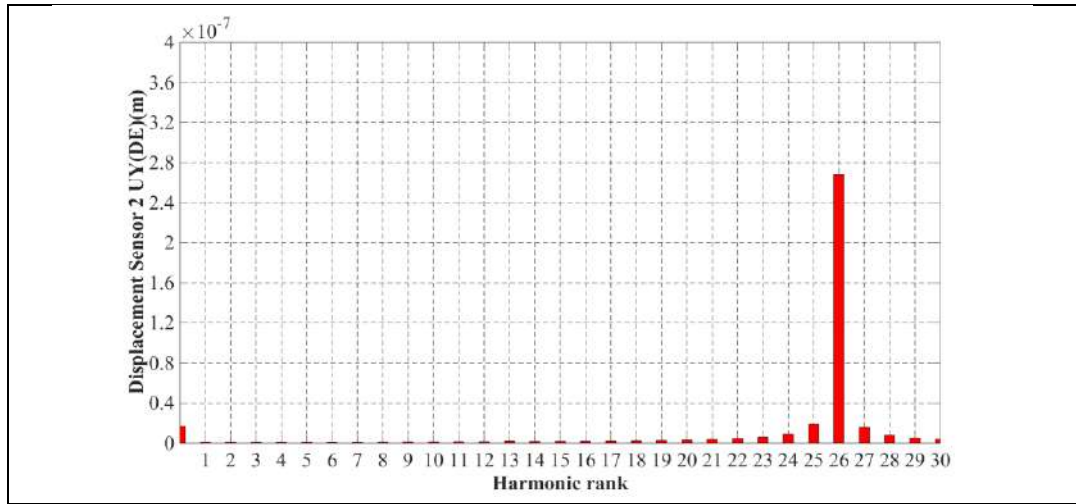


Figure IV.113. Contenu harmonique du Uy(m) at DE

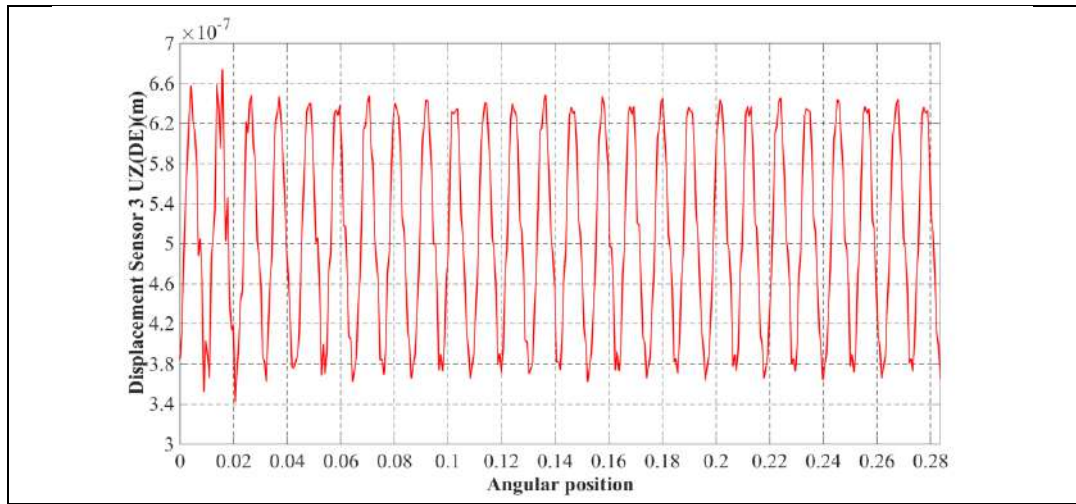


Figure IV.114. Déplacement Uz (m) à DE en fonction du temps

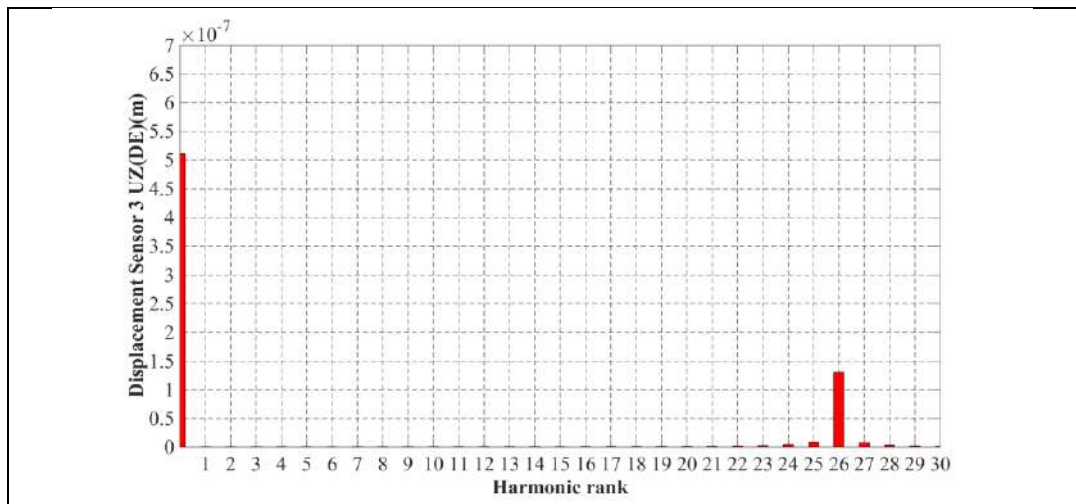


Figure IV.115. Contenu harmonique du Uz(m) at DE

IV.5.3.2.3. Comparaison des résultats

IV.5.3.2.3.1. Présentation de test

Il est clair que le strict minimum à avoir c'est les capteurs plus le conditionneur de signaux. Cependant, pour l'acquisition on peut utiliser le matériel déjà disponible au labo (oscilloscope ou carte d'acquisition). Ainsi, une chaîne de mesure de vibrations doit remplir les fonctions suivantes :

- Transformer la vibration mécanique en signal électrique.
- Conditionner le signal de sortie du capteur pour le rendre exploitable et transportable.
- Intégrer le signal.
- Limiter la plage de fréquences du signal.
- Amplifier de nouveau le signal obtenu.
- Numériser le signal.

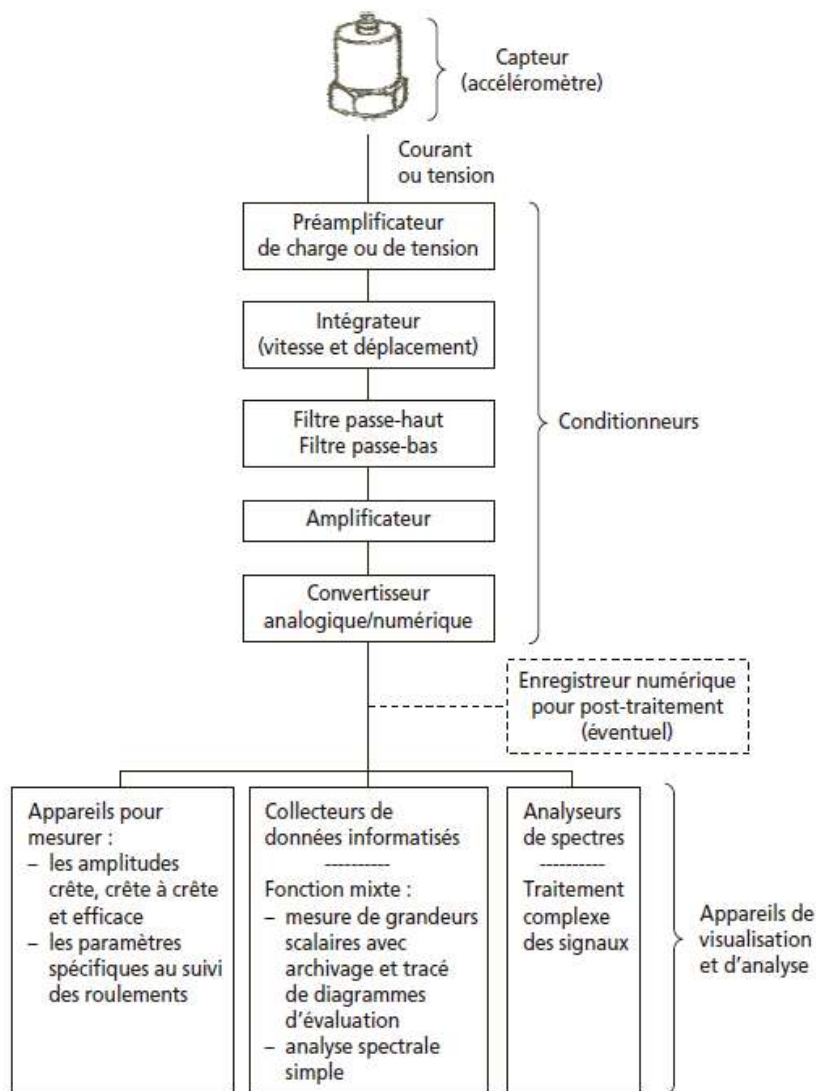


Figure IV.116. Synoptique d'une Chaîne de mesures de vibrations

IV.5.3.2.3.1.1. Choix de l'accéléromètre

IV.5.3.2.3.1.1.1. Choix de la technologie

Les accéléromètres utilisent un système masse-ressort afin de générer une force proportionnelle à la vibration. Il existe ainsi plusieurs familles d'accéléromètres on peut citer :

IV.5.3.2.3.1.1.2.1. Les accéléromètres piézoélectriques à charge électrique :

Les accéléromètres piézoélectriques à charge : la force est appliquée sur l'élément piézoélectrique produit une charge à ces bornes proportionnelle à l'accélération. Les accéléromètres PE sont autoalimentés, de ce fait ils ne nécessitent pas de source externes. Ils sont capables de fonctionner pour des températures élevées mais ils sont contraints par une haute impédance de sortie qui impose l'utilisation de câbles à faible niveau de bruit aussi bien que des amplificateurs pour le conditionnement du signal de sortie.

IV.5.3.2.3.1.1.2.2. Les accéléromètres CCLD / Deltatron IEPE :

Les accéléromètres piézoélectriques de type CCLD sont des PE à charge avec préamplificateur intégré possédant ainsi une sortie tension à faible impédance. Il s'agit donc d'accéléromètres hermétiquement fermés réduisant l'influence de l'environnement sur les mesures. Ces capteurs ont une faible susceptibilité aux radiations électromagnétiques et une faible impédance de sortie grâce à l'amplificateur intégré. Cela permet donc l'utilisation de câbles coaxiaux pas chère.

IV.5.3.2.3.1.1.2.3. Les accéléromètres piézorésistifs

Les accéléromètres piézorésistifs sont basés sur une technologie MEMS. Le changement de la résistance électrique de l'élément PR est proportionnel au stress mécanique appliqué sur les ressorts tenant la masse sismique. Ces accéléromètres incluent des freins mécaniques intégrateurs et offre une rigidité exceptionnel tout en assurant un excellent rapport mesure/bruit. Le Tableau IV.19 compare ces différentes technologies en termes de performances:

Tableau IV.19 Comparaison de différentes technologies des accéléromètres

	Piezoelectric (PE) Charge	PE CCLD	Piezoresistive (PR)
Weight (relative)	Very low	Very Low	Low
Miniature Design Capability	Yes	Yes	No
Useful Frequency Range Capability	Very high	Very high	Low
Sensitivity to Vibration	High	High	Low
Suitability for High Temperature	Yes	No	No
DC Response	No	No	Yes
TEDS	No	Yes	No
Sensitivity to Environment	Low	Very low	Low
Flat Phase Response at HF	Yes	Yes	No
Suitability for Shock Measurements	Medium	Medium	Low
Long Pulse (crash testing)	No	No	Yes
High g Survivability, ruggedness	Medium	Medium	Medium
Self-generating	Yes	No	No
Long Cables (low impedance output)	No	Yes	Yes
Cryogenic Temperature	Yes	No	No
Synonym	Charge	DeltaTron®, IEPE	Bridge

IV.5.3.2.3.1.1.2. Les paramètres de mesures

IV.5.3.2.3.1.1.2.1. La limite fréquentielle inférieure :

C'est normalement la fréquence pour laquelle la réponse change de 10% comparé à la réponse à 159,2 Hz. Pour les PE à charge cette fréquence est déterminée en fonction de l'amplificateur utilisé. Cependant, pour les accéléromètres PE CCLD et le PR cette limite fréquentielle peut être spécifié précisément comme l'amplificateur est intégré.

IV.5.3.2.3.1.1.2.2. La limite fréquentielle supérieure :

C'est la fréquence pour laquelle la réponse change de 10% comparé à la réponse à 159,2 Hz. Normalement, il s'agit du 1/3 de la fréquence de résonance du système masse-ressort utilisé dans le capteur.

IV.5.3.2.3.1.1.2.3. Le niveau de bruit résiduel :

Ce niveau est déterminer à partir du bruit générer par le capteur et l'amplificateur. Dans la plupart des cas, cela est généralement déterminer par le bruit électronique. Pour les faibles niveaux de vibration, le niveau de bruit résiduel est plus important que la sensibilité du capteur et masque le faible niveau de vibration.

IV.5.3.2.3.1.1.2.4. Plage de fonctionnement maximale :

Cette plage est déterminée par la variation de la tension maximale possible si un préamplificateur est utilisé ainsi que le niveau maximal de de stress mécanique supporté par le capteur sans induire quelconques déformations. La figure qui suit illustre un exemple :

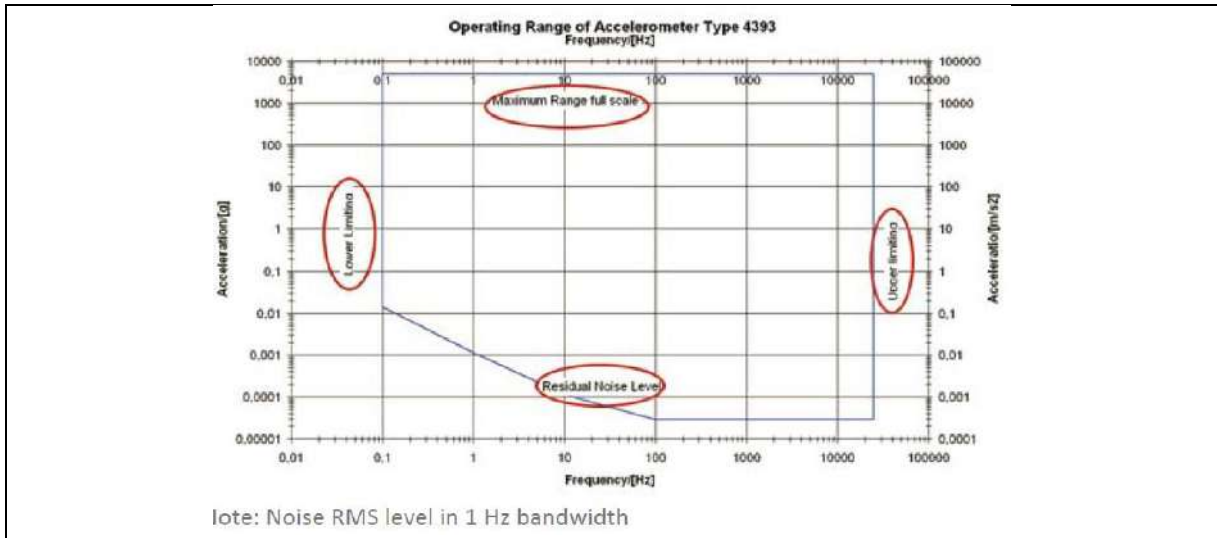


Figure IV.117. Plage de fonctionnement maximale d'un accéléromètre

IV.5.3.2.3.1.1.2.5. Influence de la température :

Les accéléromètres sont capables de fonctionner pour une grande plage de température. Cependant, les propriétés des matériaux PE constituant ces capteurs varient en fonction de la température modifiant ainsi la tension de sortie, la sensibilité de charge, et l'impédance en comparaison avec des valeurs de références obtenues pour une température de référence.

La configuration de test utilisée pour les mesures expérimentales est présentée dans la Figure IV.118 et listée ci-dessous.

- Accouplement flexible pour le raccordement du moteur au châssis;
- Capteur piézoélectrique monté sur le cadre.
- Moteur électrique testé, modèle AE-1200 Mystère;
- Matériel d'acquisition de mesure de vibrations;
- Alimentation du moteur, contrôle et surveillance de la température.

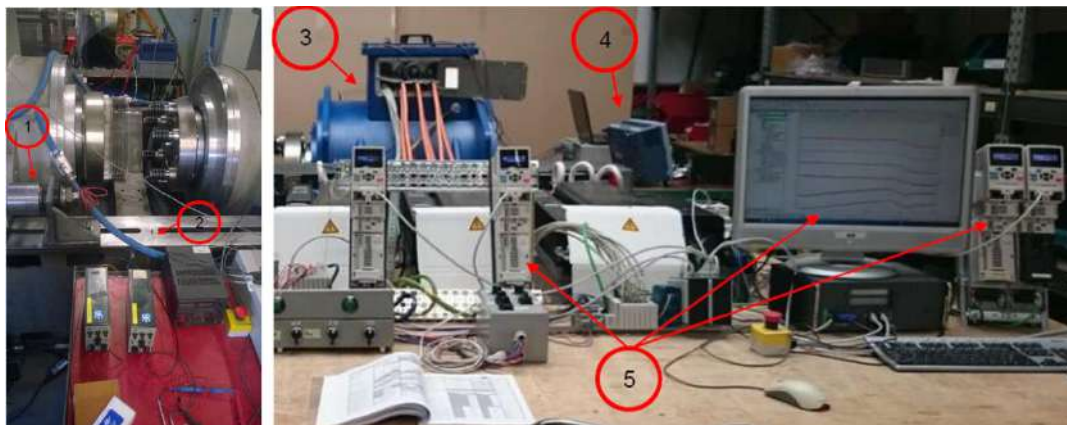


Figure IV.118. Présentation de la configuration du test

Pour les mesures de vibrations, les équipements suivants ont été utilisés:

IV.5.3.2.3.1.1.3. Amplificateur de charge Brüel&Kjær 2635



Figure IV.119. Amplificateur de charge Brüel&Kjær 2635

L'amplificateur de charge type 2635 est un amplificateur de conditionnement complet équipé pour les applications suivantes:

- Mesures générales des vibrations avec un accéléromètre piézoélectrique
- Mesures sonores avec hydrophones piézoélectriques (sondes sous-marines).

La sortie du 2635 peut être acheminée vers des magnétophones portables et des enregistreurs de niveau, des voltmètres électroniques, des amplificateurs de mesure et des analyseurs de fréquence. Il peut être alimenté par des batteries internes ou par une alimentation externe en courant continu, ce qui le rend utile à la fois sur le terrain et en laboratoire.

IV.5.3.2.3.1.1.3.1. Les usages:

- Mesure des vibrations en champ et en laboratoire en termes d'accélération, de vitesse et de déplacement, ainsi que l'accéléromètre piézoélectrique et le voltmètre ou l'amplificateur de mesure
- Enregistrement sur le terrain des vibrations et autres signaux avec enregistreurs portatifs et enregistreurs de niveau
- Mesures acoustiques sous l'eau avec hydrophone
- Mesures d'impédance mécanique

IV.5.3.2.3.1.1.3.2. Fonctionnalités:

- Entrée de charge
- Conditionnement à 3 chiffres de la sensibilité du transducteur
- Niveaux de sortie unifiés pour un étalonnage simplifié du système
- Haute sensibilité jusqu'à 10 V / pC
- Intégrateurs intégrés pour le déplacement et la vitesse
- Limites basse et haute fréquence commutable
- Oscillateur de test intégré

IV.5.3.2.3.1.1.4. Accéléromètre piézoélectrique Brüel&Kjær 4375



Figure IV.120. Accéléromètre piézoélectrique Brüel&Kjær 4375

Le Capteur PE 4375 est un accéléromètre miniature DeltaShear uni-gain avec un faible poids et une fréquence de résonance élevée. Il dispose d'un câble intégral à faible bruit, 10-32 UNF et un trou fileté M3 pour le montage. Le type 4375-V a les mêmes spécifications et la même stabilité que le type 4375, mais il a une tolérance de sensibilité détendue.

IV.5.3.2.3.1.1.4.1. Les usages

- Mesures à haute fréquence
- Test de vibrations
- Mesures sur structures légères

IV.5.3.2.3.1.1.4.2. Caractéristiques

- Petite taille
- Faible poids
- Câble intégral

Type No.	4375	4375-V	
General			
Weight (excluding cable, wherever applicable)	gram	2.4	
	oz	0.085	
Charge Sensitivity (at 159.2 Hz)	pC/ms ⁻²	0.316 ± 2%	0.316 ± 15%
	pC/g	3.10 ± 2%	3.10 ± 15%
Frequency Range (±10% limit)	Hz	0.1 to 16500	
Mounted Resonance Frequency	kHz	55	
Max. Transverse Sensitivity (at 30 Hz, 100 ms ⁻²)	%	<4	
Transverse Resonance Frequency	kHz	18	
Max. Operational Continuous Sinusoidal Acceleration (peak)	kms ⁻²	50	
	g	5000	
Electrical			
Residual Noise Level (measured with NEXUS Type 2692-001 in the specified frequency range)	mms ⁻²	5.2	
	mg	0.52	
Capacitance (excluding cable)	pF	625	
Min. Leakage Resistance (at 20 °C)	GΩ	20	
Environmental			
Operating Temperature Range	°C	-74 to +250	
	°F	-101 to +482	
Temperature Coefficient of Sensitivity	%/°C	0.05*	
	ms ⁻² /°C	5	
Temperature Transient Sensitivity (3 Hz Low. Lim. Freq. (-3 dB, 6 dB/octave))	g/°F	0.275	
	ms ⁻² /με	0.005	
Base Strain Sensitivity (at 250 με in the base plane)	g/με	0.0005	
	ms ⁻² /T	30	
Magnetic Sensitivity (50 Hz, 0.038 T)	g/kGauss	0.3	
	kms ⁻²	250	
Max. Non-destructive Shock (± peak)	g	25000	
	Mechanical		
Housing Material	Titanium ASTM Grade 2		
Piezoelectric Sensing Element	PZ 23		
Construction	DeltaShear		
Sealing	Welded		
Electrical Connector	Integral cable, 10-32 UNF-2B		
Mounting	M3 × 1.6 mm threaded hole		
Mounting Torque	Max.	Nm (lb-ft)	3.0 (8.8)
	Min.		

* In the temperature range -25 to +125 °C (-13 to +257 °F)

Figure IV.121. Caractéristique de l'amplificateur de charge Brüel&Kjær 2635

IV.5.3.2.3.1.1.5. Oscilloscope LeCroy WaveSurfer 424



Figure IV.122. Oscilloscope LeCroy WaveSurfer 424

IV.5.3.2.3.1.1.6. ZES Zimmer Power Analyzer LMG 500



Figure IV.123. ZES Zimmer Power Analyzer LMG 500

IV.5.3.2.3.2. Analyse et comparaison des résultats

Dans cette section, les mesures expérimentales, pour les configurations en charge et les configurations à vide, sont indiquées aux Figure IV.124 et Figure IV.125.

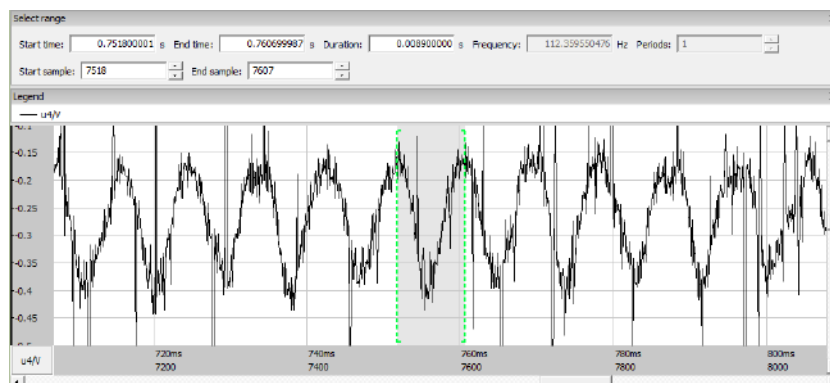


Figure IV.124. Moteur (en charge) 280 tr / min, vibration de 112 Hz (mesurée sur la carcasse)

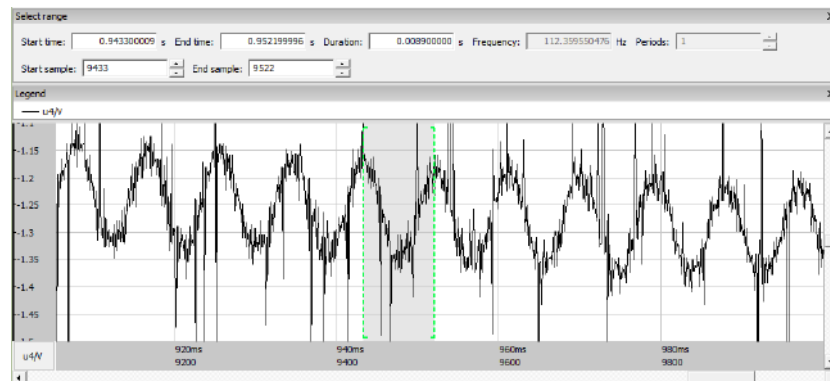


Figure IV.125. Moteur (à vide) 280 tr / min, vibration à 112 Hz (mesurée sur la carcasse)

La Figure IV.124 présente, pour une vitesse de rotation égale à 280 tr / min, les déplacements mesurés lorsque le moteur électrique est chargé, tandis que la Figure IV.125 présente les déplacements mesurés lorsque le moteur est à vide. Ainsi, on peut noter que les vibrations mesurées ne sont pas liées au couplage avec le moteur d'entraînement ou à la charge et il apparaît également que la fréquence de vibration est proportionnelle à la vitesse de rotation. Dans le cas où la vitesse est égale à 280 tours / minute, la fréquence de vibration est égale à 112 Hz, ce qui correspond à 24 fois la fréquence de rotation. Alors que, dans le cas où la vitesse est égale à 320 tr / min, la fréquence des vibrations est égale à 128 Hz, ce qui correspond également à 24 fois la fréquence de rotation. En fait, 24 fois la fréquence de rotation n'est autre que le double de la fréquence électrique de la machine.

Dans l'analyse structurelle sous contraintes variables dans le temps et à partir des déplacements harmoniques obtenus, on peut noter que le nombre de pôles 24 est responsable d'un niveau élevé de vibrations. L'analyse structurelle sous contraintes statiques montre que les harmoniques 27, 3, 24 sont responsables de déformations considérables. Ajoutons à cela les résultats de mesures expérimentales qui confirment les résultats obtenus des simulations EF et indiquent le nombre de pôles influençant les vibrations dans ce type de machines. On peut alors en conclure que les combinaisons nombre d'encoches statoriques et le nombre de pôles rotoriques sont déterminantes pour le niveau de vibrations. En fait, pour réduire le niveau de vibrations, il est possible d'agir sur les pôles et le nombre d'encoches dans la phase de préconception, si possible. Sinon, on peut agir sur la rigidité de la carcasse même en augmentant son épaisseur ou en ajoutant des renforts (crochets, barres...) comme proposé à la Figure IV.126.

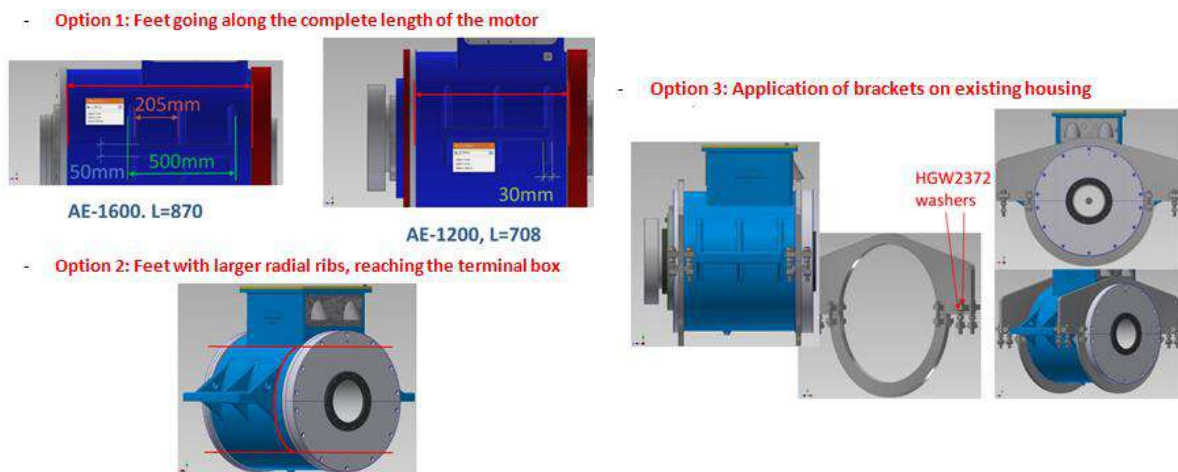


Figure IV.126. Présentation des techniques de renforcement de la carcasse

IV.5.4. Conclusion de l'étude de la MSAPFR

Cet étude détaille le processus d'analyse vibroacoustique d'un moteur électrique d'origines électromagnétiques en prend en compte les coefficients de contact. On peut alors en conclure que les vibrations mesurées sont dues à des origines électromagnétiques en utilisant une analyse structurelle sous des contraintes magnétiques variables dans le temps.

Deuxièmement, l'analyse modale a montré que les fréquences naturelles de la structure peuvent ne pas être excitées par les forces électromagnétiques car leur plage de fréquences est située un peu loin des harmoniques principaux de la pression magnétique. En fait, cela ne signifie pas qu'il n'y a pas de vibrations, mais que celles qui sont obtenues sont principalement dues à la distribution de force magnétique rotative (déformation de la structure).

Enfin, l'analyse structurelle sous contraintes statique a permis de calculer l'amplitude de vibration pour chaque rang harmonique de la pression magnétique et de déterminer que les niveaux de vibration les plus élevés sont obtenus pour les rangées d'harmoniques situées dans l'intervalle:(27-24).

IV.6. Conclusion

Dans ce chapitre, des études de performances des différentes structures de machines ont été présentées. L'objectif étant d'étudier le comportement vibroacoustique en se focalisant sur la méthodologie permettant de coupler les deux physiques à savoir le magnétique et la mécanique pour des structures à flux axial et radial et aussi de comparer le niveau de bruit des deux machines à flux axial ayant le même cahier des charges (MDCF et MSAPFA).

Dans la première partie de ce chapitre, l'impact du choix du nombre d'encoche et le nombre de paires de pôles sur la réponse magnéto-vibroacoustique d'une MDCF a été étudié. Pour ce faire, une étude paramétrique magnétique en fonction de la polarité de la machine a été faite permettant de minimiser le couple de détente et l'ondulation de couple et de maximiser le couple électromagnétique moyen. Cette étude a été complétée par une analyse du comportement vibroacoustique de la structure en se basant sur deux approches de modélisation. Ces deux approches sont fondées sur un couplage faible entre deux modèles EF 3D à savoir le modèle magnétique et le modèle mécanique. La première approche est basée sur une étude vibroacoustique sous contraintes magnétiques qui varient dans le temps. La deuxième approche est basée sur une superposition modale. Ces deux méthodes d'analyse ont permis de quantifier et de conclure efficacement sur l'adaptabilité acoustique de la structure pour une application embarquée.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, une étude magnétique d'une MSAPFA est faite à partir d'un modèle éléments finis 3D. Cette étude magnétique à été suivie par une étude mécanique permettant, tout d'abord, l'analyse et le dimensionnement du disque rotorique de la structure. Ensuite, le comportement vibratoire d'origine électromagnétique de cette machine à été étudié à partir d'un couplage faible entre deux modèles magnétique mécanique. Le modèle magnétique permettant le calcul des efforts électromagnétiques qui servent d'entrée pour le modèle mécanique qui à son tour permet l'estimation des vibrations de la machine.

Dans la troisième partie de ce chapitre une MSAPFR 27 encoches / 24 pôles a été étudiée afin de déterminer l'origine des bruits mystérieux constater par mesure après le la

phase du prototypage. Pour réaliser cette investigation, une analyse électromagnétique est d'abord réalisée à l'aide d'un modèle EF quasi 3D permettant de calculer les grandeurs magnétiques de la machine. Ensuite, une analyse modale est effectuée en utilisant un modèle structurel EF 3D afin de calculer les fréquences propres du moteur pour deux cas de contact que ce soit parfait ou ajusté. Ces fréquences propres sont ensuite corrélées avec les harmoniques de pression magnétique pour extraire les modes éventuellement excités et montrer l'influence des coefficients de contact sur les résultats globaux. Par la suite, une analyse mécanique structurelle sous des contraintes magnétiques statiques est effectuée. Par conséquent, et pour chaque harmonique de la pression magnétique, la réponse vibratoire est calculée afin de déterminer lequel des harmoniques est responsable des déplacements d'ordre élevé. Enfin, une analyse mécanique structurelle sous des contraintes magnétiques variables dans le temps est effectuée permettant de calculer, à une vitesse de fonctionnement choisie, la réponse vibratoire de la machine en utilisant la distribution des forces magnétiques locales. Ainsi l'ajout des renforts sous forme des barres au niveau du châssis a été proposé afin de réduire le niveau de vibrations.

Conclusion générale

Ce travail de thèse traite la problématique des émissions vibroacoustique des machines électriques tournantes et spécialement les machines discoïdes à flux axiale. La problématique de bruit et vibrations des machines électriques devient de plus en plus critiques pour tout type d'application. Ce mémoire de thèse aborde la problématique dans un contexte d'utilisation pour les véhicules électriques et hybrides. L'environnement et l'ensemble des contraintes liées à la conception et dimensionnement de machines électriques dédiées à la traction électrique ont été évoqués. Une veille scientifique sur les besoins particuliers de ce domaine d'application a été présentée. Un état de l'art, sur la motorisation électrique (système complet machine électrique + électronique de puissance et de control) pour différentes architectures véhicules avec des niveaux d'hybridation allons du léger au 100% électriques est présenté. Les avancées dans le développement, conception et fabrication des machines tournantes durant ces dernières décennies sont soulignées. Les machines discoïdes à flux axiale et particulièrement les machines à commutation de flux sont présentées comme des candidats potentiels pour la mobilité électrique.

Ce manuscrit ne s'intéresse pas seulement à l'identification et la mise en exergue de la problématique vibroacoustique mais surtout a apporté des solutions et des éléments de réponse à certaines contraintes. La problématique vibroacoustique étant trop vaste et trop complexe, ce travail de thèse se focalise sur les aspects vibroacoustiques d'origine électromagnétiques. Pour ce faire, les méthodes de réduction de bruit sont présentées mais seules les solutions de réduction passive sont évoquées. Ces solutions se basent sur le dimensionnement et la conception par optimisation de machines électriques performantes et moins bruyantes. Par conséquent, une modélisation multi-physique est indispensable.

Cela nous ramène au cœur de ce travail qui est le développement d'outils et de modèles multi-physique réunissant les critères suivants : généralité, rapidité, précision, et facilité de couplage.

Dans ce cadre plusieurs modèles électriques, magnétiques, mécaniques, thermiques, et acoustiques sont présentés. Différentes stratégies de couplages et d'approches de modélisation sont investiguées. Des conclusions sont tirées à chaque fois en fonction des besoins annoncés pour chaque étude.

Les principales contributions de ce travail de thèse d'un point de vue de modélisation multi-physique peuvent être résumées comme suit :

- Développement de codes (Analytiques, éléments finis et à constantes localisées) génériques applicables sur tout type de structure
- Modélisation 2D et 3D dédiée aux machines à flux axiales et radiales
- Prise en compte des non-linéarités des matériaux (magnétiques et mécanique)
- Prise en compte de l'amortissement
- Prise en compte de l'impact de la température sur les propriétés (électriques, magnétiques et mécanique) des matériaux
- Prise en compte de différents types de contacts structurels
- Développement de macros de couplage entre modèles multi-physiques

- Développement d'outils sur une même plateforme afin de faciliter le couplage
- Développement de codes adaptés pour le calcul parallèle
- Développement d'algorithmes de résolution adaptés aux besoins (plusieurs solveurs, plusieurs approches, modèle réduit)

Les principales études :

- Couplage magnéto-vibroacoustique cas d'application sur une machine synchrone à rotor bobiné dédié à la traction électrique
- Modélisation et conception par optimisation à base de constantes localisées thermo-magnéto-vibroacoustique d'une machine synchrone à concentration de flux
- Etude du comportement vibroacoustique d'une machine discoïde à commutation de flux :
 - o Impact des combinaisons pôles/encoches
 - o Etude de la déflexion des disques rotoriques sous contraintes afin de déterminer l'épaisseur minimale
 - o Approche de modélisation réduite à base d'analyse modale et du contenu harmonique de la pression magnétique
- Etude du comportement vibroacoustique d'une machine synchrone à aimants permanents à flux axial
- Comparaison des deux prototypes discoïdes à flux axial en termes de performances magnéto-vibroacoustique et de process de fabrication
- Investigation complète de l'origine de vibrations sur une machine synchrone à aimants permanents à flux radial et l'influence des coefficients de contacts sur le comportement vibratoire

Cette thèse s'inscrit dans la continuité de la thèse de Verez étant la première au laboratoire GREAH portant sur la problématique vibroacoustique, faisant partie du nouvel axe de recherche récemment adopté. A l'issue des travaux de Verez certaines perspectives ont été suggérer tel que :

- le calcul des déformations forcées qui souffre de beaucoup d'imprécision,
- la prise en compte réaliste des formes géométriques complexes des machines électriques,
- L'amélioration de la caractérisation des propriétés mécaniques des matériaux,
- La prise en compte des coefficients de contact entre les différentes régions de la machines afin d'améliorer la précision,
- La prise en compte de l'influence de la température, problématique mal connue pour la vibroacoustique des machines électriques mais qui a une importance primordiale dans une approche de dimensionnement multi-physique.

Ce mémoire est venu donc répondre à ces besoins et compléter l'approche de modélisation multi-physique ainsi que le développement de codes génériques à implémenter dans les outils de calcul du GREAH comme « SIMUMSAP » et « OPTIMSAP ». L'importance des mesures expérimentales vibroacoustique a été soulignée le long de ce

travail. Malheureusement, nous n'avons pas pu effectuer nos propres mesures alors que c'est l'axe que nous avions espéré développer en premier.

Cependant, la maturité ainsi que la généralité des modèles développés permettent aujourd'hui de passer au stade de validation et de calibration par rapport aux résultats expérimentaux. Cela sera mis comme perspectives des prochains travaux.

Annexe

I

Annexe

Références

Dhifli 2016	Dhifli Mouheb. Contribution au développement de structures discoïdes de machines électriques à aimants permanents à commutation de flux pour l'éolien.. Énergie électrique. Université du Havre; Normandie Université, France, 2016.
Verez 2014	Guillaume Verez. Contribution à l'étude des émissions vibroacoustiques des machines électriques. Cas des machines synchrones à aimants dans un contexte automobile.. Énergie électrique. Université du Havre; Normandie Université, France, 2014.
Boudet 2003	BOUDET, René. Comportement vibratoire de systèmes mécaniques. Ed. Techniques Ingénieur, 2003.
Garnier 2009	GARNIER, Bernard. Vibrations des structures industrielles: Notions de physique des vibrations. Techniques de l'ingénieur. Mesures et contrôle, 2009, no R6190.
Gieras 2006	GIERAS, J. F., WANG, C., et LAI, J. C. Noise of Polyphase Electric Motors–Taylor & Francis. 2006.
Plusquellec 2004	PLUSQUELLEC, Jacques. Vibrations. Techniques de l'ingénieur. Bruit et vibrations, 2004, no BR200.
Reigner 2003	REIGNER, Gilles. Rappels d'acoustique physique. Techniques de l'ingénieur. Mesures et contrôle, 2003, no R3112, p. R3112. 1-R3112. 9.
Fesi 2013	FESI. A2 Basics of Acoustics, 2013. http://fesi.eu/ [online].
Hansen 2001	HANSEN, Colin H. Fundamentals of acoustics. Occupational Exposure to Noise: Evaluation, Prevention and Control. World Health Organization, 2001.
Cassoret 1996	CASSORET, Bertrand. Réduction active du bruit magnétique des machines asynchrones directement connectées au réseau. 1996. Thèse de doctorat. Université d'Artois.
Pascal 2008	PASCAL, JEAN-CLAUDE. Vibrations et acoustique 2. Cours de l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs du Mans, Université du Maine, 2008.
Filippi 1998	FILIPPI, Paul, BERGASSOLI, Aime, HABAULT, Dominique, et al. Acoustics: basic physics, theory, and methods. Academic Press, 1998.
Zwicker 2013	ZWICKER, Eberhard et FASTL, Hugo. Psychoacoustics: Facts and models. Springer Science & Business Media, 2013.
Wastraete 2011	WASTRAETE, MICHEL. Véhicules électriques et hybrides. Dossier technique, ANFA, 2011.
Griset 2006	GRISSET, Pascal et LARROQUE, Dominique. L'odyssée du transport électrique. Cliomedia, 2006.
BLIND 2016	BLIND, As We Are. Jouer: entre plaisir et utilité Mémoires en mutation.
Ehsani 2018	EHSANI, Mehrdad, GAO, Yimin, LONGO, Stefano, et al. Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles. CRC press, 2018.
Bazzi 2013	BAZZI, Ali M. Electric machines and energy storage technologies in EVs and HEVs for over a century. In : Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2013 IEEE International. IEEE, 2013. p. 212-219.
Ostiari 2013	OSTIARI, Emmanuelle. Sustainable investment research, Lien 2013.
Husain 2011	HUSAIN, Iqbal. Electric and hybrid vehicles: design fundamentals. CRC press, 2011.
Prevair	http://www2.prevoir.org/
Dongsheng 2014	Ji, Dongsheng, Li, Liang, Wang, Yuesi, et al. The heaviest particulate air-pollution episodes occurred in northern China in January, 2013: insights gained from observation. Atmospheric Environment, 2014, vol. 92, p. 546-556.
Champelovier 2003	CHAMPELOVIER, Patricia, CREMEZI, Cora, et LAMBERT, Jacques. Evaluation de la gêne due à l'exposition combinée aux bruits routier et ferroviaire. 2003.
Noise in europe	http://www.noiseineu.eu/

IRNA 1995	INRA Les Européens et l'environnement, Sondage Eurobaromètre pour la Commission Européenne, 1995
Lambert 2000	Jacques Lambert, Le bruit des transports en Europe : exposition de la population ; risques pour la santé et coût pour la collectivité. INRETS, 2000.
Bruitparif	https://www.bruitparif.fr/
Berengier 2001	BERENGIER, M., BESNARD, F., DUPONT, P., et al. INFLUENCE DE LA COUCHE DE ROULEMENT DE LA CHAUSSEE SUR LE BRUIT DU TRAFIC ROUTIER. CFTR-INFO, 2001, no 4.
Lelong 2001	LELONG, Joel. PASSENGER CARS, POWER UNIT AND TYRE-ROAD NOISE, DRIVING BEHAVIOUR: WHAT ARE THE STAKES?. In : INTER-NOISE 2001-ABSTRACTS FROM INTERNATIONAL CONGRESS AND EXHIBITION ON NOISE CONTROL ENGINEERING. 2001.
Sakamoto 2010	SAKAMOTO, Ichiro, TANAKA, Takeharu, SEKINE, Michiaki, et al. Reviews on countermeasure to safety risk associated with quietness of hybrid or electric vehicles in Japan. In : INTER-NOISE and NOISE-CON Congress and Conference Proceedings. Institute of Noise Control Engineering, 2010. p. 4285-4292.
Jabben 2012	JABBEN, Jan, VERHEIJEN, Edwin, et POTMA, Charlos. Noise reduction by electric vehicles in the Netherlands. In : INTER-NOISE and NOISE-CON Congress and Conference Proceedings. Institute of Noise Control Engineering, 2012. p. 6958-6965.
Iversen 2013	IVERSEN, Lykke Muller, MARBJERG, Gerd, et BENDTSEN, Hans. Noise from electric vehicles-'state of the art' literature survey. In : INTER-NOISE and NOISE-CON Congress and Conference Proceedings. Institute of Noise Control Engineering, 2013. p. 267-271.
Laherrere 2017	Jean Laherrere, ASPO France. Pétrole, gaz et charbon : nature, mécanismes de formation, perspectives d'avenir dans la transition, aspofrance.org, 2017. (Pétrole, gaz, charbon – Partie II). Lien
US EIA	Energy Information Administration, Lien .
IEA	Agence internationale de l'énergie, Lien .
Gissler 2017	Andreas Gissler, Electric Vehicle Market Attractiveness Unraveling Challenges and Opportunities, Accenture 2017.
USGS	Institut d'études géologiques des États-Unis. Lien .
Inside EVs	Inside EVs, Lien .
Chan 1997	CHAN, Ching Chuen et CHAU, K. T. An overview of power electronics in electric vehicles. IEEE transactions on Industrial Electronics, 1997, vol. 44, no 1, p. 3-13.
Bellur 2007	BELLUR, Dakshina M. et KAZIMIERCZUK, Marian K. DC-DC converters for electric vehicle applications. In : Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo, 2007. IEEE, 2007. p. 286-293.
US DOE 2017	U.S. DOE. Annual Merit Review, Vehicle Technologies Office, 2017. Lien .
Wiki 01	Machines électriques : Lien .
Multon 1995	MULTON, Bernard. Historique des machines électriques et plus particulièrement des machines à réluctance variable. revue 3EI, 1995, p. pp. 3-8.
Mikami 2011	MIKAMI, Hiroyuki, IDE, K., SHIMIZU, Y., et al. Historical evolution of motor technology. Hitachi Review, 2011, vol. 60, no 1, p. 39.
Chan 1991	C. C. Chan and K. T. Chau, "Advanced ac propulsion systems for electric vehicles," in Proc. Int. Symp. Automotive Technology Automation, 1991, pp. 119-125.

Cyr 2007	CYR, Charles. Modélisation et caractérisation des matériaux magnétiques composites doux utilisés dans les machines électriques. 2007. Thèse de doctorat. Arts et Métiers ParisTech.
Hilzinger 2013	HILZINGER, Rainer et RODEWALD, Werner. Magnetic materials: fundamentals, products, properties, applications. Vacuumschmelze, 2013.
Petrovic 2010	PETROVIC, Darja Steiner. Non-oriented electrical steel sheets. Materiali in tehnologije, 2010, vol. 44, no 6, p. 317-325.
Cardoso 2008	CARDOSO, Rodrigo Felix de Araujo, BRANDAO, Luiz, et CUNHA, Marco Antônio da. Influence of grain size and additions of Al and Mn on the magnetic properties of non-oriented electrical steels with 3 wt.(%) Si. Materials Research, 2008, vol. 11, no 1, p. 51-55.
Volbers 2012	VOLBERS, Niklas et GERSTER, Joachim. High saturation high strength iron-cobalt alloy for electrical machines. Proceedings of the INDUCTICA, CWIEME Berlin, 2012.
Chan 1996	CHAN, C. C. Overview of Electric Vehicles-Clean and Energy Efficient Urban Transportation. 1996.
Kleen 2000	Kleen S., Ehrfeld W., Michel F., Nienhaus M., and St'olting H.D. (2000). Penny-motor: a family of novel ultraflat electromagnetic micromotors, Int. Conf. Actuator2000, Bremen, Germany, pp. 193–196
Accucore 2001	Accucore, TSC Ferrite International, Wadsworth, IL, USA, (2001), www.tscinternational.com
Adnanes 2003	Adnanes A. K. (2003). Maritime electrical installations and diesel electric propulsion, ABB AS Marine and Turbocharging, Tutorial Report, Oslo, Norway. www.abb.com/marine
Alciatore 2007	Alciatore, D. G., and Hestand, M.B. (2007). Introduction to mechatronics and measurement systems, 3rd edition. McGraw-Hill. .
Alekseeva 1967	Alekseeva M.M. (1967). High frequency electromechanical generators (in Russian). Leningrad: Energia.
Al-Mosawi 2002	Al-Mosawi M.K., Beduz C., Goddard K., Sykulski J.K., Yang Y., Xu B., Ship K.S., Stoll R., and Stephen, N.G. (2002). Design of a 100 kVA high temperature superconducting demonstration synchronous generator, Elsevier, Physica C (372-376):1539–1542.
Amirtharajah 1998	Amirtharajah R. , and Chandrakasan A. P. (1998). Self-powered signal processing using vibration-based power generation, IEEE Journal of Solid State Circuits, 33(5):687–695.
AMM	AMM Technologies, Hunfield Heights, SA, Australia, www.ammtechnologies.com
Krings 2014	KRINGS, Andreas. Iron losses in electrical machines-Influence of material properties, manufacturing processes, and inverter operation. 2014. Thèse de doctorat. KTH Royal Institute of Technology.
Legranger 2009	LEGRANGER, Jérôme. Contribution à l'étude des machines brushless à haut rendement dans les applications de moteurs-générateurs embarqués. 2009. Thèse de doctorat. Compiègne.
Mihaila 2011	MIHAILA, Vasile. Nouvelle Conception des bobinages statoriques des machines à courant alternatif pour réduire les effets négatifs des dV/dt. 2011. Thèse de doctorat. Artois.
Filliben 2003	FILLIBEN, Shawn. Advantages of polyimide corona resistant film under high frequency testing. In : Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing & Coil Winding Technology Conference, 2003. Proceedings. IEEE, 2003. p. 627-631.
Blaugher 1997	Blaugher, R.D. Low-Calorie, High-Energy Generators and Motors.IEEE

	Spectrum, vol. 34, 1997, No. 7, pp. 36-42.
Dolisy 2016	DOLISY, Bastien, MEZANI, Smail, LUBIN, Thierry, et al. Réalisation et essais d'un moteur supraconducteur incluant un accouplement magnétique. In : Symposium de Génie Electrique (SGE 2016): Electrotechnique du Futur (EF), Electronique de Puissance du Futur (EPF) et Matériaux pour le Génie Electrique (MGE). 2016.
Doncker 2006	DE DONCKER, R. W. Modern electrical drives: Design and future trends. In : Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International. IEEE, 2006. p. 1-8.
Pyrhönen 2015	PYRHÖNEN, Juha, MONTONEN, Juho, LINDH, Pia, et al. Replacing copper with new carbon nanomaterials in electrical machine windings. International Review of Electrical Engineering (IREE), 2015.
Rallabandi 2016	RALLABANDI, Vandana, TARAN, Narges, IONEL, Dan M., et al. On the feasibility of carbon nanotube windings for electrical machines—Case study for a coreless axial flux motor. In : Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016 IEEE. IEEE, 2016. p. 1-7.
Kurzepa 2014	KURZEPA, Lukasz, LEKAWA-RAUS, Agnieszka, PATMORE, Jeff, et al. Replacing copper wires with carbon nanotube wires in electrical transformers. Advanced Functional Materials, 2014, vol. 24, no 5, p. 619-624.
Fleischer 2017	FLEISCHER, J., HAAG, S., et HOFMANN, J. Quo Vadis Winding Technology? A study on the state of the art and research on future trends in automotive engineering. Karlsruhe Institute of Technology (KIT), Karlsruhe, 2017.
Stenzel 2014	STENZEL, P., DOLLINGER, P., MIHAJLOVIC, D., et al. Needle winding for distributed round-wire-windings without the use of insulation disks. In : Electric Drives Production Conference (EDPC), 2014 4th International. IEEE, 2014. p. 1-7.
Hofmann 2016	HOFMANN, Janna, SELL-LE BLANC, Florian, KRAUSE, Martin, et al. Simulation of the assembly process of the insert technique for distributed windings. In : Electric Drives Production Conference (EDPC), 2016 6th International. IEEE, 2016. p. 144-148.
Gerada 2015	GERADA, C., GALEA, M., et KLADAS, A. Electrical machines for aerospace applications. In : Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD), 2015 IEEE Workshop on. IEEE, 2015. p. 79-84.
Burress 2017	BURRESS, Tim. I. Electric Drive Technologies Research. Vehicle Technologies Office, p. 8. Lien .
Bracikowski 2012	BRACIKOWSKI, Nicolas. Modélisation multi-physique par modèles à constantes localisées; application à une machine synchrone à aimants permanents en vue de son dimensionnement. 2012. Thèse de doctorat. Ecole Centrale de Lille.
Gaussens 2013	GAUSSENS, Benjamin. Machines synchrones à commutation de flux: de la modélisation numérique et analytique à l'exploration topologique. 2013. Thèse de doctorat. École normale supérieure de Cachan-ENS Cachan.
Daanoune 2012	DAANOUNE, Abdeljalil. Contribution à l'Etude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides. 2012. Thèse de doctorat. Université de Grenoble.
Tiegna 2013	TIEGNA, Huguette. Contribution à la modélisation analytique des machines synchrones à aimants permanents, à flux axial, à entraînement direct en vue de leur dimensionnement: application aux éoliennes. 2013. Thèse de doctorat. Le Havre.
Gréhant 2003	GRÉHANT, Sébastien. Contribution à l'étude de moteurs à flux transverse. 2003. Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de

	Grenoble-INPG.
Hoang 1997	E. Hoang, H. B. Ahmed, J. Lucidarme Switching Flux permanent magnet polyphased synchronous machines HAL Id: hal-00533004, https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00533004
Hoang 2007 (b)	E. Hoang, Y. Amara, M. Gabsi, S. Allano, J. Y. Routex Entraînement électrique d'un déshuileur aéronautique DOI:10.3166/RIGE.10.3-4.429-448© 2007 Lavoisier, Paris
Bali 2011	H. Bali Etude des Alternateurs à Double Excitation Thèse de doctorat de L'Ecole Nationale Supérieure Polytechnique d'Alger, 2011
Ben Sedrine 2014	E. Ben Sedrine Machines à commutation de flux à grand nombre de phases : modèles comportementaux en mode dégradé et élaboration d'une stratégie de commande en vue de l'amélioration de la tolérance aux pannes Thèse de doctorat de L'Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2014
Chen 2010 (c)	CHEN, J. T. et ZHU, Z. Q. Winding configurations and optimal stator and rotor pole combination of flux-switching PM brushless AC machines. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2010, vol. 25, no 2, p. 293-302.
Rauch 1955	S.E. Rauch et L.J. Johnson Design principles of flux-switch alternators Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Power Apparatus and Systems, part III, vol. 74, no. 03, 1955
Boisson 2014	J. Boisson Modélisation analytique magnéto-acoustique des machines synchrones à commutation de flux à aimants permanents optimisation du dimensionnement Thèse de doctorat de L'Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2014
Shen 2013	J. X. Shen et W. Z. Fei Permanent Magnet Flux Switching Machines Topologies, Analysis and Optimization 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), pp. 352-366, Turkey, 2013
Ilhan 2012	E. Ilhan, M. F. J. Kremers, E. T. Motoasca, J. J. H. Paulides et E. A. Lomonova Sensitivity analysis for phase inductances In Flux-Switching PM machines 10th International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp. 763-768, 2012
Zhao 2005	C. H. Zhao et Y. G. Yan A Review of Development of Hybrid Excitation Synchronous Machine Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), vol. 02, pp. 857-862, Croatia, 2005
Hua 2006 (a)	W. Hua, M. Cheng, J. Zhang et X. Zhu Optimal design of flux-switching permanent magnet machine based on finite element analysis 12th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, pp. 333-333, 2006
Hua 2006 (b)	W. Hua et C. Mind Inductance characteristics of 3-phase flux-switching permanent magnet machine with doubly-salient structure 5th International on Power Electronics and Motion Control Conference, (IPEMC), pp. 1-5, 2006
Hua 2007	W. Hua, M. Cheng, Z. Q. Zhu et D. Howe Analysis and optimization of back emf waveform of a novel flux-switching permanent magnet motor IEEE International Electric Machines & Drives Conference, vol. 2, pp. 1025-1030, 2007
Zhu 2010	Z. Q. Zhu et J. T. Chen Advanced flux-switching permanent magnet brushless machines. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 46, no. 06, pp. 1447-1453, 2010

Amara 2005	Y. Amara, E. Hoang, M. Gabsi, M. Lécivain et S. Allano Design and comparison of different flux-switch synchronous machines for an aircraft oil breather application European Transactions On Electrical Power, Published online in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com). DOI: 10.1002/etep.85
Hua 2006 (c)	HUA, Wei, CHENG, Ming, ZHU, Z. Q., et al. Design of flux-switching permanent magnet machine considering the limitation of inverter and flux weakening capability. In : Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE. IEEE, 2006. p. 2403-2410.
Zhu 2008 (c)	Z. Q. Zhu, Y. Pang, J. T. Chen, Z. P. Xia et D. Howe Influence of design parameters on output torque of flux-switching permanent magnet machines IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, pp. 1-6, China, 2008
Chen 2011	J. T. Chen, Z. Q. Zhu, S. Iwasaki et Rajesh P. Deodhar Influence of Slot Opening on Optimal Stator and Rotor Pole Combination and Electromagnetic Performance of Switched-Flux PM Brushless AC Machines IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, no. 02, pp. 293-302, 2010
Zhu 2008 (a)	Z. Q. Zhu, J. T. Chen, Y. Pang, D. Howe, S. Iwasaki et R. Deodhar Analysis of a novel multi-tooth flux-switching pm brushless ac machine for high torque direct drive applications IEEE Transactions on Magnetics, vol. 44, no. 11, pp. 4313-4316, 2008
Chen 2008	J. T. Chen, Z. Q. Zhu et D. Howe Stator and rotor pole combinations for multi tooth flux-switching permanent-magnet brushless ac machines IEEE Transactions on Energy Magnetics, vol. 44, no. 12, pp. 4659-4667, 2008
Thomas 2008	A. Thomas, Z. Q. Zhu, G. W. Jewell et D. Howe Flux-switching pm brushless machines with alternative stator and rotor pole combinations International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 2986-2991, China, 2008
Owen 2010	R. L. Owen, Z. Q. Zhu, A. S. Thomas, G. W. Jewell et David Howe Alternate poles wound flux-switching permanent-magnet brushless ac machines IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, no. 02, pp. 790-797, 2010
Chen 2010 (a)	J. T. Chen, Z. Q. Zhu Comparison of all- and alternate-poles-wound flux switching PM Machines Having Different Stator and Rotor Pole Numbers IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, no. 04, pp. 1406-1415, 2010
Chen 2010 (b)	J. T. Chen, Z. Q. Zhu Influence of the rotor pole number on optimal parameters in flux-switching pm brushless ac machines by the lumped-parameter magnetic circuit model IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, no. 04, pp. 1381-1388, 2010
Verez 2014 (b)	G. Verez, G. Barakat, Y. Amara, O. Bennouna et G. Hoblos Impact of Pole and Slot Combination on Noise and Vibrations of Flux-Switching PM Machines International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp. 182-188, Germany, 2014
Pang 2006	Y. Pang, Z. Q. Zhu, D. Howe, S. Iwasaki, R. Deodhar et A. Pride Eddy current loss in the frame of a flux-switching permanent magnet motor IEEE Transactions on Magnetics, vol. 42, no. 10, pp. 3413-3415, 2006
Zhu 2008 (b)	Z. Q. Zhu, Y. Pang, J. T. Chen, R. Owen, D. Howe, S. Iwasaki, R. Deodhar et A. Pride Analysis and reduction of magnet eddy current loss in flux-switching permanent magnet machines 4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD), pp. 120-124, UK,

	2008
Pang 2008	Y. Pang, Z. Zhu, D. Howe, S. Iwasaki, R. Deodhar, et A. Pride Investigation of iron loss in flux-switching pm machines 4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD), pp. 460-464, 2008
Iwasaki 2009	S. Iwasaki, R. P. Deodhar, Y. Liu, A. Pride, Z. Q. Zhu, J. J. Bremner Influence of PWM on the proximity loss in permanent-magnet brushless ac machines IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no. 04, pp. 1359-1367, 2009
Thomas 2009	THOMAS, A. S., ZHU, Z. Q., et JEWELL, G. W. Proximity loss study in high speed flux-switching permanent magnet machine. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, vol. 45, no 10, p. 4748-4751.
Hoang 2000	E. Hoang, M. Gabsi, M. Lécivain et B. Multon Influence of magnetic losses on maximum power limits of synchronous permanent magnet drives in flux weakening mode IAS 2000 - Roma - Italia, Oct 2000, Roma, Italy. <hal-00533008>
Hua 2008 (a)	W. Hua et M. Cheng Cogging torque reduction of flux-switching permanent magnet machines without skewing International Conference on In Electrical Machines and Systems (ICEMS), pages 3020–3025, 2008
Jia 2010	H. Jia, M. Cheng, W. Hua, W. Zhao et W. Li Torque ripple suppression in flux switching PM motor by harmonic current injection based on voltage space-vector modulation IEEE Transactions on Energy Magnetics, vol. 46, no. 06, pp. 1527-1530, 2010
Wang 2010	Y. Wang, M.J. Jin, W.Z. Fei et J.X. Shen Cogging torque reduction in permanent magnet flux-switching machines by rotor teeth axial pairing IET Electric Power Applications, vol. 04, no. 07, pp. 500-506, 2010
Sikder 2015	C. Sikder, I. Husain, W. Ouyang Cogging Torque Reduction in Flux-Switching Permanent Magnet Machines by Rotor Pole Shaping IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 05, pp. 3609-3619, 2015
Ojeda 2010	X. Ojeda, G.J. Li et M. Gabsi Fault diagnosis using vibration measurements of a flux-switching permanent magnet motor IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 2091-2096, 2010
Raminosa 2010 (a)	T. Raminosa et C. Gerada A comparative study of permanent magnet - synchronous and permanent magnet- flux switching machines for fault tolerant drive systems IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 2471-2478, 2010
Raminosa 2010 (b)	T. Raminosa et C. Gerada Fault tolerant winding technology comparison for flux switching machine 9th International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp. 1-6, Italy, 2010
Raminosa 2010 (c)	T. Raminosa et C. Gerada Novel fault tolerant design of flux switching machines 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD), pp. 1-6, UK, 2010
Raminosa 2011	T. Raminosa, C. Gerada et M. Galea Design considerations for a fault-tolerant flux-switching permanent-magnet machine IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 07, pp. 2818-2825, 2011
Hoang 2007 (a)	E. Hoang, M. Lécivain et M. Gabsi A New Structure Of a Switching Flux Synchronous Polyphased Machine With Hybrid Excitation EPE 2007, Sep 2007, Aalborg, Denmark. <hal-00532995>
Owen 2009	R. L. Owen, Z. Q. Zhu et G. W. Jewell Hybrid excited flux-switching permanent magnet machines 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), pp. 1-10, 2009
Amara 2009	Y. Amara, M. Gabsi, E. Hoang, A. H. Ben Ahmed et M. Lécivain Hybrid excitation synchronous machines Energy-efficient solution for

	vehicles propulsion IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 58, no. 5, pp. 2137-2148, 2009
Hoang 2010	E. Hoang, M. Lécivain et M. Gabsi 3D thermal model of an hybrid excitation flux switching synchronous machine using a 2D FE method software International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), 2010, DOI: 10.1109/SPEEDAM.2010.5544954
Hoang 2011	Hoang E. Hoang, M. Lécivain, S. Hlioui et M. Gabsi Hybrid excitation synchronous permanent magnets synchronous machines optimally designed for hybrid and full electrical vehicle 8th International Conference on Power Electronics (ECCE), Korea, 2011
Dong 2010	G. Dong, M. Cheng et W. Hua Modeling of a novel hybrid-excited flux switching machine drives for hybrid electrical vehicles International Conference In Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 839–843, 2010
Gaussens 2012	B. Gaussens, E. Hoang, M. Lecrivain, P. Manfe et M. Gabsi A new hybrid excited flux-switching machine with excitation coils in stator slots. In Electrical Machines and Systems 15th International Conference In Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1–6, 2012
Gaussens 2014	B. Gaussens, E. Hoang, M. Lécivain, P. Manfe et M. Gabsi, A hybridexcited flux-switching machine for high-speed dc-alternator applications IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 06, pp. 2976-2989, 2014
Hua 2008 (b)	W. Hua, M. Cheng, Z. Q. Zhu et D. Howe Analysis and optimization of back EMF waveform of a flux-switching permanent magnet motor IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 23, no. 3, pp. 727-733, 2008
Wang 2002	C. Wang, J.C.S. Lai, D.W.J. Pulle Prediction of acoustic noise from variable-speed induction motors: determinist versus statistical approaches IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 4, pp. 1037-1044, 2002.
Wang 1999	C. Wang, J.C.S. Lai, Vibration analysis of an induction motor Journal of Sound and Vibration, vol. 224, no. 4, pp. 733-756, 1999.
Ting 2005	T.C.T. Ting, T. Chen Poisson's ratio for anisotropic elastic materials can have no bounds, The Quarterly Journal of Mechanics and Applied Mathematics, vo. 58, no. 1, pp.73-82, 2005.
Verez 2015	G. Verez, G. Barakat, Y. Amara, G. Hoblos Impact of pole and slot combination on vibrations and noise of electromagnetic origins in permanent magnet synchronous motors, Magnetics IEEE Transactions on, Vol. 51, No. 3, pp. 1-4, 2015
Singal 1992	R.K. Singal, K. Williams, S.P. Verma Theoretical and experimental study of vibrational behaviour of laminated stators of electrical machines Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 6, no. 6, pp. 535-549, 1992.
Wang 1997	H. Wang, K. Williams Effects of laminations on the vibrational behaviour of electrical machine stators Journal of Sound and Vibration, vol. 202, no. 5, pp. 703-715, 1997.
Garvey 1989	S. D. Garvey The vibrational behaviour of laminated components in electrical machines International Conference on Electrical Machines and Drives, pp. 226-231, 1989.
Garvey 2004	S. D. Garvey, J. E. T. Penny, M. I. Friswell, A. W. Lees The stiffening effect of laminated rotor cores on flexible-rotor electrical machines International Conference on Vibrations in Rotating Machinery, pp. 193-202, 2004.
Verma 1994	S.P. Verma, A. Balan Determination of radial-forces in relation to noise

	and vibration problems of squirrel-cage induction motors IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 9, no. 2, pp. 404-412, 1994
Tímár 1989	P.L. Tímár, A. Fazekas, J. Kiss, A. Miklós et S.J. Yang Noise and vibration of electrical machines Studies in Electrical and Electronic Engineering 34, Elsevier, 1989
Lampola 2000	LAMPOLA, Petri, et al. Directly driven, low-speed permanent-magnet generators for wind power applications. Helsinki University of Technology, 2000.
Dubois 2004	M.R. J. Dubois Optimized Permanent Magnet Generator Topologies for Direct-Drive Wind Turbines Thèse de doctorat de L'université Delft, 2004
Azzouzi 2007	J. Azzouzi Contribution à la modélisation et à l'optimisation des machines synchrones à aimants permanents à flux axial. Application au cas de l'aérogénérateur Thèse de doctorat de L'Université du Havre, 2007
Abdel-Karim 2008	N. Abdel-Karim Dimensionnement et optimisation d'un aérogénérateur à aimants permanents à flux axial de petite puissance Thèse de doctorat de L'Université de Havre, 2008
Bellara 2011	Bellara Modélisation analytique par le formalisme de Maxwell des machines synchrones à aimants permanents à flux axial en vue de leur dimensionnement Thèse de doctorat de L'Université du Havre, 2011
Sykulski 1995	J. Sykulski Computational magnetics James & James (Science Publishers) Ltd and Chapman & Hall, eBook ISBN: 978-94-011-1278-9, 21995.
Perho 2002	J. Perho Reluctance Network for Analysing Induction Machines Thèse de doctorat de Helsinki University of Technology, 2002
Nedjar 2011	B. Nedjar Modélisation basée sur la méthode des réseaux de perméance en vue de l'optimisation de machines synchrones à simple et à double excitation Thèse de doctorat de L'Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2011
Amrhein 2009	M. Amrhein et P. T. M. Krein 3-D Magnetic Equivalent Circuit Framework for Modeling Electromechanical Devices IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 24, no. 2, pp. 397-405, 2009
Aden 2014	ADEN, Abdourahman, AMARA, Yacine, BARAKAT, Georges, et al. Modeling of a radial flux PM rotating machine using a new hybrid analytical model. In : Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), 2014 International Conference on. IEEE, 2014. p. 1-5.
Mirzaei 2007	MIRZAEI, Mehran, MIRSALIM, Mojtaba, CHENG, Weiyang, et al. Analysis of solid rotor induction machines using coupled analytical method and reluctance networks. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2007, vol. 25, no 1-4, p. 193-197.
Dogan 2007	DOGAN, Halit, GARBUIO, Lauric, NGUYEN-XUAN, Hao, et al. Multistatic reluctance network modeling for the design of permanent-magnet synchronous machines. IEEE transactions on magnetics, 2013, vol. 49, no 5, p. 2347-2350.
Araujo 2014	ARAUJO, Douglas Martins, COULOMB, Jean-Louis, CHADEBEC, Olivier, et al. A hybrid boundary element method-reluctance network method for open boundary 3-d nonlinear problems. IEEE Transactions on Magnetism, 2014, vol. 50, no 2, p. 77-80.
Ouagued 2016	OUAGUED, S., AMARA, Y., et BARAKAT, G. Cogging force analysis of linear permanent magnet machines using a hybrid analytical model. IEEE Transactions on Magnetism, 2016, vol. 52, no 7, p. 1-4.
Nguyen 2014	NGUYEN-XUAN, Hoa, DOGAN, Hussein, PEREZ, Sylvain, et al. Efficient reluctance network formulation for electrical machine design using optimization. IEEE Transactions on Magnetism, 2014, vol. 50, no 2,

	p. 869-872.
Miller 2005	Miller, T.J.E., Popescu, M., Cossar, C. and McGilp, M.I., 'Computation of the Voltage Driven Flux-MMF Diagram for Saturated PM Brushless Motors,' 40 th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Hong Kong, China, 2-6 October 2005, vol.2, pp. 1023-1028
Meier 2008	Meier, F., and Soulard, J., 'Dq Theory Applied to a Permanent Magnet Synchronous Machine With Concentrated Windings,' 4th IET- Power Electronics Machines and Drives Conference, York, UK, 2-4 April 2008, pp. 194-198.
Jia 2008	Jia, H., Cheng, M., Hua, W., Lu, W., and Fu, X., 'Investigation and Implementation of Control Strategies for Flux-Switching Permanent Magnet Motor Drives,' 43rd IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Edmonton, Alberta, 5-9 October, 2008, pp. 1-6.
Zulu 2010	ZULU, Ackim. Flux switching machines using segmental rotors. 2010.
Adiga 2009	ADIGA, Vivekananda P., SUMANT, A. V., SURESH, S., et al. Temperature dependence of mechanical stiffness and dissipation in ultrananocrystalline diamond. In : Micro-and Nanotechnology Sensors, Systems, and Applications. International Society for Optics and Photonics, 2009. p. 731818.
Ledbetter 1982	LEDBETTER, H. M. Temperature behaviour of Young's moduli of forty engineering alloys. Cryogenics, 1982, vol. 22, no 12, p. 653-656.
Mcclintock 1960	MCCLINTOCK, Ralph Michael et GIBBONS, High P. Mechanical Properties of Structural Materials at Low Temperatures. National Bureau of Standards, 1960.
Verdine 1991	VEDRINE, P., TIXADOR, P., BRUNET, Y., et al. Mechanical characteristics of NdFeB magnets at low temperature. Cryogenics, 1991, vol. 31, no 1, p. 51-53.
Van der Giet 2012	VAN DER GIET, M., KASPER, K., DE DONCKER, R. W., et al. Material parameters for the structural dynamic simulation of electrical machines. In : Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on. IEEE, 2012. p. 2994-3000.
Kelly 1992	KELLY, S. Graham. Fundamentals of mechanical vibrations. 1992.
Ergatoudis 1968	ERGATOUDIS, Irons, IRONS, B. M., et ZIENKIEWICZ, O. C. Curved, isoparametric, "quadrilateral" elements for finite element analysis. International Journal of Solids and Structures, 1968, vol. 4, no 1, p. 31-42.
Younis 2011	YOUNIS, Mohammad I. Vibrations of Lumped-Parameter Systems. In : MEMS Linear and Nonlinear Statics and Dynamics. Springer, Boston, MA, 2011. p. 13 56.
Fedder 1994	FEDDER, Gary Keith. Simulation of microelectromechanical systems. 1994. Thèse de doctorat. University of California, Berkeley.
Nikishkov 2004	NIKISHKOV, G. P. Introduction to the finite element method. University of Aizu, 2004, p. 1-70.
Chowdhury 2003	CHOWDHURY, Indrajit et DASGUPTA, Shambhu P. Computation of Rayleigh damping coefficients for large systems. The Electronic Journal of Geotechnical Engineering, 2003, vol. 8, no 0, p. 1-11.
Adhikari 2001	ADHIKARI, Sondipon. Damping models for structural vibration. 2001. Thèse de doctorat. University of Cambridge.
Pilkey 1998	PILKEY, Deborah F. Computation of a damping matrix for finite element model updating. 1998. Thèse de doctorat. Virginia Tech.
Yang 1981	YANG, S. J. Low-noise electrical motor. 1981.
Kim 1984	KIM, K.-O. et ANDERSON, William J. Generalized dynamic reduction in finite element dynamic optimization. AIAA journal, 1984, vol. 22, no 11, p. 1616-1617.

Beranek 1992	BERANEK, Leo L. et VER, Istvan L. Noise and vibration control engineering-principles and applications. Noise and vibration control engineering-Principles and applications John Wiley & Sons, Inc., 814 p., 1992.
Bösing 2014	BÖSING, Matthias. Acoustic modeling of electrical drives–noise and vibration synthesis based on force response superposition. 2014.
Wilamowski 2016	WILAMOWSKI, Bogdan M. et IRWIN, J. David (ed.). Power electronics and motor drives. CRC Press, 2016.
Torregrossa 2011	TORREGROSSA, Dimitri, PEYRAUT, Francois, FAHIMI, Babak, et al. Multiphysics finite-element modeling for vibration and acoustic analysis of permanent magnet synchronous machine. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2011, vol. 26, no 2, p. 490-500.
Guangjin 2011	LI, Guangjin. Contribution à la Conception des Machines Electriques à Rotor Passif pour des Applications Critiques: Modélisations Electromagnétiques et Thermiques sur Cycle de Fonctionnement, Etude du Fonctionnement en Mode Dégradé. 2011. Thèse de doctorat. École normale supérieure de Cachan-ENS Cachan.
Bouafia 1998	BOUAFIA, M., BERTIN, Y., SAULNIER, J. B., et al. Analyse expérimentale des transferts de chaleur en espace annulaire étroit et rainuré avec cylindre intérieur tournant. International journal of heat and mass transfer, 1998, vol. 41, no 10, p. 1279-1291.
Taylor 1923	TAYLOR, G. I. Stability of a Viscous Liquid Contained between Two Rotating Cylinders Phil. Trans. R. Soc. Lond. A January. 1923.
Staton 2005	STATON, Dave, BOGLIETTI, Aldo, et CAVAGNINO, Andrea. Solving the more difficult aspects of electric motor thermal analysis in small and medium size industrial induction motors. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2005, vol. 20, no 3, p. 620-628.
Ennassiri 2016	ENNASSIRI, Hamza, DHIFLI, Mouheb, CHABOUR, Ferhat, et al. Magneto vibro-acoustic analysis of a discoidal switching flux permanent magnet machine dedicated to wind turbine application. In : Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2016 Eleventh International Conference on. IEEE, 2016. p. 1-6.
Sun 2011	SUN, Tao, KIM, Ji-Min, LEE, Geun-Ho, et al. Effect of pole and slot combination on noise and vibration in permanent magnet synchronous motor. IEEE Transactions on magnetics, 2011, vol. 47, no 5, p. 1038-1041.
Gieras 2005	GIERAS, Jacek F., WANG, Chong, et LAI, Joseph Cho. Noise of polyphase electric motors. CRC press, 2005.
Ansys (a)	Ansys, "Structural analysis guide". [Online]. Available: http://www.ansys.com/
Ansys (b)	Ansys, "Ansys mechanical APDL acoustic analysis guide". [Online]. Available: http://www.ansys.com/
Ahmad 2012	AHMAD, Md Zarafi, SULAIMAN, Erwan, HARON, Zainal A., et al. Preliminary studies on a new outer-rotor permanent magnet flux switching machine with hybrid excitation flux for direct drive EV applications. In : Power and Energy (PECon), 2012 IEEE International Conference on. IEEE, 2012. p. 928-933.
Benhamida 2017	BENHAMIDA, M. A., ENNASSIRI, H., AMARA, Y., et al. Reluctance Network & Lumped Mechanical Models for the modeling of concentrated Flux synchronous machine.
Shin 2014	SHIN, Hyeon-Jae, CHOI, Jang-Young, PARK, Yu-Seop, et al. Electromagnetic vibration analysis and measurements of double-sided axial-flux permanent magnet generator with slotless stator. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, vol. 50, no 11, p. 1-4.

Zhihuan 2010	ZHIHUAN, Song, RENYUAN, Tang, SHENBO, Yu, et al. The influence of vibration and acoustic noise of axial flux permanent magnet machines by inverter. In : Mechanic Automation and Control Engineering (MACE), 2010 International Conference on. IEEE, 2010. p. 2423-2426.
Di Gerlando 2012	DI GERLANDO, Antonino, FOGLIA, Gianmaria, IACCHETTI, Matteo Felice, et al. Analysis and test of diode rectifier solutions in grid-connected wind energy conversion systems employing modular permanent-magnet synchronous generators. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, vol. 59, no 5, p. 2135-2146.
Jung 2011	JUNG, Tae-Uk et CHO, Jun-Seok. Electromagnetic structural design analysis and performance improvement of AFPM generator for small wind turbine. Journal of Magnetics, 2011, vol. 16, no 4, p. 374-378.
Penman 1986	PENMAN, J. et GRIEVE, M. D. Efficient calculation of force in electromagnetic devices. In : IEE Proceedings B-Electric Power Applications. IET, 1986. p. 212-216.
Henrotte 2004	HENROTTE, François, SANDE, H. Vande, DELIÉGE, Geoffrey, et al. Electromagnetic force density in a ferromagnetic material. IEEE transactions on magnetics, 2004, vol. 40, no 2, p. 553-556.
Millithaler 2015	MILLITHALER, Pierre. Dynamic behaviour of electric machine stators. 2015. Thèse de doctorat. Université de Franche-Comté.
Le besnerais 2015	LE BESNERAIS, Jean. Vibroacoustic analysis of radial and tangential air-gap magnetic forces in permanent magnet synchronous machines. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, vol. 51, no 6, p. 1-9.
LE besnerais 2010	LE BESNERAIS, Jean, LANFRANCHI, Vincent, HECQUET, Michel, et al. Prediction of audible magnetic noise radiated by adjustable-speed drive induction machines. IEEE transactions on Industry Applications, 2010, vol. 46, no 4, p. 1367-1373.
Dupont 2012	DUPONT, Jean-Baptiste et BOUVET, Pascal. Multiphysics modelling to simulate the noise of an automotive electric motor. SAE Technical Paper, 2012.
Pellerey 2011	PELLEREY, P., LANFRANCHI, V., AND FRIEDRICH, G. Vibratory simulation tool for an electromagnetically excited non skewed electrical motor, case of the wound rotor synchronous machine. ELECTRIMACS2011, Cergy-Pontoise, France (2011).
Dupont 2014	DUPONT, Jean-Baptiste et LANFRANCHI, Vincent. Noise radiated by a permanent magnet synchronous motor: Simulation methodology and influence of motor defects. In : Electrical Machines (ICEM), 2014 International Conference on. IEEE, 2014. p. 1321-1327.
Meier 2008	MEIER, Florence. Permanent-magnet synchronous machines with non-overlapping concentrated windings for low-speed direct-drive applications. 2008. Thèse de doctorat. KTH.
LE besnerais 2008 (a)	LE BESNERAIS, Jean et LANFRANCHI, Vincent et HECQUET, Michel et et autres., 10 mai 2013, « Bruit audible d'origine magnétique dans les machines asynchrones ». Dans : « Machines électriques tournantes : conception, construction et commande », [en ligne], Editions T.I. [Paris, France], 2018, d3580, [Consulté le 18/10/2018], TIB252DUO, [base de données en ligne], disponible à l'adresse : https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/machines-electriques-tournantes-conception-construction-et-commande-42252210/bruit-audible-d-origine-magnetique-dans-les-machines-asynchrones-d3580/
Jordan 1950	H. JORDAN: „Gerauscharme Elektromotoren“. V. Girardet, Essen 1950.
Moore 1969	ELLISON, A. J., MOORE, C. J., et YANG, S. J. Methods of measurement of acoustic noise radiated by an electric machine. In

	: Proceedings of the Institution of Electrical Engineers. IET Digital Library, 1969. p. 1419-1431.
Alger 1970	P. L, Alger, "The Nature of induction Machines", 2nd edition, Gordon and Breach Publishers, New-York, London, Paris, 1970,
Belmans 1991	BELMANS, Ronnie JM, VERDYCK, Dirk, GEYSEN, Willy, et al. Electro-mechanical analysis of the audible noise of an inverter-fed squirrel-cage induction motor. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, vol. 27, no 3, p. 539-544.
Le Besnerais 2009_a	J, Le Besnerais, "Reduction Of Magnetic Noise In PWM-Supplied Induction Machines -Low-Noise Design Rules And Multi-Objective Optimisation", Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lille, 2009.
Le Besnerais 2009_b	J, Le Besnerais, V, Lanfranehi, M, Heequet, R, Romarv, and P. Brochet, "Optimal Slot Opening Width for Magnetic Noise Reduction in Induction Motors", IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol, 24, No, 4, pp. 869-874, 2009.
Hammouda 2005	A. Ait-Hammouda, "Pré-dimensionnement et étude de sensibilité vibroacoustique de machines à courant alternatif et vitesse variable", Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lille, Mai 2005.
Vivier 2004	S. Vivier, A. Ait-Hammouda, M. Heequet, B. Napame, P. Brochet, A. Randria, "Vibro-aeoustie Optimization of Permanent Magnet Synchronous Machine Using The Expérimentale Design Method", In Proe. of the Conference on Electrical Machines ICEM'04, pp. 101-114, 2004.
Kobavashi 1997	Takashi Kobavashi, Fumio Tajimi, "Effects of Slot Combination On Acous-tic Noise From Induction Motors", IEEE Transactions on Magnetics, Vol,33, No. 2, pp. 2102-2104, March 1997.
Le Bernerais 2007	J, Le Besnerais, V, Lanfranehi, M, Heequet and P. Brochet, "Multi-objective optimization of the induction machine with minimization of audible electromagnetic noise", In Proe, of EPJ AP, No, 39, pp. 101-107, 2007.
Le Bernerais 2009_c	J, Le Besnerais, V, Lanfranehi, M, Heequet, G, Friedrich and P. Brochet, "Characterisation of radial vibration force and vibration behaviour of pulse-width modulation-fed fractional-slot induction machine", IET, Electric Power Applications, Vol, 3, No, 3, pp. 197-208, May 2009.
Le Bernerais 2009_d	J, Le Besnerais, V, Lanfranehi, M, Heequet and P. Brochet, "Optimal Slot Numbers for Magnetic Noise Reduction in Variable-Speed Induction Motors", IEEE Trans on Magn., Vol, 45, No, 8, pp. 3131-3136, Aug, 2009.
Brudnv 1997	J.F, Brudnv, "Modélisation de la denture des machines asynchrones : phénomènes de résonances", Journal of physics III, Vol, 37, No, 7, pp. 1009-1023, 1997.
Lecointe 2004	J.P, Lecointe, E, Eomarv, J.F, Brudnv and T, Czapla, "Five methods of stator natural frequency determination : ease of induction and switched reluctance machines", Journal of Mechanical and Signal Processing, Vol, 18, 2004.
Huo 2013	HUO, Mina, WANG, Shiyu, XIU, Jie, <i>et al.</i> Effect of magnet/slot combination on triple-frequency magnetic force and vibration of permanent magnet motors. <i>Journal of Sound and Vibration</i> , 2013, vol. 332, no 22, p. 5965-5980.
Benbouzid 1993	M, Benbouzid, G, Reyne, S, Dérou et A, Foggia, "Finite Element Modelling of a synchronous Machine : Electromagnetic Forces and Modes Shapes", IEEE Transactions On Magnetics, Vol, 29, No, 2, pp. 2014-2018, March 1993.
Fakam 2014	M, Fakam, M, Heequet, V, Lanfranehi, "Design and magnetic noise re-

	duction of the surface permanent magnet synchronous machine", Actes du congrès : Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Ee newable Energies (EVER). 2014
Vermas 1981	GIRGIS, R. S. et VERMAS, S. P. Method for accurate determination of resonant frequencies and vibration behaviour of stators of electrical machines. In : <i>IEE Proceedings B (Electric Power Applications)</i> . IET Digital Library, 1981. p. 1-11.
Zhu 1993	ZHU, Z. Q. et HOWE, D. Electromagnetic noise radiated by brushless permanent magnet DC drives. In : <i>Electrical Machines and Drives, 1993. Sixth International Conference on</i> . IET, 1993. p. 606-611.
Mottier 1996	COLBY, Roy S., MOTTIER, FranCois M., et MILLER, Timothy JE. Vibration modes and acoustic noise in a four-phase switched reluctance motor. <i>IEEE Transactions on Industry Applications</i> , 1996, vol. 32, no 6, p. 1357-1364.
Finley 1999	FINLEY, William R., HODOWANEC, Mark M., et HOLTER, Warren G. An analytical approach to solving motor vibration problems. In : <i>Petroleum and Chemical Industry Conference, 1999. Industry Applications Society 46th Annual</i> . IEEE, 1999. p. 217-232.
Hubert 2002	HUBERT, A. et FRIEDRICH, G. Vibrations and acoustic noise reduction in AC electrical drives. Use of analytical and experimental modal techniques. In : <i>International Conference on Noise and Vibration Engineering</i> . 2002.
Huang 2004	AYDIN, M., YAO, J., KAYIKCI, E., <i>et al.</i> Design considerations and experimental results of an axial flux PM motor with field control. In : <i>Proc. Int. Conf. Electrical Machines</i> . 2004. p. 764-770.
Schlensock 2008	SCHLENSOK, Christoph, VAN DER GIET, Michael, GRACIA, Mercedes Herranz, <i>et al.</i> Structure-dynamic analysis of an induction machine depending on stator–housing coupling. <i>IEEE Transactions on Industry Applications</i> , 2008, vol. 44, no 3, p. 753-759.
Islam 2010	ISLAM, Rakib et HUSAIN, Iqbal. Analytical model for predicting noise and vibration in permanent-magnet synchronous motors. <i>IEEE Transactions on industry applications</i> , 2010, vol. 46, no 6, p. 2346-2354.
Bujacz 2011	BUJACZ, Slawomir et NIEZNANSKI, Janusz. Estimation of acoustic noise of PM motor by multi-physical model. In : <i>Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on</i> . IEEE, 2011. p. 597-600
Verez 2013	VEREZ, Guillaume. Réponse vibratoire d'origine électromagnétique d'une machine synchrone à aimants permanents par un modèle issu de la résolution analytique des équations de Maxwell, <i>JCGE</i> , 2013.
Wang 2014	WANG, Wei, WANG, Hang, et KARIMI, Hamid Reza. Study on the characteristics of electromagnetic noise of axial flux permanent magnet synchronous motor. In : <i>Abstract and Applied Analysis</i> . Hindawi, 2014.
McCloskey 2018	MCCLOSKEY, Alex, ARRASATE, Xabier, HERNÁNDEZ, Xabier, <i>et al.</i> Analytical calculation of vibrations of electromagnetic origin in electrical machines. <i>Mechanical Systems and Signal Processing</i> , 2018, vol. 98, p. 557-569.
Chauvicourt 2017	CHAUVICOURT, Fabien, RAMAKRISHNAN, Kesavan, FARIA, Cassio, <i>et al.</i> Analytical multi-physics methodology for fast acoustic noise prediction of an external rotor SPMSM. In : <i>Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), 2017 IEEE International</i> . IEEE, 2017. p. 1-6.
Hwang 2000	HWANG, Sang-Moon, EOM, Jae-Boo, HWANG, Geun-Bae, <i>et al.</i> Cogging torque and acoustic noise reduction in permanent magnet motors by teeth pairing. <i>IEEE Transactions on Magnetics</i> , 2000, vol. 36, no 5, p. 3144-3146.

Brudny 2011	BRUDNY, Jean-François et LECOINTE, Jean-Philippe. Rotor design for reducing the switching magnetic noise of AC electrical machine variable-speed drives. <i>IEEE Transactions on Industrial Electronics</i> , 2011, vol. 58, no 11, p. 5112-5120.
He 2011	HE, Guhuan, HUANG, Zhenyu, et CHEN, Dayue. Two-dimensional field analysis on electromagnetic vibration-and-noise sources in permanent-magnet direct current commutator motors. <i>IEEE Transactions on Magnetics</i> , 2011, vol. 47, no 4, p. 787-794.
Hur 2011	HUR, Jin, REU, Jin-Wook, KIM, Byeong-woo, <i>et al.</i> Vibration reduction of IPM-type BLDC motor using negative third harmonic elimination method of air-gap flux density. <i>IEEE Transactions on Industry Applications</i> , 2011, vol. 47, no 3, p. 1300-1309.
Jung 2010	JUNG, Jae-Woo, LEE, Sang-Ho, LEE, Geun-Ho, <i>et al.</i> Reduction design of vibration and noise in IPMSM type integrated starter and generator for HEV. <i>IEEE Transactions on Magnetics</i> , 2010, vol. 46, no 6, p. 2454-2457.
Shengnan 2017	WU, Shengnan, TANG, Reanyuan, TONG, Wenming, <i>et al.</i> Analytical Model for Predicting Vibration Due to Magnetostriction in Axial Flux Permanent Magnet Machines With Amorphous Metal Cores. <i>IEEE Transactions on Magnetics</i> , 2017, vol. 53, no 8, p. 1-8.
Mueller 2005	MUELLER, M. A., MCDONALD, A. S., et MACPHERSON, D. E. Structural analysis of low-speed axial-flux permanent-magnet machines. <i>IEE Proceedings-Electric Power Applications</i> , 2005, vol. 152, no 6, p. 1417-1426.
Traxler-Samek 2012	TRAXLER-SAMEK, Georg, LUGAND, Thomas, et UEMORI, Mauro. Vibrational forces in salient pole synchronous machines considering tooth ripple effects. <i>IEEE Transactions on Industrial Electronics</i> , 2012, vol. 59, no 5, p. 2258-2266.
Lee 2009	LEE, Sang-Ho, HONG, Jung-Pyo, HWANG, Sang-Moon, <i>et al.</i> Optimal design for noise reduction in interior permanent-magnet motor. <i>IEEE Transactions on Industry Applications</i> , 2009, vol. 45, no 6, p. 1954-1960.
Kim 2012	JEONG, Yun-Ho, KIM, Kwangdeok, KIM, Yong-Jae, <i>et al.</i> Design characteristics of PMA-SynRM and performance comparison with IPMSM based on numerical analysis. In : <i>Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on</i> . IEEE, 2012. p. 164-170.
Valavi 2012	VALAVI, Mostafa, NYSVEEN, Arne, et NILSSEN, Robert. Magnetic forces and vibration in permanent magnet machines with non-overlapping concentrated windings: A review. In : <i>Industrial Technology (ICIT), 2012 IEEE International Conference on</i> . IEEE, 2012. p. 977-984.
Penin 2012	PENIN, R., LECOINTE, J.-Ph, PARENT, G., <i>et al.</i> Estimation of relative magnetostriction and Maxwell's forces in stacked Grain Oriented steel structures. In : <i>Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on</i> . IEEE, 2012. p. 1971-1976.
Boisson 2012	BOISSON, Julien, LOUF, François, OJEDA, Javier, <i>et al.</i> Magnetic forces and vibrational behavior analysis for flux switching permanent magnet machines. In : <i>Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on</i> . IEEE, 2012. p. 2988-2993.
Krotsch 2012	KROTSCH, Jens et PIEPENBREIER, Bernhard. Radial forces in external rotor permanent magnet synchronous motors with non-overlapping windings. <i>IEEE Transactions on Industrial Electronics</i> , 2012, vol. 59, no 5, p. 2267-2276.
Yim 2012	YIM, K. H., JANG, J. W., JANG, G. H., <i>et al.</i> Forced vibration analysis of an IPM motor for electrical vehicles due to magnetic force. <i>IEEE Transactions on magnetics</i> , 2012, vol. 48, no 11, p. 2981-2984.

Bruzzese 2014	BRUZZESE, C., ZITO, D., et TESSAROLO, A. Validation of a magnetic network-based dynamic model of permanent magnet linear synchronous machine built by finite reluctance method. In : <i>Proc. ICEM 2014 Conf.</i> 2014.
Hirotsuka 2015	HIROTSUKA, Isao, HAYASHI, Daisuke, NAKAMURA, Masanori, <i>et al.</i> Radial distribution of electromagnetic vibration and noise on a three-phase squirrel-cage induction motor—Influence of measurement point. In : <i>Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2015 18th International Conference on.</i> IEEE, 2015. p. 1734-1739.
Devillers 2017	DEVILLERS, Emile, HECQUET, Michel, et LE BESNERAIS, Jean. A new hybrid method for the fast computation of airgap flux and magnetic forces in IPMSM. In : <i>Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2017 Twelfth International Conference on.</i> IEEE, 2017. p. 1-8.
Romary 1994	ROMARY, R., ROGER, D., BRUDNY, J. F., <i>et al.</i> Rejection of tangential vibrations of synchronous machine under speed control. 1994.
Lu 2013	LU, Ming-Hung et JEN, Ming Une. Acoustic characteristics concerning construction and drive of axial-flux motors for electric bicycles. In : <i>Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27), 2013 World.</i> IEEE, 2013. p. 1-8.
Chen 2015	CHEN, Jia-Shiun. Vibration reduction in electric bus during acceleration and gear shifting. <i>Advances in Mechanical Engineering</i> , 2015, vol. 7, no 3, p. 1687814015575992.
Erdelyi 1955	ERDELYI, E. Predetermination of sound pressure levels of magnetic noise of polyphase induction motors. <i>Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems</i> , 1955, vol. 74, no 3, p. 1269-1280.
Garvey 1997	GARVEY, S. D., PENNY, J. E., FRISWELL, M. J., <i>et al.</i> Modelling the vibrational behaviour of stator cores of electrical machines with a view to successfully predicting machine noise. 1997.
Taegen 2001	TAEGEN, F., KOLBE, J., et VERMA, S. P. Vibrations and noise produced by special purpose permanent-magnet synchronous motors in variable frequency operation. In : <i>Power Electronics and Drive Systems, 2001. Proceedings., 2001 4th IEEE International Conference on.</i> IEEE, 2001. p. 583-588.
Gieras 2007	GIERAS, Jacek F., WANG, Chong, JOSEPH, CS Lai, <i>et al.</i> Analytical prediction of noise of magnetic origin produced by permanent magnet brushless motors. In : <i>Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC'07. IEEE International.</i> IEEE, 2007. p. 148-152.
Shin 2012	SHIN, Jung-Seob, KOSEKI, TakafumMi, et KIM, Hounng-Joong. Transverse flux type cylindrical linear synchronous motor for large thrust using generic armature cores for rotary machinery. In : <i>Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on.</i> IEEE, 2012. p. 795-800.
Lin 2014	LIN, Dingsheng, ZHOU, Ping, LU, Chuan, <i>et al.</i> Construction of magnetic hysteresis loops and its applications in parameter identification for hysteresis models. In : <i>Electrical Machines (ICEM), 2014 International Conference on.</i> IEEE, 2014. p. 1050-1055.
Park 2014	PARK, Sunghyuk, KIM, Wonho, et KIM, Sung-II. A numerical prediction model for vibration and noise of axial flux motors. <i>IEEE Transactions on Industrial Electronics</i> , 2014, vol. 61, no 10, p. 5757-5762.
Le Besnerais 2016	RÉGNIEZ, M., SOURON, Q., BONNEEL, P., <i>et al.</i> Numerical simulation of structural-borne vibrations due to electromagnetic forces in electric machines—coupling between Altair Optistruct and Manatee

	software. 2016.
Parrang 2016	PARRANG, Sylvain. <i>Prédiction du niveau de bruit aéroacoustique d'une machine haute vitesse à reluctance variable</i> . 2016. Thèse de doctorat. Université Paris-Saclay.
Javadi 1995	JAVADI, H., LEFEVRE, Y., CLENET, S., <i>et al.</i> Electro-magneto-mechanical characterizations of the vibration of magnetic origin of electrical machines. <i>IEEE transactions on magnetics</i> , 1995, vol. 31, no 3, p. 1892-1895.
Picod 1999	PICOD, Ch, BESBES, M., GABSI, M., <i>et al.</i> Study of the vibratory behaviour of synchronous motors. In : <i>Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD'99</i> . IEEE, 1999. p. 153-155.
Mohammed 2002	MOHAMMED, O. A., LIU, S., et GANU, S. C. Computation of transient magneto-mechanical problems in electrical machines. In : <i>SoutheastCon, 2002. Proceedings IEEE</i> . IEEE, 2002. p. 187-191.
Srinivas 2005	SRINIVAS, K. N. et ARUMUGAM, R. Analysis and characterization of switched reluctance motors: Part II. Flow, thermal, and vibration analyses. <i>IEEE Transactions on Magnetics</i> , 2005, vol. 41, no 4, p. 1321-1332.
Zhangjun 2005	TANG, Zhangjun, PILLAY, Pragasen, CHEN, Yicheng, <i>et al.</i> Prediction of electromagnetic forces and vibrations in SRMs operating at steady state and transient speeds. In : <i>Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE</i> . IEEE, 2004.
Carmeli 2006	CARMELI, M. S., DEZZA, F. Castelli, et MAURI, M. Electromagnetic vibration and noise analysis of an external rotor permanent magnet motor. In : <i>Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium on</i> . IEEE, 2006. p. 1028-1033.
Yu 2008	YU, Shenbo, WANG, Linan, CAO, Yang, <i>et al.</i> Researches on behavior of vibration in axial flux permanent magnet synchronous motor. In : <i>Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on</i> . IEEE, 2008. p. 2789-2791.
Rainer 2008	RAINER, Siegfried, BIRO, Oszkar, KRISCHAN, Klaus, <i>et al.</i> Direct steady-state computation of mechanical vibrations in electrical machines. In : <i>Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on</i> . IEEE, 2008. p. 1-5.
Song 2008	SONG, Zhihuan, TANG, Renyuan, YU, Shenbo, <i>et al.</i> Study on vibro-acoustics of polyphase, fractional slot, surface mounted permanent magnet disc machines. In : <i>Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on</i> . IEEE, 2008. p. 627-630.
Scouarnec 2010	SCOUARNEC, Denis et BORG, Valérie. Evaluation Vibroacoustique des Résonances de Moto-ventilateurs de Refroidissement Automobile par une Méthode d'Essai sans Rotation de l'Hélice. In : <i>10ème Congrès Français d'Acoustique</i> . 2010. p. -.
Weilharter 2012	WEILHARTER, Bernhard, BIRO, Oszkar, LANG, Hermann, <i>et al.</i> Experimental investigation of the 3D vibrational behaviour of an induction machine. In : <i>Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on</i> . IEEE, 2012. p. 1686-1692.
Torregrossa 2012	TORREGROSSA, Dimitri, FAHIMI, Babak, PEYRAUT, François, <i>et al.</i> Fast computation of electromagnetic vibrations in electrical machines via field reconstruction method and knowledge of mechanical impulse response. <i>IEEE Transactions on Industrial Electronics</i> , 2012, vol. 59, no 2, p. 839.
Fu 2014	FU, Zhenxing, ZHANG, Peng, HUANG, Shaorui, <i>et al.</i> Research on the

	vibration and noise of less rare-earth interior U permanent magnet synchronous machine. In : <i>Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014 17th International Conference on.</i> IEEE, 2014. p. 1493-1497.
Li 2013	LI, Yan, JIANG, Xiaodong, XIA, Jiakuan, et al. Research of vibration and noise source identification method of surface-mounted permanent magnet synchronous motor. In : <i>Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2013 International Conference on.</i> IEEE, 2013. p. 42-45.
Cai 1999	CAI, W. et PILLAY, P. Resonance frequencies and mode shapes of switched reluctance motors. In : <i>Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD'99.</i> IEEE, 1999. p. 44-47.
Zhang 2005	FENGGE, Zhang, NINGZE, Tong, et FENGXIANG, Wang. Analysis of vibration modes for large induction motor. In : <i>Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on.</i> IEEE, 2005. p. 64-67.
Tang 2003	TANG, Zhangjun, PILLAY, Pragasen, et OMEKANDA, Avoki M. Vibration prediction in switched reluctance motors with transfer function identification from shaker and force hammer tests. <i>IEEE Transactions on Industry Applications</i> , 2003, vol. 39, no 4, p. 978-985.
Tang 2005	TANG, Zhangjun, PILLAY, Pragasen, CHEN, Yicheng, et al. Prediction of Electromagnetic Forces and Vibrations in SRMs Operating at Steady-State and Transient Speeds. <i>IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS</i> , 2005, vol. 41, no 4, p. 927.
Geoffriault 2015	GEOFFRIAULT, Maud. Réduction active des vibrations et des bruits d'une machine électrique par la stratégie de commande. 2015. Thèse de doctorat. Supélec.
Belkhatat 1997	BELKHAYAT, D., ROGER, D., et BRUDNY, J. F. Active reduction of magnetic noise in asynchronous machine controlled by stator current harmonics. 1997.
Cassoret 2009	CASSORET, Bertrand. REDUCTION ACTIVE DU BRUIT MAGNETIQUE DES MACHINES ASYNCHRONES DIRECTEMENT CONNECTEES AU RESEAU. 2009. Thèse de doctorat. UNIVERSITE D'ARTOIS.
Tokita 2014	TOKITA, T., GOTO, H., et ICHINOKURA, O. An effect of electromagnetic force on acoustic noise of axial-gap in-wheel SR motor. In : <i>Electrical Machines (ICEM), 2014 International Conference on.</i> IEEE, 2014. p. 987-993.
Islam 2012	ISLAM, Jahirul, SVECHKARENKO, Dmitry, CHIN, Robert, et al. Cogging torque and vibration analysis of a direct-driven PM wind generator with concentrated and distributed windings. In : <i>Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2012 15th International Conference on.</i> IEEE, 2012. p. 1-6.
Hirotsuka 2013	HIROTSUKA, Isao, SATO, Yuta, TSUBOI, Kazuo, <i>et al.</i> The influence of the occurrence frequency upon the radial distribution of electromagnetic vibration and noise in a three-phase squirrel-cage induction motor. In : <i>Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2013 International Conference on.</i> IEEE, 2013. p. 2044-2049.
Balan 1997	BALAN, Anil. <i>Theoretical and experimental investigations on radial electromagnetic forces in relation to vibration problems of induction machines.</i> 1997. Thèse de doctorat. University of Saskatchewan.
Lakshmikanth 2012	LAKSHMIKANTH, S., KR, Natraj, et KR, Rekha. Noise and vibration reduction in permanent magnet synchronous motors—a review. <i>International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)</i> , 2012, vol. 2, no 3, p. 405-416.
Bırte 2012	O. Bırte, T. Rusu, C.S. Martıř, L. Szabó, "A Survey on Reducing Noise

	and Vibrations in Some Electrical Machines Used in Automotive Applications," Scientific Bulletin of the Electrical Engineering Faculty, University of Targoviște Wallachia (Romania), vol. 12, no. 2, pp. 19-24.
Quanfeng 2010	LI, Quanfeng, ZHAO, Chaohui, et XIE, Yuan. Analytical Method for Calculating Noise of Axial Flux Disc Permanent Magnet Synchronous Motor [J]. Journal of Shanghai Dianji University, 2010, vol. 3, p. 008.
Yongxiao 1997	YONGXIAO, C., JIANHUA, W., et JUN, H. Analytical calculation of natural frequencies of stator of switched reluctance motor. In : Electrical Machines and Drives, 1997 Eighth International Conference on (Conf. Publ. No. 444). IET, 1997. p. 81-85.
Singal 1989	SINGAL, R. K., VERMA, S. P., et WILLIAMS, K. Vibrations of long and short laminated stators of electrical machines Part III: Results for short stators and validity of simplified frequency equation. Journal of sound and vibration, 1989, vol. 129, no 1, p. 31-44.
Tiirats 2014	TIIRATS, Tauno, PABUT, Ott, KALLASTE, Ants, <i>et al.</i> Analysis of mechanical vibrations caused by eccentricity in a slow-speed slotless permanent magnet generator. In : <i>Electric Power Quality and Supply Reliability Conference (PQ), 2014</i> . IEEE, 2014. p. 237-241.
Bedkowski 2014	BĘDKOWSKI, B. et BARAŃSKI, M. Electrical machine with permanent magnets as a vibration sensor—A test stand model. In : <i>Electrical Machines (ICEM), 2014 International Conference on</i> . IEEE, 2014. p. 1590-1593.
Liu 2014	LIU, Qian, THUL, Andreas, et HAMEYER, Kay. A robust model reference adaptive controller for the PMSM drive system with torque estimation and compensation. In : <i>Electrical Machines (ICEM), 2014 International Conference on</i> . IEEE, 2014. p. 665-671.
Birte 2015	FODOREAN, D., POPP, A., BIRTE, O., <i>et al.</i> Noise and vibration behavior and analysis conditions of a 45kW induction motor. In : <i>Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2015 IEEE 15th International Conference on</i> . IEEE, 2015. p. 2147-2152.
Hass 2016	HAAS, Stefan, MAIR, Mathias, et ELLERMANN, Katrin. Magneto-Structural analysis of rotating electrical machines. <i>PAMM</i> , 2016, vol. 16, no 1, p. 445-446.
Ellison 1971	ELLISON, A. J. et YANG, S. J. Natural frequencies of stators of small electric machines. In : <i>Proceedings of the Institution of Electrical Engineers</i> . IET Digital Library, 1971. p. 185-190.
Brudny 1991	J.F.Brudny «Étude quantitative des harmoniques du couple du moteur asynchrone triphasé d'induction.» Habilitation à diriger des recherches(HDR), USTL Lille,1991.
Corton 2000	R.Corton «Bruit magnétique des machines asynchrones, procédure de réduction passives et active.» Thèse, 2000, Université d'artois - France.
Gabsi 1999	M.Gabsi «Conception de machines spéciales et de leurs alimentations. Réduction du bruit d'origine électromagnétique.» Habilitation à diriger des recherches, Juillet 1999.
Hubert 2000	A.Hubert «Contribution à l'étude des bruits acoustiques générées lors de l'association machines électriques - convertisseurs statiques de puissances - Application à la machine asynchrone.» Thèse présentée pour l'obtention du grade de Docteur de l'UTC- Décembre 2000
Yang 1981	S. J. Yang, "Low Noise Electrical Motors", Clarendon Press 1981, Oxford University, Now York, ISBN-10 : 0198593325
Han 2009	HAN, Zeyin, YANG, Haodong, et CHEN, Yangsheng. Investigation of the rotor mechanical stresses of various interior permanent magnet motors. In : Electrical Machines and Systems, 2009. ICEMS 2009. International Conference on. IEEE, 2009. p. 1-6.

Hoppe 1871	HOPPE, R. Vibrationen eines Ringes in seiner Ebene. Journal für die reine und angewandte Mathematik, 1871, vol. 73, p. 158-170.
Lesueur 1988	LESUEUR, Claude. Rayonnement acoustique des structures: vibroacoustique, interactions fluide-structure. Eyrolles, 1988.
Verez 2016	VEREZ, Guillaume et ESPANET, Christophe. Limites des modèles analytiques usuels pour le calcul des fréquences propres des machines électriques. In : Symposium de Genie Electrique. 2016.
Matveev 2006	MATVEEV, Alexey. <i>Development of Methods, Algorithms and Software for Optimal Design of Switched Reluctance Drivers</i> . Eindhoven University of Technology, 2006.
Osborne 1986	J. Kowalik, M.R. Osborne, "Methods for Unconstrained Optimization problems, (Modern analytical and computational methods in Science and Mathematics)", Richard Bellman ED., 1986.
Hartmann 1996	HARTMANN, William M. Signals, sound, and sensation (Modern Acoustics and Signal Processing). 1996.
Su 2015	SU, Di, HE, Yan-Lin, LIU, Ji-Qiong, et al. Establishment of the Elastic Property Database of Fe-base Alloys. In : 1st Int. Conference on Information Science, Machinery, Materials and Energy, Atlantis Press, Curran Associates, Inc, Chongqing. 2015. p. 1840-1850.

Abstract

This PhD thesis deals with the issue of vibroacoustic emissions from the first design phases of electrical machines in order to have robust, reliable and above all efficient machines that meet the constraints in a wide range of applications and especially electrical vehicles. This manuscript is not only interested in the identification and highlighting the vibroacoustic problem, but above all to brought solutions and response elements to certain constraints. Knowing that the vibroacoustic problem is too vast and complex, this thesis focuses on vibroacoustic aspects of electromagnetic origin. To do so, the methods of noise reduction are presented but only the passive reduction solutions are used. These solutions are based on the design and optimization of efficient and less noisy electrical machines. This brings us back to the core of this work, which is the development of tools and multi-physics models combining the criteria of genericity, speed, accuracy and simplicity of coupling. In this context, several electric, magnetic, mechanical, thermal and acoustic models are presented. Different coupling strategies and modeling approaches are investigated. Conclusions are drawn each time according to the needs for the application use case.

Résumé

Ce mémoire de thèse traite la problématique des émissions vibroacoustiques dès les premières phases de conception de machines électriques dans le but de mettre en œuvre des machines robustes, fiables et surtout efficaces répondant aux contraintes dans un large domaine d'applications et spécialement pour le véhicule électrique et hybride. Ce manuscrit ne s'intéresse pas seulement à l'identification et la mise en exergue de la problématique vibroacoustique mais surtout a apporté des solutions et des éléments de réponse à certaines contraintes. La problématique vibroacoustique étant trop vaste et trop complexe, ce travail de thèse se focalise sur les aspects vibroacoustiques d'origine électromagnétiques. Pour ce faire, les méthodes de réduction de bruit sont présentées mais seules les solutions de réduction passive sont évoquées. Ces solutions se basent sur le dimensionnement et la conception par optimisation de machines électriques performantes et moins bruyantes. Cela nous ramène au cœur de ce travail qui est le développement d'outils et de modèles multi-physique réunissant les critères de genericité, rapidité, précision et facilité de couplage. Dans ce cadre, plusieurs modèles électriques, magnétiques, mécaniques, thermiques, et acoustiques sont présentés. Différentes stratégies de couplages et d'approches de modélisation sont investiguées. Des conclusions sont tirées à chaque fois en fonction des besoins pour le cas d'application.